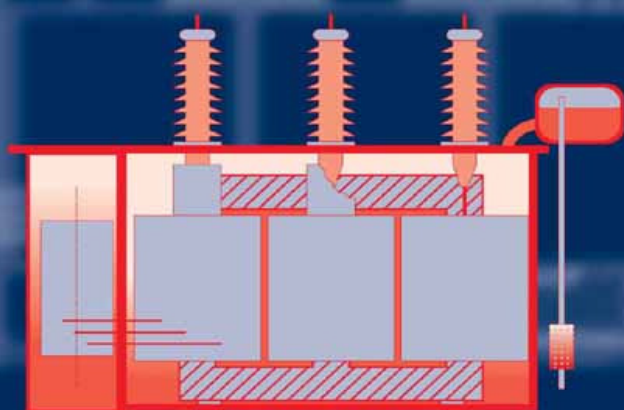


Andreas Küchler

Hochspannungs- technik

Grundlagen – Technologie – Anwendungen

2., vollständig bearbeitete und erweiterte Auflage



 Springer

VDI

Andreas Küchler

Hochspannungstechnik

Andreas Küchler

Hochspannungstechnik

Grundlagen – Technologie – Anwendungen

2., vollständig bearbeitete und erweiterte Auflage

Mit 405 Abbildungen

Prof. Dr.-Ing. Andreas Küchler
Fachhochschule Würzburg - Schweinfurt
Ignaz-Schön-Str. 11
97421 Schweinfurt
akuechler@fh-sw.de

Bibliografische Information Der Deutschen Bibliothek
Die Deutsche Bibliothek verzeichnet diese Publikation in der Deutschen Nationalbibliografie;
detaillierte bibliografische Daten sind im Internet über <<http://dnb.ddb.de>> abrufbar.

ISBN 3-540-21411-9 **Springer Berlin Heidelberg New York**

Dieses Werk ist urheberrechtlich geschützt. Die dadurch begründeten Rechte, insbesondere die der Übersetzung, des Nachdrucks, des Vortrags, der Entnahme von Abbildungen und Tabellen, der Funksendung, der Mikroverfilmung oder der Vervielfältigung auf anderen Wegen und der Speicherung in Datenverarbeitungsanlagen, bleiben, auch bei nur auszugsweiser Verwertung, vorbehalten. Eine Vervielfältigung dieses Werkes oder von Teilen dieses Werkes ist auch im Einzelfall nur in den Grenzen der gesetzlichen Bestimmungen des Urheberrechtsgesetzes der Bundesrepublik Deutschland vom 9. September 1965 in der jeweils geltenden Fassung zulässig. Sie ist grundsätzlich vergütungspflichtig. Zuwiderhandlungen unterliegen den Strafbestimmungen des Urheberrechtsgesetzes.

Springer ist ein Unternehmen von Springer Science+Business Media
springer.de

© Springer-Verlag Berlin Heidelberg 2005
Printed in Germany

Die Wiedergabe von Gebrauchsnamen, Handelsnamen, Warenbezeichnungen usw. in diesem Werk berechtigt auch ohne besondere Kennzeichnung nicht zu der Annahme, dass solche Namen im Sinne der Warenzeichen- und Markenschutz-Gesetzgebung als frei zu betrachten wären und daher von jedermann benutzt werden dürfen.

Sollte in diesem Werk direkt oder indirekt auf Gesetze, Vorschriften oder Richtlinien (z.B. DIN, VDI, VDE) Bezug genommen oder aus ihnen zitiert worden sein, so kann der Verlag keine Gewähr für die Richtigkeit, Vollständigkeit oder Aktualität übernehmen. Es empfiehlt sich, gegebenenfalls für die eigenen Arbeiten die vollständigen Vorschriften oder Richtlinien in der jeweils gültigen Fassung hinzuzuziehen.

Satz: Digitale Druckvorlage des Autors
Umschlaggestaltung: Struve & Partner, Heidelberg
Herstellung: PTP-Berlin Protago-TeX-Production GmbH, Germany
Gedruckt auf säurefreiem Papier 68/3020/Yu - 5 4 3 2 1 0

Vorwort zur ersten Auflage

Zentrale Aufgabe der Hochspannungstechnik ist die *Beherrschung hoher elektrischer Feldstärken und Spannungen*. Dabei geht es weniger um die Gefahren der Naturgewalten, für die ehemals höchste Autoritäten wie Zeus, Jupiter oder Wotan zuständig waren. An der Schwelle zum 21. Jahrhundert sind die Ingenieure der Hochspannungstechnik weder Götter noch Helden. Sie haben allerdings ein faszinierendes, herausforderndes und vielseitiges Aufgabengebiet: Hochspannungstechnik ist heute eine Schlüsseltechnologie für ein weites Spektrum technischer Anwendungen, die aus unserem Leben kaum noch fortzudenken sind.

Hohe Spannungen ermöglichen die *Übertragung* großer elektrischer Leistungen mit verhältnismäßig geringen Strömen und Verlusten. Hochspannungstechnik ist deshalb Voraussetzung für die sichere, wirtschaftliche und umweltfreundliche Energieversorgung. Die Minimierung der Verluste schont die Ressourcen und verringert die Emissionen. Außerdem können abgelegene Wasserkräfte und das schwankende Windenergieangebot optimal in den elektrischen Energieverbund einbezogen werden. Hoch- und Höchstspannungsnetze sind Voraussetzung für einen überregionalen Energiemarkt.

Darüber hinaus lässt sich eine große Vielfalt hochspannungstechnischer *Anwendungen* in allen Bereichen der Technik nennen: Beispielsweise werden Röntgengeräte, Nierensteinertrümmerer, Laser, Hochleistungslichtquellen, Stoßwellengeneratoren, Senderöhren, Kopiergeräte, Elektrofilter oder Beschichtungs- und Lackieranlagen unter Einsatz hoher Spannungen betrieben. Probleme der Hochspannungstechnik sind auch auf dem Gebiet der elektromagnetischen Verträglichkeit, in der physikalischen und technologischen Forschung oder beim Einsatz der Hochtemperatur-Supraleitung zu bewältigen.

Allen Anwendungen ist gemeinsam, dass man einerseits versucht, elektrische Feldstärken so *hoch* wie möglich zu wählen, um Abmessungen, Gewicht, Materialeinsatz, Kosten, Verluste und Umweltbelastungen so gering wie möglich zu halten. Andererseits müssen die Feldstärken so *niedrig* gehalten werden, dass ein zerstörender Durchschlag mit immensen Folgeschäden sicher ausgeschlossen werden kann. In diesem Spannungsfeld besteht die Aufgabe der Ingenieure meist darin, wirtschaftlich und technisch optimale Systemlösungen zu verwirklichen. Dabei müssen die modernsten technischen Mittel aus vielen *verschiedenen* Bereichen der Technik eingesetzt werden. Beispiele aus dem weiten Spektrum der Aufgabengebiete sind numerische Feldberechnung und Simulation, Isolationsbemessung und Werkstoffkunde, physikalische und chemische Untersuchungen, mechanische und thermische Auslegungen, Prüftechnik, Messtechnik und Diagnostik, Signalverarbeitung, EMV und Informationstechnik, oder auch Leistungselektronik und Prozessautomatisierung. Viele Fachleute aus diesen Gebieten werden auch mit hochspannungstechnischen Problemen konfrontiert. Der Hochspannungstechniker selbst sollte in erster Linie vielseitig und praxisorientiert sein und einen theoretisch gut fundierten Überblick besitzen.

In der Lehre und im einführenden Schrifttum muß oft eine Beschränkung auf grundlegende Themen der Hochspannungstechnik erfolgen. Die Übertragung auf praktische Anwendungen bleibt dann der eigenen Erfahrung und der selbständigen Vertiefung vorbehalten. Das vorliegende Buch versucht deshalb die an sich zusammengehörenden Themenkreise

Grundlagen, Technologien und Anwendungen

geschlossen zu behandeln. Diese Konzeption bedingt, dass schon in den grundlegenden Kapiteln praktische Beispiele, Anwendungen, Anmerkungen und Aufgaben enthalten sind. Durch entsprechende Kennzeichnung der "Abschweifungen" soll dem Leser die Wiederaufnahme des roten Fadens erleichtert werden. Bei der Beschreibung von Technologien und Anwendungen wird auf die

dazugehörenden Grundlagen zurückverwiesen. Das Buch ist deshalb sowohl für die grundlegende Erarbeitung der Hochspannungstechnik als auch für die erste Orientierung über spezielle Teilgebiete gedacht. Es soll den Leser im Studium, im Praktikum und im Beruf als Arbeitsbuch begleiten und den Einstieg in die speziellere Fachliteratur erleichtern.

Nachfolgend wird die Hochspannungstechnik in fünf übergeordnete Themenbereiche gegliedert,

- **Elektrische Beanspruchungen** durch Felder und Wellen (Kapitel 2),
- **Elektrische Festigkeiten** von Gasen, Flüssigkeiten und festen Stoffen (Kapitel 3),
- **Dielektrische Eigenschaften** von Isolierstoffen (Kapitel 4),
- Spezielle **Isolierstoffe** und ihre Technologie (Kapitel 5) und
- **Prüfen, Messen, Diagnose** (Kapitel 6).

Anschließend erfolgt die exemplarische Betrachtung von Anwendungen auf

- **typische Isolationssysteme** für Wechsel-, Gleich- und Stoßspannungsbeanspruchungen,
- sowie **weitere Einsatzgebiete** (Kapitel 7).

Besonderer Wert wird dabei auf die Darstellung von Zusammenhängen sowie auf Anschaulichkeit in Wort und Bild gelegt. Dem Leser sei aber trotz allem die alte Methode empfohlen, *"mit einem Stift zu lesen"*, d.h. Beispiele, Aufgaben und Feldbilder durch eigene Rechnung nachzuvollziehen und interessierende Themen durch schriftliche Auszüge zu vertiefen. Nützliche Begleiter sind dabei sicher auch eine mathematische Formelsammlung, eine Darstellung der Experimentalphysik und ein elektrotechnisches Grundlagenwerk. Weiterführende Literatur ist im Literaturverzeichnis zusammengestellt.

Natürlich erfordert der begrenzte Umfang des Buches eine starke Verkürzung vieler Inhalte und einen sehr subjektiven Kompromiss zwischen Vollständigkeit und Tiefgang. Ich bitte deshalb alle Fachleute um Nachsicht, die ihr Spezialgebiet nur unvollkommen behandelt finden. Mit der Bitte um Kritik und Anregungen übergebe ich das Buch dem Leser.

Die Verwirklichung des Buches verdanke ich in erster Linie dem Verständnis, der Unterstützung, und der Geduld meiner Frau *Christiane* und meiner ganzen Familie.

Mein Dank gilt insbesondere auch meinen akademischen Lehrern Prof. Dr.-Ing. *H. Lau* (†), Prof. Dr.-Ing. *A.J. Schwab*, Prof. Dr.-Ing. *A.M. Miri* und Dr.-Ing. *F. Hammer*, sowie allen Fachkollegen aus Industrie und Hochschulen, die direkt oder indirekt zum Gelingen des Buches beigetragen haben. Herzlich danken möchte ich meinen Emdener und Coburger Kollegen Prof. Dr.-Ing. *Thomas Dunz* und Prof. Dr.-Ing. *Michael Rossner* für die Korrektur des Manuskripts und für ihre wertvollen Anregungen. Wichtige Unterstützung wurde mir auch durch die Herrn Dipl.-Ing. (FH) *Th. Göpfert* und *D. Knorz*, sowie durch die Herren *F. Klauer*, *G. Schwab* und *R. Volk* zuteil. Nicht zuletzt gilt mein Dank dem VDI-Verlag und seinem Cheflektor Dr.-Ing. *W. Borchert* für die gute und vertrauensvolle Zusammenarbeit.

Schweinfurt und Hammelburg, im August 1996

Andreas Küchler

Vorwort zur zweiten Auflage

Hochspannungstechnik ist, wie viele breit gestreute Anwendungen zeigen, eine *Querschnittstechnologie* der modernen Gesellschaft. Allerdings spiegelt sich heute die Bedeutung von Schlüsseltechnologien nicht überall im erforderlichen Maß in den Curricula der Ingenieurausbildung wieder. Damit droht die volkswirtschaftlich wichtige technologische Breite und Tiefe an den Hochschulen verloren zu gehen. Fachbücher müssen deshalb in Zukunft, gewissermaßen als „virtuelles Lehrangebot“, eine größer werdende Lücke zwischen Bildungsqualität und den Anforderungen der Praxis schließen.

Bereits in der ersten Auflage des vorliegenden Buches wurde ein starkes Gewicht auf breite hochspannungstechnische *Grundlagen* und auf den Brückenschlag zu *Technologien* und *Anwendungen* gelegt. Das Buch hat deshalb gleichermaßen bei Studierenden und Anwendern eine erfreulich positive Aufnahme gefunden. Mit der nun vorliegenden zweiten Auflage soll dieses bewährte Konzept erhalten und durch *Verstärkung des Anwendungsbezuges* ausgebaut werden:

Die *grundlegenden* Kap. 2, 3 und 5 über elektrische Beanspruchungen, elektrische Festigkeit und Isolierstoffe wurden teilweise ergänzt, wie z.B. in den Abschnitten zum Öl- bzw. Vakuumdurchschlag, zu Polyäthylen, verflüssigten Gasen, Mineral- und Pflanzenölen oder Ölpapier. Kap. 4 über dielektrische Eigenschaften hat eine umfangreichere Überarbeitung erfahren, im Hinblick auf die Bedeutung, die dielektrische Systemeigenschaften bei der dielektrischen Diagnose gewinnen.

Die *anwendungsorientierten* Kap. 6 (Prüfen, Messen, Diagnose) und 7 (Anwendungen) wurden stark erweitert:

Kap. 6 erhielt neue Abschnitte zur *Isolationskoordination*, zu Überspannungsableitern, zur *Vor-Ort-Prüftechnik*, zu klassischen und elektrooptischen Messverfahren sowie zu Strom- und Spannungswandlern. *Diagnose und Online-Monitoring* haben in den zurückliegenden Jahren sehr an Bedeutung gewonnen, sie sind deshalb Gegenstand eines eigenen Kapitels 6.4. Die Darstellung der klassischen Verfahren wurde erweitert und um neue Verfahren der Teilentladungsanalyse und der dielektrischen Diagnose ergänzt. Zum Online-Monitoring werden verschiedene Möglichkeiten vorgestellt, die sich für unterschiedliche Betriebsmittel ergeben.

Die Beschreibung von *Isolationssystemen* in Kap. 7 war erheblich zu erweitern, wie z.B. in den Abschnitten über Kabel, Transformatoren, Maschinen, Leistungsschalter sowie Gleich- und Impulsspannungsisolationen. Darüber hinaus waren neue „exotische“ Anwendungen und Herausforderungen zu berücksichtigen, u.a. in der *Motorentechnik* für Hochleistungszündkerzen, in der *Medizintechnik* für neue Therapieansätze, in der *Tieftemperaturtechnik* für die Isolation supraleitender Betriebsmittel oder in der *Hochleistungsimpulstechnik* für die Herstellung nanokristalliner Werkstoffe, für elektrodynamische Material-Fragmentierung oder für die Elektroporation biologischer Zellen.

Erweiterte *Sachwort- und Literaturverzeichnisse* sollen dem Anwender den Zugriff auf spezielle Fragen und auf weiterführende Quellen erleichtern. An vielen Stellen wird außerdem auf *Normen und Standards* Bezug genommen, um einen Einstieg in den Dschungel der vielfach verschlungenen Vorschriften zu finden. Dies ist allerdings nur auszugsweise, beispielhaft und nach dem heutigen aber vergänglichen Stand des Normenwesens möglich. Der Anwender muss letztlich selbst die jeweils gültigen und aktuellen Normen zu Rate ziehen.

Wiederum möchte ich dankbar bekennen, dass die Neugestaltung des Buches nur durch die Unterstützung von vielen Seiten möglich war:

An erster Stelle sind das Verständnis meiner Familie und die Unterstützung meiner Frau zu nennen.

Wichtig waren aber auch die Anregungen, die ich von den Lesern der ersten Auflage und durch die Zusammenarbeit mit zahlreichen hoch geschätzten Fachkollegen erhalten habe. Stellvertretend für viele sei vor allem den Herren Dr. *J.J. Alff*, Dr. *R. Badent*, Prof. Dr. *H. Bluhm*, Prof. Dr. *H. Borsi*, Ing. grad. *B. Breitenbach*, Dr. *P. Deister*, Dr. *W. Hauschild*, Dr. *V. Der Houhanessian*, Dr. *J. Hoppe*, Dr. *A. Kachler*, Dr. *T. Kaiser*, Prof. Dr. *D. Kind*, Dipl.-Ing. *H.J. Kirch* (†), Dr. *N. Koch*, Dipl.-Ing. *C. Krause*, Prof. Dr. *W. Kühn*, Prof. Dr. *T. Leibfried*, Prof. Dr. *A.M. Miri*, Prof. Dr. *M. Muhr*, Prof. Dr. *C. Neumann*, Dr. *U. Piovan*, Prof. Dr. *R. Porzel* (†), Prof. Dr. *M. Rossner*, Prof. Dr. *T. Saha*, Prof. *E. Schneider* (†), Prof. Dr. *A.J. Schwab* und Prof. Dr. *W.S. Zaengl* herzlich gedankt. Mein ganz besonderer Dank gilt aber meinen Kollegen Prof. Dr. *M. Hartje* und Prof. Dr. *M. Hoof* aus Bremen und aus Kaiserslautern sowie Herrn Dipl.-Ing. (FH) *M. Borlein*, die die Mühen des Korrekturlesens auf sich genommen haben und denen ich viele wertvolle Hinweise verdanke. Den Herren Dipl.-Ing. (FH) *F. Hüllmandel*, Dipl.-Ing. (FH) *K. Böhm* und *F. Klauer* möchte ich für ihre Unterstützung bei allen technischen Problemen recht herzlich danken.

Mein Dank gilt auch den Firmen Alstom, HSP Hochspannungsgeräte Porz GmbH, Robert Bosch GmbH, Siemens AG und Weidmann Transformerboard Systems AG sowie der FH Würzburg-Schweinfurt für die Überlassung von Bildmaterial.

Die in dieser Auflage verarbeitete Erfahrung hätte nicht entstehen können, wenn nicht der Freistaat Bayern, die Fachhochschule Würzburg-Schweinfurt mit ihrem Präsidenten Prof. Dr. *H. Weber*, der Fachbereich Elektrotechnik mit seinem Dekan Prof. Dr. *F. Vilsmeier* sowie öffentliche und private Drittmittelgeber für gute Rahmenbedingungen in Forschung und Lehre gesorgt hätten. Auch hierfür sei in Zeiten hochschulpolitischer Turbulenzen ausdrücklich gedankt.

Einen besonderen Dank möchte ich an den *Springer-Verlag* und an seine Lektorin Frau *Sigrid Cuneus* für die Neuauflage des Buches und für die gute, verständnisvolle Zusammenarbeit richten.

Dank gebührt abschließend noch einmal allen Lesern, die mir Anregungen und Hinweise zukommen ließen. Damit möchte ich die Bitte verbinden, dies auch in Zukunft zu tun und mich unter akuechler@fh-sw.de zu kontaktieren.

Schweinfurt und Hammelburg, im Oktober 2004

Andreas Küchler

Inhalt

1 Einführung	1
1.1 Aufgabe der Hochspannungstechnik	1
1.2 Anwendungen der Hochspannungstechnik	1
1.3 Perspektiven der Hochspannungstechnik	2
1.4 Übersicht	2
2 Elektrische Beanspruchungen	5
2.1 Grundlagen des elektrischen Feldes	5
2.1.1 Feldgrößen	6
2.1.2 Potential, Spannung und Kapazität	7
2.1.3 Die Maxwellschen Feldgleichungen	9
2.1.3.1 Die Maxwellschen Hauptgleichungen (Feldgleichungen)	10
2.1.3.2 Die Maxwellschen Nebengleichungen (Kontinuitätsgleichungen)	10
2.1.3.3 Die Stoffgleichungen	12
2.1.4 Einteilung der Felder	13
2.1.4.1 Statische und stationäre Felder	13
2.1.4.2 Quasistationäre (induktive) Felder in Leitern	15
2.1.4.3 Quasistationäre (kapazitive) Felder in Isolierstoffen	16
2.1.4.4 Nichtstationäre Felder (elektromagnetische Wellen)	20
2.2 Technische Beanspruchungen	21
2.2.1 Beanspruchung mit Gleichspannung	22
2.2.2 Beanspruchung mit Wechselspannung	23
2.2.3 Beanspruchung mit Schaltstoßspannung („Innere Überspannungen“)	24
2.2.4 Beanspruchung mit Blitzstoßspannung („Äußere Überspannungen“)	25
2.2.5 Beanspruchung mit sehr schnell ansteigenden Impulsen („Fast Transients“)	25
2.2.6 Mischfeldbeanspruchungen	28
2.3 Statische, stationäre und quasistationäre Felder in homogenen Dielektrika	28
2.3.1 Analytische Auswertung der Kontinuitätsgleichung	29
2.3.1.1 Grundsätzlicher Berechnungsweg	29
2.3.1.2 Kugelsymmetrische Felder	30
2.3.1.3 Zylindersymmetrische Felder	33
2.3.1.4 Homogene Felder	36
2.3.1.5 Feldverzerrungen durch Raumladungen	37
2.3.2 Analytische Auswertung der Potentialgleichung	38
2.3.3 Graphische Feldermittlung (für ebene Felder)	39
2.3.4 Methode der konformen Abbildung (für ebene Felder)	43
2.3.5 Ersatzladungsverfahren	47
2.3.5.1 Leitende Kugeln (Punktladungen)	47
2.3.5.2 Feld zwischen zwei leitenden Kugeln (Kugelfunkenstrecke)	53
2.3.5.3 Parallele Linienladungen	57
2.3.5.4 Felder in der Umgebung zylindrischer Leiter	59
2.3.6 Ähnlichkeitsbeziehungen, Homogenitätsgrad („Schwaigerscher Ausnutzungsfaktor“)	69
2.3.7 Ausmessung stationärer Strömungsfelder	72
2.3.7.1 Analogie zwischen dielektrischem Verschiebungsfeld und stationärem Strömungsfeld	73
2.3.7.2 Messungen auf halbleitendem Papier („Widerstandspapier“)	73
2.3.7.3 Messungen in halbleitenden Flüssigkeiten („Elektrolytischer Trog“)	74

2.4 Statische, stationäre und quasistationäre Felder in inhomogenen Dielektrika	74
2.4.1 Leitfähigkeit und Polarisation	75
2.4.1.1 Leitfähigkeit	75
2.4.1.2 Polarisation	76
2.4.2 Geschichtete Dielektrika	79
2.4.2.1 Grenzflächen	79
2.4.2.2 Quer geschichtetes Dielektrikum („Feldverdrängung“)	80
2.4.2.3 Längs geschichtetes Dielektrikum (Tangentiale Grenzfläche, „Interface“)	82
2.4.2.4 Schräg geschichtetes Dielektrikum („Brechungsgesetze“)	82
2.4.3 Analytische Berechnung geschichteter Dielektrika	84
2.4.3.1 Ebene, zylindersymmetrische und kugelsymmetrische Schichtungen	84
2.4.3.2 Spalte und Risse	89
2.4.3.3 Zwickel (Tripel-Punkte)	91
2.4.3.4 Hohlräume und dielektrische Kugeln	94
2.4.4 Gleichspannung und Übergangsvorgänge	96
2.4.4.1 Analogien zum dielektrischen Verschiebungsfeld	96
2.4.4.2 Typische Gleichspannungsfelder	99
2.4.4.3 Übergangsvorgänge	102
2.5 Numerische Feldberechnung	108
2.5.1 Übersicht	108
2.5.2 Ersatzladungsverfahren	109
2.5.3 Finite-Differenzen-Verfahren	111
2.5.4 Methode der Finiten Elemente	113
2.6 Schnell veränderliche Felder und Wanderwellen	119
2.6.1 Leitungsgebundene TEM-Welle	119
2.6.2 Reflexionsvorgänge	123
2.6.2.1 Grundlagen	123
2.6.2.2 Wellenersatzbild	125
2.6.2.3 Mehrfachreflexionen	126
2.6.3 Beispiele	129
2.6.3.1 Gasisierte Schaltanlage („Fast Transients“)	129
2.6.3.2 Schutzbereich von Überspannungsableitern	131
2.6.3.3 Leitungsgeneratoren	132
3 Elektrische Festigkeit	135
3.1 Statistische Grundlagen	135
3.1.1 Statistische Beschreibung von Entladungsvorgängen	135
3.1.1.1 Zufallsgrößen	135
3.1.1.2 Verteilungsfunktionen	136
3.1.1.3 Parameterschätzung	138
3.1.1.4 Beispiel einer Messreihe	139
3.1.2 Beschreibung von Entladungsvorgängen mit theoretischen Verteilungsfunktionen	140
3.1.2.1 Vergleich empirischer Verteilungen mit theoretischen Verteilungen	141
3.1.2.2 Die Gaußsche Normalverteilung	142
3.1.2.3 Die Weibull-Verteilung	143
3.1.2.4 Parameterschätzung	145
3.1.3 Vergrößerungsgesetze	147
3.1.4 Korrelation und Regression, Lebensdauergesetz	150
3.2 Gasentladungen	152
3.2.1 Gasentladungskennlinien	153
3.2.1.1 Unselbständige und selbständige Entladung	153
3.2.1.2 Gasentladungskennlinie, Einstellung von Arbeitspunkten	153
3.2.1.3 Erscheinungsformen von Gasentladungen	156

3.2.2 Raumladungsfreie Entladung im homogenen Feld (nach Townsend und Paschen)	157
3.2.2.1 Zündbedingung nach Townsend (Generationenmechanismus)	158
3.2.2.2 Ionisierung und Anlagerung	162
3.2.2.3 Gesetz von Paschen	166
3.2.3 Raumladungsbeschwerte Entladung, Kanalentladung (Streamer-Mechanismus)	171
3.2.4 Entladeverzögerung, Stoßkennlinien und Hochfrequenzdurchschlag	174
3.2.4.1 Zünd- und Entladeverzögerung	174
3.2.4.2 Stoßkennlinien	176
3.2.4.3 Hochfrequenzdurchschlag	178
3.2.5 Entladungen im inhomogenen Feld	178
3.2.5.1 Vorentladungen und Durchschlag	178
3.2.5.2 Polaritätseffekt	180
3.2.5.3 Koronaansatz und Vorentladungen	182
3.2.5.4 Durchschlagsspannungen	184
3.2.5.5 Einfluss verschiedener Parameter	186
3.2.6 Oberflächenentladungen	188
3.2.6.1 Anordnungen mit Oberflächen	188
3.2.6.2 Zündung von Gleitentladungen	189
3.2.6.3 Entwicklung von Gleitentladungen	191
3.2.6.4 Fremdschichtüberschlag	193
3.2.7 Funken-, Bogen- und Blitzentladung	195
3.2.7.1 Funkenentladung	196
3.2.7.2 Bogenentladung	198
3.2.7.3 Blitzentladungen	200
3.3 Entladungen in flüssigen und festen Dielektrika.....	203
3.3.1 Entladungen in Flüssigkeiten	205
3.3.1.1 Entladungsmechanismen in Mineralöl	205
3.3.1.2 Wichtige Einflussgrößen beim Durchschlag in Mineralöl	209
3.3.1.3 Teilentladungen (TE) in Mineralöl	213
3.3.1.4 Andere Isolierflüssigkeiten	215
3.3.2 Entladungen in festen Stoffen	215
3.3.2.1 Elektrischer Durchschlag	216
3.3.2.2 Wärmedurchschlag	217
3.3.2.3 Alterung, Erosionsdurchschlag und Lebensdauer	221
3.4 Teilentladungen (TE)	224
3.4.1 Ursachen für Teilentladungen	224
3.4.1.1 Koronaentladungen	224
3.4.1.2 Innere Teilentladungen	225
3.4.1.3 Oberflächenentladungen	228
3.4.2 Teilentladungsquellen	228
3.4.2.1 TE-Quellen in Gasen	228
3.4.2.2 TE-Quellen in Flüssigkeiten	228
3.4.2.3 TE-Quellen in festen Stoffen	229
3.4.3 Klassische TE-Interpretation bei Wechselspannung.....	230
3.5 Vakuumdurchschlag	233
4 Dielektrische Systemeigenschaften	237
4.1 Polarisierung in Zeit- und Frequenzbereich	237
4.1.1 Beschreibung im Zeitbereich	237
4.1.2 Beschreibung im Frequenzbereich	240
4.2 Dielektrische Kenngrößen	240
4.2.1 Dielektrizitätszahl ϵ_r	241
4.2.1.1 Polarisationsmechanismen	241

4.2.1.2 Frequenzabhängigkeit (Dispersion)	242
4.2.1.3 Temperaturabhängigkeit	243
4.2.1.4 Feldstärkeabhängigkeit	243
4.2.1.5 Mischdielektrika	244
4.2.2 Leitfähigkeit κ	244
4.2.2.1 Leitfähigkeit in Gasen	245
4.2.2.2 Leitfähigkeit in Flüssigkeiten	245
4.2.2.3 Leitfähigkeit in festen Stoffen	246
4.2.2.4 Feldstärke- und Temperatureinfluss	249
4.2.3 Verlustfaktor $\tan \delta$	250
4.2.4 Komplexe Dielektrizitätszahl	251
4.3 Beschreibung von Dielektrika	254
4.3.1 Klassische Parallel- und Reihenersatzschaltbilder	255
4.3.2 Beschreibung von Materialeigenschaften	256
4.3.2.1 Lineares Polarisations-Ersatzschaltbild	256
4.3.2.2 Nichtlineare Ersatzschaltbilder	257
4.3.3 Beschreibung von Geometrieigenschaften	259
4.3.3.1 Maxwellsches Zweischichtenmodell	259
4.3.3.2 Einfache Schichtungen	261
4.3.3.3 Komplexe Geometrien	261
5 Isolierstoffe	263
5.1 Gase	263
5.1.1 Luft	264
5.1.2 Schwefelhexafluorid (SF_6)	264
5.2 Anorganische feste Isolierstoffe	266
5.2.1 Porzellan und Keramik	266
5.2.2 Glas	267
5.2.3 Glimmerprodukte	268
5.3 Hochpolymere Kunststoffe	269
5.3.1 Bildungsreaktionen und Vernetzung	270
5.3.2 Thermoplastische Isolierstoffe	271
5.3.2.1 Polyäthylen (PE und VPE)	271
5.3.2.2 Polyvinylchlorid (PVC)	273
5.3.2.3 Polypropylen (PP)	273
5.3.2.4 Hochtemperaturbeständige Thermoplaste	274
5.3.2.5 Polyamide (PA) und Aramide	275
5.3.2.6 Polytetrafluoräthylen (PTFE)	275
5.3.2.7 Polymethylmethacrylat (PMMA)	276
5.3.3 Duroplaste und Elastomere	276
5.3.3.1 Epoxidharze	277
5.3.3.2 Polyurethane (PU)	282
5.3.3.3 Phenolharze (PF) und Hartpapier	283
5.3.3.4 Silikonharze und -elastomere (SIR)	283
5.4 Isolierflüssigkeiten	287
5.4.1 Technologie der Isolierflüssigkeiten	288
5.4.2 Mineralöl	289
5.4.3 Synthetische Isolierflüssigkeiten	292
5.4.3.1 Polychlorierte Biphenyle (PCB)	292
5.4.3.2 Silikonflüssigkeiten („Silikonöle“)	292
5.4.3.3 Andere organische Flüssigkeiten	293

5.4.4 Pflanzliche Öle	294
5.4.5 Wasser	295
5.4.6 Verflüssigte Gase	296
5.5 Faserstoffe	298
5.5.1 Papier und Pressspan	299
5.5.1.1 Elektrische Festigkeit	299
5.5.1.2 Dielektrische Eigenschaften, Feuchtigkeit und Alterung	300
5.5.1.3 Herstellung und Verarbeitung	302
5.5.2 Synthetische Faserstoffe	306
6 Prüfen, Messen, Diagnose	307
6.1 Qualitätssicherung	307
6.1.1 Qualitätssicherungssysteme	307
6.1.2 Zertifizierung und Akkreditierung	308
6.1.3 Kalibrierung	308
6.1.4 Isolationskoordination	310
6.1.4.1 Prinzip der Isolationskoordination	310
6.1.4.2 Hochspannungsprüfungen	313
6.1.4.3 Überspannungsableiter	314
6.2 Erzeugung hoher Spannungen	316
6.2.1 Erzeugung von Wechselspannungen	317
6.2.1.1 Erzeugungsprinzipien	317
6.2.1.2 Prüftransformatoren	319
6.2.1.3 Kaskadenschaltung	320
6.2.1.4 Kapazitive Spannungsüberhöhung bei Transformatoren	321
6.2.1.5 Serienresonanz-Prüfanlagen	323
6.2.1.6 Anforderungen an Labor- und Vor-Ort-Prüfspannungen	326
6.2.2 Erzeugung von Gleichspannungen	329
6.2.2.1 Hochspannungsgleichrichter	329
6.2.2.2 Gleichrichterschaltungen	330
6.2.2.3 Schaltnetzteile	333
6.2.2.4 Elektrostatische Generatoren	333
6.2.3 Erzeugung von Stoßspannungen	335
6.2.3.1 Stoßspannungsformen	335
6.2.3.2 Einstufige Stoßspannungsgeneratoren	338
6.2.3.3 Mehrstufige Stoßspannungsgeneratoren	341
6.2.3.4 Stoßstromgeneratoren	343
6.2.3.5 Kombinierte Prüfschaltungen	344
6.2.3.6 Spezielle Impulsgeneratoren	345
6.3 Hochspannungsmesstechnik	348
6.3.1 Messfunkenstrecken	348
6.3.1.1 Kugelfunkenstrecke	348
6.3.1.2 Stab-Stab-Funkenstrecke	350
6.3.2 Elektrostatische Voltmeter	351
6.3.3 Feldsensoren	352
6.3.3.1 Räumlich konzentrierte Sensoren	352
6.3.3.2 Räumlich ausgedehnte Sensoren	352
6.3.3.3 Potentialfreie Sonden	353
6.3.3.4 Generatorische Sensoren	353
6.3.3.5 Elektro- und magnetooptische Feldsensoren	354
6.3.4 Spannungsteiler	358
6.3.4.1 Übertragungsverhalten	358
6.3.4.2 Teilerbauarten	359

6.3.4.3 Streukapazitäten	361
6.3.4.4 Niederspannungsteile	362
6.3.4.5 Ankopplungsschaltungen	363
6.3.5 Wandler	364
6.3.5.1 Spannungswandler	364
6.3.5.2 Stromwandler	366
6.3.6 Effektiv-, Scheitelwert- und Oberschwingungsmessungen	367
6.3.7 Strommessung	369
6.3.8 Elektromagnetische Verträglichkeit (EMV)	370
6.4 Diagnose und Monitoring	371
6.4.1 Klassische dielektrische Messungen	372
6.4.1.1 Verlustfaktor und Kapazität	372
6.4.1.2 Isolationswiderstand, Leitfähigkeit	374
6.4.2 Teilentladungsmessungen	376
6.4.2.1 TE-Messkreis	376
6.4.2.2 Scheinbare Ladung, TE-Energie	377
6.4.2.3 Empfindlichkeit und Kalibrierung	379
6.4.2.4 Signalverarbeitung und -bewertung	380
6.4.2.5 Störungsfreies Messen	382
6.4.2.6 TE-Diagnose	383
6.4.2.7 UHF-TE-Diagnose	387
6.4.2.8 Nicht-elektrische Methoden der TE-Diagnose	389
6.4.3 Chemische Analysen	389
6.4.3.1 Bestimmung des Wassergehalts	390
6.4.3.2 Gas-in-Öl-Analyse	391
6.4.3.3 Hochdruck-Flüssigkeits-chromatographie (HPLC)	395
6.4.3.4 Bestimmung des Polymerisationsgrades von Zellulose	396
6.4.4 Isolierstoffprüfungen	396
6.4.4.1 Dielektrische Messungen	396
6.4.4.2 Durchschlagsmessungen	396
6.4.4.3 Kriechstromfestigkeit	399
6.4.4.4 Lichtbogenfestigkeit	400
6.4.4.5 Weitere Isolierstoffprüfungen	401
6.4.5 Optische und akustische Diagnoseverfahren	401
6.4.5.1 Lichtwellenleiter	401
6.4.5.2 Visuelle Diagnostik	402
6.4.5.3 Akustische Diagnostik	402
6.4.6 Bestimmung von Systemeigenschaften	403
6.4.6.1 Stoßstromverlauf	403
6.4.6.2 Übertragungsfunktionen	403
6.4.6.3 Frequenzgangmessungen	405
6.4.6.4 Reflektometrie	405
6.4.7 Dielektrische Diagnose	405
6.4.7.1 Zeit- und Frequenzbereich	405
6.4.7.2 Selektive Messungen	406
6.4.7.3 Entladespannungsmessung	407
6.4.7.4 IRC-Analyse	407
6.4.7.5 Rückkehrspannungsanalyse	408
6.4.7.6 PDC-Analyse	410
6.4.7.7 Frequenzbereichsanalyse	416
6.4.8 Online-Monitoring	418
6.4.8.1 Monitoring von Transformatoren	418
6.4.8.2 Monitoring von Durchführungen	421
6.4.8.3 Monitoring rotierender Maschinen	423
6.4.8.4 Monitoring von VPE-Kabeln und Garnituren	424
6.4.8.5 Monitoring weiterer Betriebsmittel	425

7 Anwendungen	427
7.1 Typische Isolationssysteme für Wechselspannungen	427
7.1.1 Kabel und Garnituren	427
7.1.1.1 Papierisolierte Kabel	427
7.1.1.2 Kunststoffkabel	429
7.1.1.3 Gasisolierte Leitungen (GIL)	431
7.1.1.4 Kabelgarnituren	431
7.1.1.5 Prüfung von Kabelsystemen	433
7.1.2 Durchführungen	435
7.1.2.1 Feld- bzw. Potentialsteuerung	435
7.1.2.2 Berechnung kapazitiver Steuerungen	437
7.1.2.3 Bauformen	439
7.1.3 Transformatoren	440
7.1.3.1 Öl- und Trockentransformatoren, Drosseln	441
7.1.3.2 Wicklungsaufbau, Stufenschalter	442
7.1.3.3 Aufbau der Öl-Board-Isolation	445
7.1.3.4 Fertigung	452
7.1.3.5 Transformatorprüfung	452
7.1.3.6 Betrieb, Diagnose und Wartung	458
7.1.4 Kondensatoren	462
7.1.4.1 Aufbau des Dielektrikums	463
7.1.4.2 Trocknung und Imprägnierung	463
7.1.4.3 Kondensatorbauarten	464
7.1.4.4 Messkondensatoren	464
7.1.5 Leistungsschalter	465
7.1.5.1 Entwicklung der Schaltgeräte	465
7.1.5.2 SF ₆ -Druckgasschalter	466
7.1.5.3 Vakuumschalter	469
7.1.6 Elektrische Maschinen	471
7.1.6.1 Niederspannungsmotoren	472
7.1.6.2 Maschinen für hohe Leistungen	473
7.1.6.3 Kabelgeneratoren und -maschinen	476
7.2 Typische Isolationssysteme für Gleichspannungen	477
7.2.1 Beanspruchung und Festigkeit	477
7.2.2 Gleichspannungskondensatoren	478
7.2.3 HGÜ-Transformatoren	479
7.2.3.1 Beanspruchungen	479
7.2.3.2 Wechsel- und stationäre Gleichspannungsbeanspruchung	480
7.2.3.3 Belastungen bei Spannungsänderungen	482
7.2.3.4 Übergangsvorgänge (Transienten)	483
7.2.3.5 Einflüsse der Materialien	487
7.2.4 Äußere Isolation	488
7.2.5 Hochfrequent getaktete Gleichspannungen	491
7.2.5.1 Anwendungen	491
7.2.5.2 Isolationsprobleme	491
7.2.5.3 Prüftechnik	492
7.3 Typische Isolationssysteme für Impulsspannungen	492
7.3.1 Beanspruchung und Festigkeit	492
7.3.2 Energiespeicherung	493
7.3.3 Impulskondensatoren (Energiespeicher-, Stoßkondensatoren)	493
7.3.3.1 Aufbau des Kondensators	493
7.3.3.2 Die sogenannte „Kondensatorinduktivität“	494
7.3.3.3 Dielektrikum und Lebensdauer	494
7.3.4 Barrierensysteme	496

7.4 Weitere Anwendungen.....	497
7.4.1 Blitzschutz.....	497
7.4.2 Hochleistungsimpulstechnik	499
7.4.2.1 Impulsstromkreise	499
7.4.2.2 Akustische Stoßwellen	500
7.4.2.3 Gepulste Teilchen- und Laserstrahlen	500
7.4.2.4 Elektrodynamische Erzeugung nanokristalliner Werkstoffe	501
7.4.2.5 Elektrodynamische Fragmentierung	501
7.4.2.6 Elektroporation biologischer Zellen	502
7.4.3 Licht- und Lasertechnik	502
7.4.4 Röntgentechnik	503
7.4.5 Partikelabscheidung, Ionisierung	504
7.4.6 Zündkerzen.....	505
7.5 Supraleitende Betriebsmittel.....	507
7.5.1 Supraleitung	507
7.5.2 HTSL-Leitermaterial.....	508
7.5.3 Isolation und Kühlung mit LN_2	509
7.5.4 Anwendungen	510
7.5.4.1 SMES Supraleitende magnetische Energiespeicher	510
7.5.4.2 Kurzschlussstrombegrenzer, Schalter	511
7.5.4.3 Kabel	512
7.5.4.4 Motoren, Generatoren	513
7.5.4.5 Transformatoren	513
8 Literatur	516
9 Sachwortverzeichnis.....	529

Symbole und Abkürzungen

Variable skalare Größen werden kursiv, *vektorielle* Größen fett und kursiv dargestellt, z.B. $u(t)$ und $E(\mathbf{x}, t)$.

Für *zeitabhängige* Ströme, Spannungen und Ladungen stehen kleine Buchstaben, z.B. i , u und q , für *zeitabhängige* Feldgrößen werden Großbuchstaben verwendet, z.B. $E(t)$.

Scheitelwerte sind durch ein aufgesetztes Dach gekennzeichnet, z.B. $\hat{E}$ und $\hat{U}$. *Gleichgrößen und Effektivwerte* werden durch Großbuchstaben symbolisiert, z.B. E , I , U und Q .

Unterstrichene Symbole stehen für *komplexe Größen*, z.B. z , $\underline{i}$ und $\underline{u}$.

Die verwendeten *Einheiten* entsprechen grundsätzlich dem internationalen Einheitensystem (SI-Einheiten). Lediglich für die Einheiten des Druckes, der Temperatur und der Zeit wird auch auf die anschaulichen Einheiten Bar ($1 \text{ bar} = 10^5 \text{ Pa}$), Grad Celsius ($^{\circ}\text{C}$) und die allgemein üblichen Zeitangaben zurückgegriffen.

Symbole

Nachfolgend werden die wichtigsten Symbole geordnet nach Kleinbuchstaben, Großbuchstaben und griechischen Buchstaben erläutert. Die Bedeutung der verschiedenen *Indices* ergibt sich aus dem Text. Leider ist durch die Überschneidung unterschiedlicher wissenschaftlicher Disziplinen die Verwendung gleicher Symbole für völlig unterschiedliche Größen nicht ganz zu vermeiden. Der Leser wird deshalb gebeten, die jeweils gültige Bedeutung dem Textzusammenhang zu entnehmen.

a	Abstand, Koeffizient, Exponent, Breite, Koeffizient
b	Brechungsfaktor (Wanderwellen)
c	Konstante
d	Abstand, Schlagweite
e	Elementarladung, natürliche Zahl

f	Frequenz, Stoßfaktor, abs. Luftfeuchte, Feuchtigkeitsgehalt Formfaktor
$f(\dots)$	Funktion von ...
g	Erdbeschleunigung
$g(\dots)$	Funktion von ...
h	Höhe, Häufigkeit bzw. empirische Verteilungsfunktion (Statistik)
i	Strom, Zählindex
j	imaginäre Einheit, Zählindex
k	Konstante, Zählindex, Lebensdauerexponent
l	Länge, Zählindex
m	Masse, Zählindex
n	Anzahl, Zählindex, optischer Brechungsindex
p	Geometriefaktor, Potentialkoeffizient, Druck, Verlustleistungsdichte, p -Faktor Wahrscheinlichkeit
q	Ladung
r	Radius, Abstand, Reflexionsfaktor (Wanderwellen)
s	Abstand, Laplace-Operator, Steilheit empirische Standardabweichung
s	Ortsvektor
t	Zeit
$\tan \delta$	Verlustfaktor
u	Spannung, Koordinate ($\underline{w}$ -Ebene), Messunsicherheit
$\ddot{u}$	Übersetzungs-, Teilverhältnis
v	Geschwindigkeit, Koordinate ($\underline{w}$ -Eb.), empirischer Variationskoeffizient
w	Energiedichte, Feuchte (rel. oder abs.)
$\underline{w}$	komplexe Zahl
x	Ortskoordinate, Länge
$\mathbf{x}$	Ortsvektor
$\mathbf{x}$	Realisierung einer Zufallsgröße
y	Ortskoordinate
z	Ortskoordinate, axiale Länge
$\underline{z}$	komplexe Zahl
$\mathbf{A}, A$	Flächenvektor, Fläche
A	Spannungs-Zeit-Fläche, Konstante (Paschen-Gesetz)
Al	Aluminium (chem. Symbol)

Ar	Argon (chem. Symbol)	V	Volumen, Variationskoeffizient
B, B	magnetische Flussdichte, Konstante (Paschen-Gesetz), Bor (chem. Symbol)	W	Energie, Wahrscheinlichkeit
C	Kapazität	X	Blindwiderstand, Zufallsgröße
C	Kohlenstoff (chem. Symbol)	Y	Zufallsgröße
Ca	Kalzium (chem. Symbol)	$\underline{Y}$	Admittanz (komplexer Leitwert)
Cl	Chlor (chem. Symbol)	Z	Wellenwiderstand
Cu	Kupfer (chem. Symbol)	$\underline{Z}$	Impedanz (komplexer Widerstand)
D, D	dielektrische Verschiebungsdichte	α	Winkel, Ionisierungskoeffizient
$\underline{D}$	komplexer Effektivwert der diel. Vers.	β	Ionisierungskoeffizient, Schutzpegel
D	Abstand, Durchmesser theoretische Dichtefunktion (Statistik)	γ	Rückwirkungskoeffizient
E, E	elektrische Feldstärke	δ	Verlustwinkel, relative Luftdichte, Weibull-Exponent
$\underline{E}$	komplexer Effektivwert der el. Feldst.	$\tan \delta$	Verlustfaktor
F, F	Kraftvektor, Kraft	ε	Dielektrizitätszahl
F	theoretische Verteilungsfunktion,	η	Homogenitätsgrad, Raumladungsdichte, Anlagerungskoeffizient, kapazitive Spannungsüberhöhung, Ausnutzungsgrad (Stoßkreis)
F	Fluor (chem. Symbol)	ϑ	Temperatur
Fe	Eisen (chem. Symbol)	κ	Leitfähigkeit
G	Leitwert, Schubmodul	λ	freie Weglänge, Wärmeleitfähigkeit
H, H	magnetische Feldstärke	μ	Permeabilität, Erwartungswert
H	Wasserstoff (chem. Symbol)	ν	optische Frequenz, Laufindex
He	Helium (chem. Symbol)	ρ	spezifischer Widerstand
I	Strom	σ	Flächenladungsdichte, Kraft pro Fläche, Standardabweichung
$\underline{I}$	komplexer Effektivwert des Stromes	$\alpha(t)$	Sprungfunktion
J, J	Stromdichtevektor, Stromdichte	τ	Zeitkonstante, Laufzeit (Wanderwellen)
$\underline{J}$	komplexer Eff.wert der Stromdichte	φ	Potential
J	Jod (chem. Symbol)	ω	Kreisfrequenz
K	Kapazitätskoeffizient, Konstanten,	Φ	magnetischer Fluss
K	Kalium (chem. Symbol)	Θ	Durchflutung, Benetzungswinkel
L	Induktivität, Länge		
M	Gegeninduktivität		
Mg	Magnesium (chem. Symbol)		
N	Anzahl,		
N	Stickstoff (chem. Symbol)		
Ne	Neon (chem. Symbol)		
O	Sauerstoff (chem. Symbol)		
P, P	elektrische Polarisierung		
P	Wirkleistung, Verlustleistung, Punkt		
P	Phosphor (chem. Symbol),		
Q	Ladung, Blindleistung		
R	Widerstand, allgemeine chem. Gruppe Radius, Spannweite (Statistik)		
$\underline{S}, S$	Scheinleistung		
S	Schwefel (chem. Symbol)		
Si	Silizium (chem. Symbol)		
T	Zeit, Periodendauer, Temperatur		
U	Spannung		
$\underline{U}$	komplexer Effektivwert der Spannung		

Abkürzungen

AC	Wechselstrom
ACLD	AC long duration
ACSD	AC short duration
AKV	Ankopplungsvierpol
AMF	Axial-Magnetfeld-Kontakte
ÄPF	Äquipotentialfläche
ÄPL	Äquipotentiallinie

ASTM	American Society for Testing and Materials	FW	Wickelrohrtechnik (filament winding)
BEM	boundary element method	GC	Gaschromatograph
BNC	Benzylneocaprat	GFK	Glasfaserverstärkter Kunststoff
		GIL	Gasisolierte Leitung
CIGRÉ	Conseil International des Grands Réseaux Electriques	GIS	Gasisolierte Schaltanlage
CISPR	Comité International Special des Perturbations Radiophoniques	GWP	Treibhauspotential (global warming potential)
CO	Kohlenmonoxid	HDPE	Polyäthylen hoher Dichte (high density polyethylene)
CO ₂	Kohlendioxid	HDÜ	Hochspannungsdrehstromübertragung
CSM	Ersatzladungsverfahren (charge simulation method)	HEMP	high amplitude electromagnetic pulse
CTI	Vergleichszahl der Kriechwegbildung (comparative tracking index)	HGÜ	Hochspannungsgleichstromübertragung
D	Entladung (discharge)	HPLC	Hochdruck-Flüssigkeitschromatographie (high pressure/performance liquid chromatography)
DAC	gedämpfte Wechselspannung (damped AC)	HS	Hochspannung
DBT	Dibenzyltoluen	HTSC	high temperature superconductivity
DC	Gleichstrom	HTSL	Hochtemperatursupraleitung
DFT	Diskrete Fourier Transformation	HTV	hochtemperaturvernetzendes Silikon
DIL	Design Insulation Level	HV	High Voltage
DKD	Deutscher Kalibrierdienst	HVAC	s. HDÜ (high voltage AC)
DP	Durchschnitts-Polymerisationsgrad	HVDC	s. HGÜ (high voltage direct current)
DSP	Digitaler Signalprozessor		
DTE	Ditolylether	IEC	Internat. Electrotechnical Commission
		IEEE	The Institute of Electric and Electronic Engineers
ELV	Ersatzladungsverfahren	IEM	Integralgleichungsmethoden (integral equation methods)
EMV	Elektromagnetische Verträglichkeit	IR	Infrarotes Licht
EN	Europäische Norm	IRC	Isothermer Relaxationsstrom
EP	Epoxidharz		
EPR	ethylene propylene rubber	KFT	Karl-Fischer-Titration
ESA	Entladestromanalyse		
ESB	Ersatzschaltbild	LDPE	Polyäthylen niedriger Dichte (low density polyethylene)
ESD	Elektrostatische Entladung	LFH	Niederfrequenzerwärmung (low frequency heating)
ESU	Entladespannungsanalyse	LHe	verflüssigtes Helium
		LI	Blitzstoßspannung (lightning impulse)
FDA	Frequenzbereichsanalyse	LIC	abgeschnittene Blitzstoßspannung (chopped lightning impulse)
FDM	Methode der finiten Differenzen	LN ₂	verflüssigter Stickstoff
FDS	Frequenzbereichsanalyse (frequency domain spectroscopy)	LSA	Ladestromanalyse
FEM	Methode der finiten Elemente	LSI	Flüssigsilikon (liquid silicone)
FFT	Fast Fourier Transform	LSF ₆	verflüssigtes Schwefelhexafluorid
FID	Flammenionisationsdetektor	LTS	wie LTSC
FLC	fault current limiter		
FS	Funkenstrecke		
FT	Fast Transients		

LTSC	low temperature superconductivity	PU	Polyurethan
LV	Lichtbogen-Verhaltenskennzahl	PVC	Polyvinylchlorid
MBT	Monobenzyltoluen	PVDF	Polyvinylidenfluorid
MCM	Monte Carlo Methode	PXE	Phenyl-Xylyl-Ethan
MIPB	Mono-Isopropyl-Biphenyl	RIP	harzimprägniertes Papier (resin impregnated paper)
MOM	Momentenmethode	RIV	Störspannung (radio interference voltage)
MP	Metallpapier	RMF	Radialmagnetfeldkontakt
NEMP	nuklearer elektromagnetischer Impuls	RSU	Rückkehrspannungsanalyse
NTSL	Niedertemperatursupraleitung	RTV	raumtemperaturvernetzendes Silikon
OFC	sauerstofffreies Kupfer (oxygen free copper)	RVM	Rückkehrspannungsmethode
OIP	ölimprägniertes Papier	RW	Regulierungswicklung
OLI	schwingende Blitzstoßspannung (oscillating LI)	SCSM	surface charge simulation method
OLTC	Stufenschalter (on-load tap changer)	SF ₆	Schwefelhexafluorid
OS	Oberspannungswicklung	SI	Schaltstoßspannung (switching imp.)
OSI	schwingende Schaltstoßspannung (oscillating SI)	SIR	Silikonelastomer (silicone rubber)
OW	Oberspannungswicklung	SMES	supraleitender magnetischer Energiespeicher
PA	Polyamid	SSB	supraleitender Strombegrenzer
PAI	Polyamidimid	T	thermischer Fehler
PC	Polycarbonat	TE	Teilentladungen
PCB	Polychlorierte Biphenyle	TEA	Teilentladungsaussatz
pd, PD	Teilentladungen (partial discharges)	TEE	Teilentladungseinsatz
PDC	Polarisations-/Depolarisationsstrom (polarisation/ depolarisation current)	TEI	Teilentladungsintensität
PE	Polyäthylen	TEM	Teilentladungsmessgerät
PES	Polyethersulfon	TEM	transversales elektrisches u. mag. Feld
PF	Phenolharz	TP	Tripelpunkt oder thermischer Fehler mit Papierzersetzung
PFL	pulsformende Leitung	ÜF	Übertragungs-/ Transferfunktion
PI	Polyimid	UHF	Ultrahochfrequenz
PMMA	Polymethylmethacrylat	US	Unterspannungswicklung
PP	Polypropylen	UV	Ultraviolette Licht
PR	Polaritätswechsel (polarity reversal)	VDE	Verband der Elektrotechnik Elektronik Informationstechnik
PSA	Phtalsäureanhydrid	VLF	Tiefstfrequenzspannung (very low frequency)
PSU	Polysulfon	VPE	Vernetztes Polyäthylen
PTB	Physikalisch Technische Bundesanstalt	VPI	Vacuum Pressure Impregnation
PTFE	Polytetrafluoräthylen	WLD	Wärmeleitfähigkeitsdetektor
PTI	Prüfzahl der Kriechwegbildung (proof tracking index)		

1 Einführung

1.1 Aufgabe der Hochspannungstechnik

Die Aufgabe der Hochspannungstechnik besteht in der *Beherrschung hoher elektrischer Feldstärken*. Diese treten nicht nur bei Geräten auf, die mit hohen Spannungen betrieben oder geprüft werden, sondern auch bei Geräten mit vergleichsweise niedrigen Spannungen und geringen Isolationsabständen. Ein typisches Beispiel sind Kondensatordielektrika aus dünnen Kunststoff-Folien.

Für die elektrische Festigkeit einer Isolation („Durchschlagsfestigkeit“) ist in erster Näherung die *Höhe der elektrischen Feldstärke* maßgeblich und nicht etwa die Höhe der Spannung. Trotzdem hat sich für dieses Fachgebiet der nicht ganz korrekte Begriff „Hochspannungstechnik“ durchgesetzt.

1.2 Anwendungen der Hochspannungstechnik

Die wichtigsten Anwendungen der Hochspannungstechnik finden sich in den Geräten und Anlagen der elektrischen **Energieübertragung und -verteilung**.

Typische Bemessungsspannungen für Drehstromsysteme sind in Deutschland 12 kV, 24 kV, 123 kV, 245 kV und 420 kV. In Ländern mit großen Übertragungsentfernungen zwischen Erzeuger- und Verbraucherschwerpunkten (z.B. Kanada, USA, Südamerika, Südafrika, Osteuropa, Russland) gibt es noch höhere Übertragungsspannungen, für extreme Übertragungsaufgaben werden Spannungen über 1 MV erwogen.

Immer häufiger stößt die Hochspannungs-Drehstromübertragung (HDÜ) an technische und wirtschaftliche Grenzen, die zunehmend durch den Einsatz der Hochspannungs-

stromübertragung (HGÜ) überwunden werden können. HGÜ

Anmerkung: Durch *Gleichstrom* können Probleme mit Leitungsinduktivitäten (bei sehr langen Übertragungsstrecken) oder mit Betriebskapazitäten (u.a. bei Seekabeln) vermieden werden und es ist möglich nichtsynchrone Netze oder Netze unterschiedlicher Frequenz zu koppeln. Außerdem besteht eine sehr schnelle Regelbarkeit des Leistungsflusses und Blindleistung wird nicht übertragen. Die HGÜ kann deshalb auch zur Begrenzung von Kurzschlussströmen eingesetzt werden.

Die Aufgabe der Hochspannungstechnik liegt in der Bereitstellung von sicheren und wirtschaftlichen Isolationssystemen für die elektrischen Betriebsmittel der Energietechnik, wie z.B. Generatoren, Transformatoren, Schaltanlagen, Kabel, Freileitungen usw. (*Kapitel 7*).

Die *Notwendigkeit der Energieübertragung mit hohen Spannungen* ergibt sich aus der quadratischen Abhängigkeit der Leitungsverluste P_V vom Strom I . Für eine Drehstromleitung mit der Phasenspannung U_{Ph} gilt

$$P_V = 3 R I^2 \quad \text{und} \quad S = 3 U_{Ph} I \quad (1.2-1)$$

Bei hoher zu übertragender Scheinleistung S lassen sich die Verluste am wirksamsten durch die Absenkung des Stromes, d.h. durch die Anhebung der Spannung reduzieren.

Eine wirtschaftliche, verlustarme und damit umweltfreundliche Energieübertragung ist nur durch Einsatz hoher Spannungen möglich.

Nach oben ergibt sich eine wirtschaftliche Grenze durch die mit zunehmender Spannungshöhe ansteigenden Isolationskosten. Im Rahmen der genormten Spannungsebenen wird man für eine Übertragungsaufgabe etwa die Spannungsebene in kV wählen, die der Übertragungsentfernung in km entspricht. In Ballungsgebieten mit hohen Übertragungsleistungen weicht man hiervon allerdings erheblich nach oben ab, um die Ströme und Leitungsverluste auf ein erträgliches Maß zu reduzieren.

Weitere Anwendungen der Hochspannungstechnik finden sich in vielen Bereichen der Technik (*Kapitel 7.4*), wie z.B.

- in der *Nachrichtentechnik* (Sendeanlagen hoher Leistung),
- in der *Röntgentechnik* (Beschleunigung von Elektronen durch hohe Spannungen),
- in der *Lasertechnik* (Elektrische Gasentladungen zur Anregung von Atomen),
- in der *Medizintechnik* (Nierensteinzertrümmerung durch Schockwellen),
- in der *Forschung* (Treibergeneratoren für Teilchenbeschleuniger),
- in der *Fertigungstechnik* (Lackier- und Beschichtungsanlagen sowie Hochgeschwindigkeitsumformung durch Schockwellen),
- bei Prüfungen der *elektromagnetischen Verträglichkeit* (mittels hoher Feldstärken),
- beim Blitz- und Überspannungsschutz,
- im *Umweltschutz* (Elektrofilter),
- beim *Recycling* (Stofftrennung durch Stoßwellenzertrümmerung),
- bei der Herstellung von *Bauelementen* (z.B. Kondensatoren),
- in Fernseh- und Kopiergeräten
- und in *Zündanlagen* (z.B. in Kfz.).

1.3 Perspektiven der Hochspannungstechnik

Es wird deutlich, dass die Hochspannungstechnik nicht nur eine Schlüsseltechnologie für eine sichere, wirtschaftliche, verlustarme und umweltfreundliche Energieversorgung ist. Sie ist darüber hinaus unverzichtbares Werkzeug für viele innovative Bereiche der Technik und hat längst noch nicht alle Herausforderungen bestanden.

Hochspannungstechnik wird auch für die weitere Entwicklung der Energietechnik benötigt. Selbst bei nennenswerter Elektrizitätserzeugung aus dezentralen Kraft-Wärmekopplungsanlagen ist ein überregionaler Stromverbund über Hochspannungsnetze unverzichtbar, da

Wärme- und Elektrizitätsbedarf nicht synchron sind. Gleiches gilt für einen zunehmenden Einsatz von Wind- und Solarenergie, da das stark schwankende Leistungsangebot mangels ausreichender Speichermöglichkeiten unmittelbar über andere Spitzenlastkraftwerke im Verbundnetz ausgeglichen werden muss.

Bei dem Wunsch, weltweit vorhandene Wasserkräfte zur Reduzierung des CO₂-Ausstoßes bei der Elektrizitätserzeugung einzusetzen, wird die Hochspannungstechnik vor neue Herausforderungen gestellt. Es sind dabei bisher nicht gekannte Übertragungsaufgaben über viele 1000 km zu bewältigen, für die weitgehend die Hochspannungsgleichstromübertragung zum Einsatz kommen wird [1].

Anmerkung: Als Alternative zur elektrischen Übertragung wird häufig der Transport von elektrolytisch erzeugtem *Wasserstoffgas* mit anschließender Verstromung in *Brennstoffzellen* genannt, z.B. für die Nutzung von Solarenergie aus äquatornahen Regionen. Die *Umwandlungsverluste* eines solchen Systems sind jedoch weitaus höher als die Übertragungsverluste eines vergleichbaren elektrischen Systems.

Grundsätzlich kann die Hochtemperatursupraleitung (HTSL) zur Senkung der Stromwärmeverluste und damit auch zur Senkung der Übertragungsspannungen eingesetzt werden. Es ist jedoch nicht zu erwarten, dass deshalb die Energieübertragung ohne Hochspannung erfolgen kann. Es werden vielmehr neue hochspannungstechnische Betriebsmittel für die bestehenden Netze und neue Aufgaben in der Isolationstechnik entstehen [203], Kapitel 7.5 und 5.4.6.

1.4 Übersicht

Die Gliederung des vorliegenden Buches orientiert sich an den Fragestellungen des hochspannungstechnisch tätigen Ingenieurs. Sie soll deshalb am Beispiel eines typischen Isoliersystems aus dem Bereich der Energieverteilung erläutert werden. Dadurch ergibt sich gleichzeitig ein Einblick in die Denk- und Arbeitsweise der Hochspannungstechnik:

Als *Beispiel* für ein typisches Isoliersystem wird eine *Wanddurchführung* gewählt, Bild 1-1. Ihre Aufgabe besteht darin, einen auf Hochspannungspotential befindlichen Leiter bei kleinstmöglichem Durchmesser durch eine geerdete Wand zu führen, ohne dass Entladungen im Isoliersystem, auf seinen Oberflächen oder an den Elektroden auftreten. Hierzu wird der Leiter von einer Hauptisolation mit leitfähigen Potentialsteuereinlagen umgeben (z.B. öl imprägnierter Papierwickel mit Metallfolien in abgestuften Längen). Sie befindet sich in einem Gehäuse aus freiluftseitigem Porzellan, Flansch, innenraumseitigem Porzellan und Schirmtoroiden. Die Spalte werden von der Nebenisolation ausgefüllt (z.B. Öl).

Bei gegebener Konstruktion ist zunächst nach der Höhe der **elektrischen Beanspruchung**, d.h. nach der Höhe der *elektrischen Feldstärke* zu fragen, um die Belastung der einzelnen Isolierstoffe beurteilen zu können. Für überschlägige Betrachtungen sind analytische Rechnungen und Abschätzungen möglich, genauere Werte müssen bei einem komplexen System vieler Dielektrika numerisch ermittelt werden. Die Fragen der Feldberechnung werden in *Kapitel 2* behandelt. Bild 1-1 deutet die Äquipotentiallinien in 25 %-Schritten an.

Die ermittelten Feldstärken sind dann mit den sehr unterschiedlichen **elektrischen Festigkeiten** der einzelnen Isoliermedien zu vergleichen. Die geringste Festigkeit hat die Umgebungsluft (äußere Festigkeit). Die höchsten Anforderungen sind an die hochbeanspruchte Hauptisolation zu stellen (innere Festigkeit). Zu beachten sind insbesondere die Grenz- und Oberflächen, deren Festigkeit bei Verschmutzung durch Schirmprofile verbessert werden kann. *Kapitel 3* behandelt die elektrische Festigkeit von Dielektrika, Grenzflächen und Isoliersystemen.

Die **Technologie** der einzelnen **Isolierstoffe** wird in *Kapitel 5* betrachtet. Jeder Isolierstoff hat ein besonderes Eigenschaftsprofil und spezielle Verarbeitungseigenschaften. Dadurch ergeben sich ganz unterschiedliche Anwendungsmöglichkeiten. Porzellan eignet sich aufgrund seiner Witterungsbeständigkeit bei-

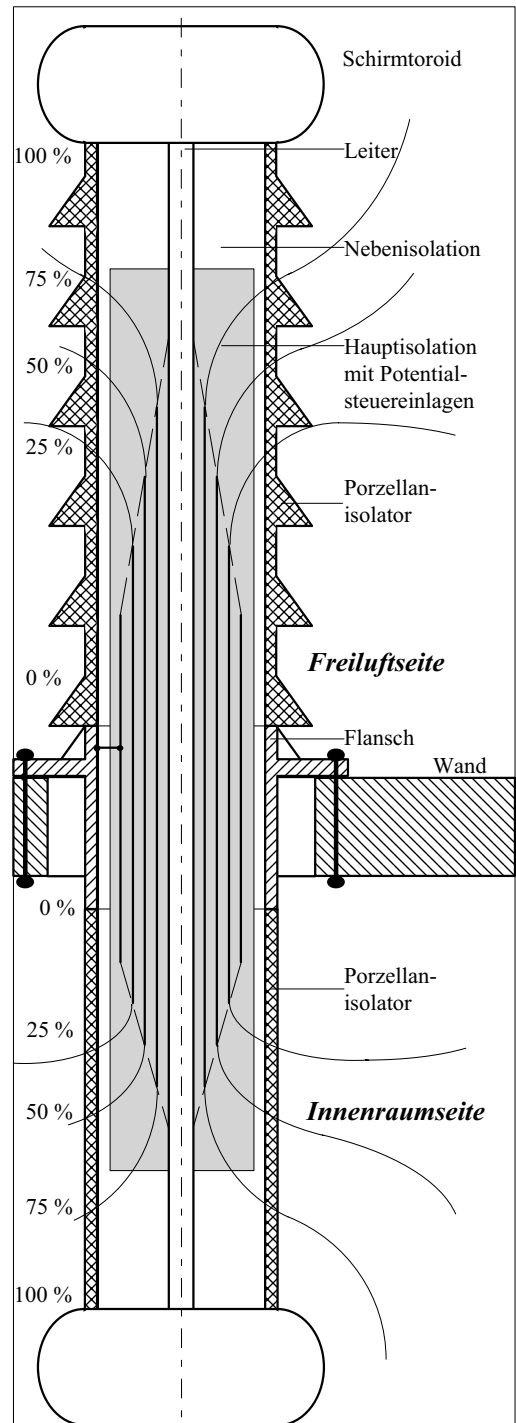


Bild 1-1: Wanddurchführung als typisches Isoliersystem der Hochspannungstechnik (Längen verkürzt).

spielsweise gut als Hüllisolator, Öl aufgrund seiner Imprägnierfähigkeit gut für die Imprägnierung der Hauptisolation und als Nebenisolation. Es gibt hierfür aber auch noch alternative Isolierstoffe.

Sollten die Feldstärken zu hoch oder die Festigkeiten zu gering sein, so ist eine Überarbeitung bzw. Weiterentwicklung des hochspannungstechnischen *Designs* erforderlich. Oft handelt es sich dann um einen iterativen Optimierungsprozess. Wichtiges Werkzeug sind hierbei u.a. die Methoden zur Steuerung der Potentialverteilung („Feldsteuerung“), d.h. z.B. Einsatz von potentialsteuernden leitfähigen Einlagen (Steuerbeläge), Veränderung von Längen und Durchmessern, sowie spezielle Formung von Elektrodenkonturen. Außerdem muss die sachgerechte Werkstoffauswahl unter technischen und wirtschaftlichen Gesichtspunkten geprüft werden. Darüber hinaus sind die Fragen der Fertigung, Qualitätssicherung und Prüfung zu beachten.

Das fertige Produkt muss seine Qualität u.a. durch Hochspannungsprüfungen nachweisen.

Die **Prüf- und Messtechnik** wird in *Kapitel 6* behandelt. An Hochspannungsprüfungen werden aufgrund der Qualitätssicherungsnormen ISO 9000 ff und anderer internationaler Normen neue Anforderungen gestellt.

Über die gängigen Prüfungen mit Gleich-, Wechsel- und Stoßspannungen hinaus sind auch **Diagnoseverfahren** für fehlerhafte und gealterte Geräte von Bedeutung. Neben den Laboruntersuchungen spielen Vor-Ort-Messungen und permanente Überwachung von Betriebsmitteln („on-line-monitoring“) eine zunehmende Rolle, da vielfach die nominelle Lebensdauer bereits erreicht wurde. Heute stellt sich die Frage nach Ersatzinvestitionen, d.h. die Beurteilung der Restlebensdauer ist von großer Wichtigkeit für die Wirtschaftlichkeit und Sicherheit der elektrischen Energieversorgung.

Typische Isolationssysteme für Wechsel-, Gleich- und Stoßspannungen aus dem Bereich der elektrischen Energietechnik und für viele weitere Anwendungen werden in *Kapitel 7* behandelt.

2 Elektrische Beanspruchungen

Elektrische Beanspruchungen sind immer dann zu beachten, wenn elektrische Feldstärken im Bereich der elektrischen (Isolations-)Festigkeiten auftreten. D.h. der Ermittlung der elektrischen Feldstärken kommt eine grundlegende Bedeutung zu.

Kapitel 2.1 fasst deshalb die für die Hochspannungstechnik wichtigsten Beziehungen zur Beschreibung elektrischer Felder zusammen [2], [3]. Kapitel 2.2 stellt dar, wie sich unterschiedliche Beanspruchungen (z.B. durch Gleich-, Wechsel- und Stoßspannungen) in der Ausbildung unterschiedlicher Felder äußern. Einfachere Anordnungen können durch analytische Rechnung behandelt werden (Kapitel 2.3 und 2.4), für komplexe Isolationssysteme ist i.d.R. eine numerische Berechnung erforderlich [4] (Kapitel 2.5). Wanderwellenvorgänge erfordern aufgrund ihres Charakters als schnellveränderliche Vorgänge eine gesonderte Betrachtung [5] (Kapitel 2.6).

2.1 Grundlagen des elektrischen Feldes

Das elektrische Feld kann durch die Sinne des Menschen nicht unmittelbar wahrgenommen werden. Es ist nur indirekt durch seine physikalischen Wirkungen nachweisbar. *Das elektrische Feld beschreibt einen physikalischen Zustand des Raumes.* Die elektrische Feldstärke wird über die *Kraftwirkung* auf elektrische Ladungen (bzw. geladene Probekörper) definiert.

Es gibt zwei Ursachen elektrischer Felder:

- Positive und negative elektrische *Ladungen* sind Quellen und Senken des Feldes („*Quellenfeld*“), Bild 2.1-1.
- Außerdem werden elektrische Felder durch *zeitlich veränderliche magnetische Felder*

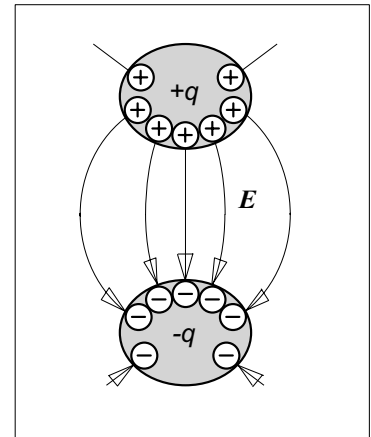


Bild 2.1-1:
Elektrisches
Quellenfeld.

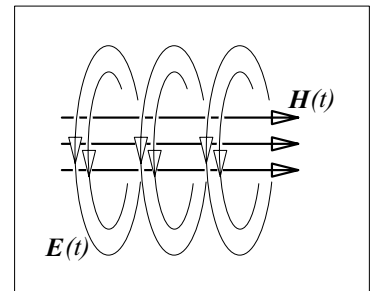


Bild 2.1-2:
Elektrisches
Wirbelfeld.

induziert. Die magnetischen Feldlinien werden dann als Wirbellinien der in sich geschlossenen elektrischen Feldlinien angesehen („*Wirbelfeld*“), Bild 2.1-2.

Elektrische Ladungen sind nicht beliebig teilbar. Als kleinste Ladungseinheit wird die *Elementarladung* $e = 1,6022 \cdot 10^{-19}$ As angesehen.

Ladungen können unterschiedlich verteilt sein,

- als *Einzelladung* (z.B. Elektron mit der Ladung $q = -e$ oder Proton mit $q = +e$),
- als *Linienladung* (z.B. auf einem Draht, dessen Durchmesser vernachlässigbar klein angenommen wird),
- als *Flächenladung* (z.B. auf der Oberfläche einer leitfähigen Elektrode, Bild 2.1-1),
- und als *Raumladung* (z.B. als „Raumladungswolke“ in einer Gasentladung).

Punktladungen und *Linienladungen* sind Idealisierungen, die bei der Durchführung von Feldberechnungen nützlich sind.

Die Größen *Potential*, *Spannung*, *Strom* und *Kapazität* sind integrale Größen, die aus den eigentlichen Feldgrößen abgeleitet werden müssen (Kapitel 2.1.2). Die häufige Verwendung dieser Größen darf nicht darüber hinwegtäuschen, dass sie jeweils nur einen Teilaspekt der Feldeigenschaften beschreiben. Für die Hochspannungstechnik ist deshalb die genaue Kenntnis bzw. Berechnung des elektrischen Feldes von großer Bedeutung.

2.1.1 Feldgrößen

Die **elektrische Feldstärke** E wird über die Kraftwirkung F auf eine positive Probeladung q^+ definiert, Bild 2.1-3:

$$E = F/q^+$$

bzw.

$$F = q^+ \cdot E \quad (2.1-1)$$

Feldstärke E und Kraft F sind *vektorielle Größen*, die im folgenden **fett und kursiv** dargestellt werden. Die Richtung der Feldstärke E entspricht der Richtung der Kraft F auf eine positive Probeladung, sie wird im Feldbild durch die Richtung der Feldlinien dargestellt. Bei negativer Probeladung sind Kraft- und Feldrichtung antiparallel.

Der Betrag E der Feldstärke E ergibt sich gemäß Gl. (2.1-1) aus dem Betrag F der Kraft F zu $E = F/q^+$. Die Dichte der Feldlinien kann als Maß für die Stärke des Feldes angesehen werden.

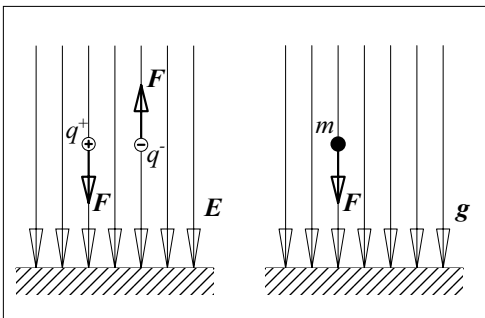


Bild 2.1-3: Kräfte auf Probekörper im elektrischen Feld (links) und im Gravitationsfeld (rechts).

Analogie zum Gravitationsfeld: Die Kraftwirkung auf Ladungen im elektrischen Feld ist der Kraftwirkung auf Massen im Gravitationsfeld analog. Im Feld der Erdbeschleunigung g wirkt auf einen Probekörper der Masse m die Kraft $F = m \cdot g$ in Richtung des Gravitationsfeldes.

Im Quellenfeld sind positive und negative Ladungen Ursache des elektrischen Feldes. Man definiert deshalb eine Feldgröße, die in direktem Zusammenhang mit den felderzeugenden Ladungen steht: Die **elektrische Verschiebungsdichte** D ist der elektrischen Feldstärke proportional:

$$D = \epsilon_0 \epsilon_r E \quad (2.1-2)$$

Der Betrag von D entspricht an der Oberfläche einer ideal leitenden Elektrode der Flächenladungsdichte σ , vgl. auch Bild 2.1-1:

$$D = \sigma = dq/dA \quad (2.1-3)$$

Die Dimension von D ist dementsprechend die Dimension einer Ladung bezogen auf die Fläche, d.h. $[D] = \text{As/m}^2 = \text{C/m}^2$.

Der Zusammenhang zwischen D und E nach Gl. (2.1-2) wird über eine Naturkonstante, die **elektrische Feldkonstante** bzw. die **absolute Dielektrizitätszahl**

$$\epsilon_0 = 8,8542 \text{ pF/m}$$

gebildet. Gl. (2.1-2) enthält noch die dimensionslose **relative Dielektrizitätszahl** ϵ_r , die von den Eigenschaften des dielektrischen Mediums abhängt.

ϵ_r ist immer größer als 1, da das elektrische Feld innerhalb des Dielektrikums vorhandene Ladungen polarisiert und damit ein elektrisches Gegenfeld aufbaut. D.h. bei gegebener Ladungsdichte (bzw. gegebener Verschiebungsdichte D) ist die Feldstärke E kleiner als im Vakuum mit $\epsilon_r = 1$. Dieser Effekt der *Polarisation* wird durch den Faktor $\epsilon_r > 1$ beschrieben, Kap. 4.2.

Reale Isolierstoffe besitzen eine geringe (Rest-) **Leitfähigkeit** κ . Die Kräfte des elektrischen Feldes können deshalb bewegliche Ladungsträger beschleunigen, es entsteht ein feldstärkeproportionaler Stromfluss mit der *Stromdichte*

$$J = \kappa E \quad (2.1-4)$$

Das Feld der Stromdichte $\mathbf{J}$ wird als **elektrisches Strömungsfeld** bezeichnet, es ist in der Hochspannungstechnik insbesondere bei Gleichspannungsbeanspruchungen von Bedeutung. Bei Stoßspannungs- und meist auch bei Wechselfeldbeanspruchungen dominiert das Feld der Verschiebungsdichte $\mathbf{D}$, das sog. **dielektrische Verschiebungsfeld**. Bei relativ langsam veränderlichen, sog. quasistationären Vorgängen können oft die induzierten Feldanteile vernachlässigt werden. Schnell veränderliche Felder, wie z.B. bei der Stromverdrängung, den Wirbelströmen oder der Wellenausbreitung, müssen jedoch als **Wirbelfelder** beschrieben werden.

2.1.2 Potential, Spannung und Kapazität

Eine Ladung q , die gegen die Kraft $\mathbf{F}$ des elektrischen Feldes $\mathbf{E}$ bewegt wurde, besitzt eine potentielle Energie W_{pot} , analog zur potentiellen Energie einer Masse m im Gravitationsfeld $\mathbf{g}$, Bild 2.1-4. Bezogen auf den Wert der Ladung spricht man vom Potential φ .

$$\varphi = W_{\text{pot}}/q \quad (2.1-5)$$

Ebenen gleichen Potentials bzw. gleicher potentieller Energie werden als *Äquipotentialflächen* (im Schnittbild auch als Äquipotentiallinien) bezeichnet. Sie stehen *senkrecht* auf den Feldlinien, da eine Verschiebung von La-

dungen senkrecht zur Feldrichtung ohne Energieaufwand möglich ist.

Feldbilder der Hochspannungstechnik werden vorwiegend durch die Darstellung von Äquipotentiallinien gebildet. Ihr Verlauf kann oft näherungsweise abgeschätzt werden. Numerische Lösungen liegen meist in Form von Potentialwerten vor.

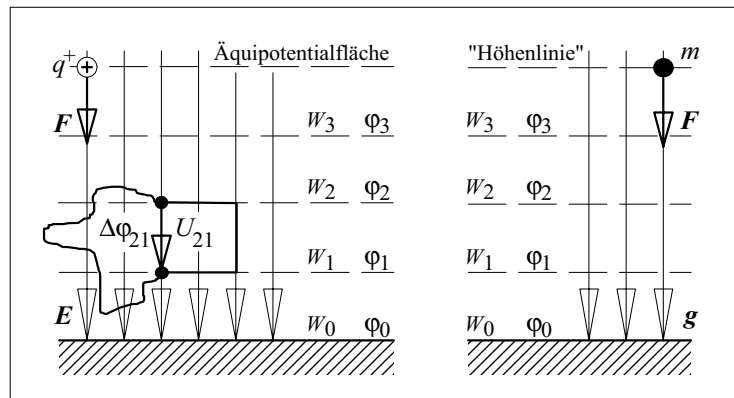
Potential und potentielle Energie müssen auf eine Ebene mit $W_{\text{pot}} = 0$ und $\varphi = 0$ bezogen werden. Diese *Bezugsebene* kann völlig frei gewählt werden. Man gibt deshalb oft Potentialdifferenzen $\Delta\varphi$ und Differenzen potentieller Energie ΔW_{pot} an. Potentialdifferenzen werden auch als elektrische Spannungen bzw. Spannungsdifferenzen bezeichnet:

$$\Delta\varphi_{21} = U_{21} = \Delta U_{21} \quad (2.1-6)$$

Bei gegebenem elektrischem Feld $\mathbf{E}$ kann die Spannung bzw. die Potentialdifferenz zwischen den Punkten 2 und 1 durch Integration berechnet werden. Dabei wird die Differenz der potentiellen Energien als Integral über der Feldkraft längs des Weges ausgedrückt. $\mathbf{F}$ wird gemäß Gl. (2.1-1) durch $q\mathbf{E}$ ersetzt:

$$\begin{aligned} U_{21} = \Delta\varphi_{21} &= \varphi_2 - \varphi_1 = \frac{1}{q} \Delta W_{21} \\ &= \frac{1}{q} \int_2^1 \mathbf{F} \, d\mathbf{x} \\ &= \frac{1}{q} \int_2^1 q\mathbf{E} \, d\mathbf{x} \end{aligned}$$

Bild 2.1-4: Potentielle Energie, Potential und Spannung im elektrischen Feld (links) und im Gravitationsfeld (rechts).



$$U_{21} = \Delta\varphi_{21} = \varphi_2 - \varphi_1 = \int_2^1 \mathbf{E} \, d\mathbf{x} \quad (2.1-7)$$

D.h. die Spannung bzw. die Potentialdifferenz zwischen zwei Punkten 2 und 1 ergibt sich aus dem Integral der elektrischen Feldstärke $\mathbf{E}$ längs des Weges $\mathbf{x}$.

Im *Quellenfeld* ist das Ergebnis der Integration unabhängig von der Wahl des Integrationsweges, es ist nur von den Potentialen im Anfangs- und im Endpunkt abhängig, Bild 2.1-4. Man spricht deshalb auch vom sog. *Potentialfeld*.

Im *Wirbelfeld* wäre das Ergebnis der Integration nach Gl. (2.1-7) von der Wahl des Integrationsweges abhängig. Beispielsweise würde die Integration längs einer Feldlinie in Bild 2.1-2 selbst dann einen endlichen, von Null verschiedenen Wert liefern, wenn Anfangs- und Endpunkt der Integration zusammenfielen. Die Definition des skalaren Potentials φ , d.h. also auch von Spannungen und Potentialdifferenzen, ist im Wirbelfeld nicht mehr möglich. Die Definition eines *Vektorpotentials* soll hier nicht weiter betrachtet werden [2], [3].

Ist die räumliche Verteilung des elektrischen Feldes $\mathbf{E}(\mathbf{x}) = \mathbf{E}(x,y,z)$ bekannt, so kann die Potentialverteilung $\varphi(x,y,z)$ nach Gl. (2.1-7) ermittelt werden. Umgekehrt kann bei gegebener Potentialverteilung auch die *elektrische Feldstärke durch Gradientenbildung*, d.h. durch Differentiation ermittelt werden.

Für *kartesische Koordinaten* x, y, z gilt

$$\begin{aligned} \mathbf{E}(x,y,z) &= \{E_x, E_y, E_z\} \\ &= -\text{grad } \varphi \\ &= -\{\partial\varphi/\partial x, \partial\varphi/\partial y, \partial\varphi/\partial z\}. \end{aligned} \quad (2.1-8a)$$

Für *Zylinderkoordinaten* r, α, z ergibt sich

$$\begin{aligned} \mathbf{E}(r,\alpha,z) &= \{E_r, E_\alpha, E_z\} \\ &= -\text{grad } \varphi \\ &= -\{\partial\varphi/\partial r, r^{-1} \cdot \partial\varphi/\partial \alpha, \partial\varphi/\partial z\}. \end{aligned} \quad (2.1-8b)$$

Für *Kugelkoordinaten* r, α, ϑ gilt entsprechend

$$\begin{aligned} \mathbf{E}(r,\alpha,\vartheta) &= \{E_r, E_\alpha, E_\vartheta\} \\ &= -\text{grad } \varphi \\ &= -\{\partial\varphi/\partial r, (r \sin \vartheta)^{-1} \cdot \partial\varphi/\partial \alpha, \\ &\quad r^{-1} \cdot \partial\varphi/\partial \vartheta\}. \end{aligned} \quad (2.1-8c)$$

Durch Angabe einer Spannung bzw. einer Potentialdifferenz lässt sich unmittelbar angeben, wie viel Energie ein geladenes Teilchen bei *Beschleunigung im elektrischen Feld* aufnimmt. Dies ist bei der Beschreibung von Ionisations- und Entladungsvorgängen von Bedeutung. Die kinetische Energie ergibt sich aus der Differenz der potentiellen Energien nach Gl. (2.1-5) zu

$$\begin{aligned} W_{\text{kin}} &= W_{\text{pot}2} - W_{\text{pot}1} \\ &= q(\varphi_2 - \varphi_1) = q \Delta\varphi_{21} \\ &= q U_{21}. \end{aligned} \quad (2.1-9)$$

Das elektrische Quellenfeld wird gemäß Bild 2.1-1 durch Ladungen auf den Elektrodenoberflächen erzeugt, d.h. die Elektrodenanordnung speichert bei einer bestimmten Potentialdifferenz eine bestimmte Ladungsmenge. Der das Speichervermögen kennzeichnende Quotient aus Ladung bezogen auf die Spannung wird als „**Kapazität**“ C bezeichnet.

$$C = q / U = q / \Delta\varphi \quad (2.1-10)$$

Oft ersetzt man die ausgedehnte Feldanordnung durch ein konzentriertes Bauelement (Kapazität C), Bild 2.1-5.

Die Anwendung konzentrierter Kapazitäten als Ersatzdarstellung ausgedehnter Felder ermöglicht die Einbindung der Anordnung in Netzwerkberechnungen. In der Hochspannungstechnik ist dies insbesondere bei der Abschätzung von (parasitären) „*Streukapazitäten*“ in ausgedehnten Messkreisen oder in komplexen Isolationssystemen von Bedeutung.

Außerdem kann mit Hilfe der Kapazität C die gesamte im Feldraum *kapazitiv gespeicherte Energie* W als Funktion der Gesamtspannung angegeben werden:

$$W = \frac{1}{2} C U^2 \quad (2.1-11)$$

Dieser Zusammenhang lässt sich am *Beispiel des Plattenkondensators* veranschaulichen (vgl. Bild 2.1-5 rechts): Bei einer Plattenfläche A , einem Plattenabstand x und bei Annahme eines homogenen elektrischen Feldes $E = U/x$ ergibt sich für die Kapazität

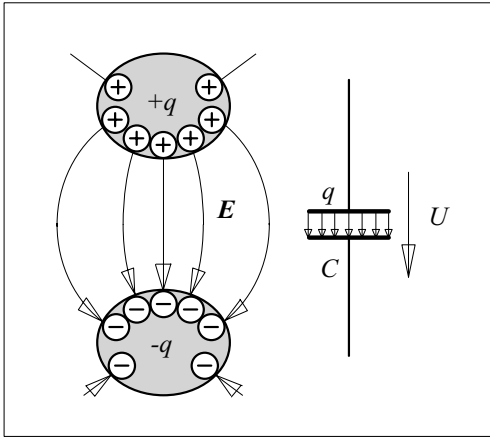


Bild 2.1-5: Zuordnung einer idealen Kapazität zu einem elektrischen Quellenfeld zwischen zwei Elektroden

$$\begin{aligned}
 C &= q / U \\
 &= (D \cdot A) / (E \cdot x) \\
 &= (\epsilon_0 \epsilon_r E \cdot A) / (E \cdot x) \\
 &= \epsilon_0 \epsilon_r A / x.
 \end{aligned}$$

D.h.:

$$C = \epsilon A / x \quad (2.1-12)$$

Die *gespeicherte Energie* ergibt sich, wenn man den Aufbau der Feldstärke E durch Transport von infinitesimalen Ladungsmengen dq gegen die Feldkraft $dF = E dq$ beschreibt. Die dafür notwendige Energie $dW = x dF = x E dq = U dq$ wird im elektrischen Feld (als potentielle Energie der Ladung dq) gespeichert. Die Integration über alle Ladungen ergibt die gesamte Energie:

$$\begin{aligned}
 W &= \int dW = \int U(q) dq \\
 &= \int_0^q (q/C) dq \\
 &= \frac{1}{2} q^2 / C \\
 &= \frac{1}{2} C U^2 \quad \text{q.e.d.}
 \end{aligned}$$

Die *Feldenergiedichte* im homogenen Feld des Plattenkondensators ergibt sich durch Division durch das Volumen $V = A \cdot x$. Sie ist im homogenen Feld eine ortsunabhängige Größe:

$$\begin{aligned}
 w &= W/V \\
 &= [\frac{1}{2} (E x)^2 \epsilon A/x] / (A x) \\
 &= \frac{1}{2} \epsilon_0 \epsilon_r E^2
 \end{aligned}$$

Auch in einer beliebigen Feldanordnung kann das Feld in einem infinitesimal kleinen Volumenelement ΔV als homogen angesehen werden. Für die **Feldenergiedichte** gilt dann auch allgemein

$$\begin{aligned}
 w &= \partial W / \partial V \\
 &= \frac{1}{2} \epsilon_0 \epsilon_r E^2 \\
 &= \frac{1}{2} E D. \quad (2.1-13)
 \end{aligned}$$

Dies bedeutet, dass man z.B. in *Energiespeicherkondensatoren* eine möglichst hohe elektrische Feldstärke anwenden muss, da diese quadratisch in die Energiedichte eingeht. D.h. die erreichbare Energiedichte wird wesentlich von der elektrischen Festigkeit des Dielektrikums bestimmt.

2.1.3 Die Maxwell'schen Feldgleichungen

Die klassischen Probleme der Hochspannungstechnik bleiben meist auf die statischen, stationären und quasistationären elektrischen Felder beschränkt, wie z.B. bei der Beanspruchung durch netzfrequente Wechselspannung.

Hohe elektrische Beanspruchungen treten jedoch, wie in Kapitel 1 beschrieben, bei allen Arten von Feldern auf. D.h. die Hochspannungstechnik muss sich nicht nur mit Gleich- und Wechselfeldern sondern in vielen Fällen auch mit schnell veränderlichen Feldern auseinandersetzen.

Ausgangspunkt dieser Darstellung sind deshalb die allgemeinen **Maxwell'schen Gleichungen** für *ruhende Körper*, aus denen die jeweils gültigen Vereinfachungen abgeleitet werden. Aus Gründen der Anschaulichkeit beschränkt sich diese Darstellung auf die *Integralform* der Feldgleichungen, Bild 2.1-6 bis Bild 2.1-8.

Man unterscheidet, die **Feldgleichungen** („Hauptgleichungen“), die den Zusammenhang zwischen zeitveränderlichen elektrischen und magnetischen Feldgrößen beschreiben (Bild 2.1-6), die **Kontinuitätsgleichungen** („Nebengleichungen“), die etwas über die Quellen bzw. die Quellenfreiheit der Feldgrößen aussagen (Bild 2.1-7) und die **Stoffgleichungen**, die den Zusammenhang zwischen Feldgrößen unter dem Einfluss verschiedener Materialeigenschaften angeben (Bild 2.1-8).

Diese Gleichungen können für bestimmte Spezialfälle analytisch ausgewertet werden. Voraussetzung sind hierfür Vereinfachungen, die sich aufgrund von räumlichen Symmetrien (z.B. ebene, zylindersymmetrische und kugelsymmetrische Felder) und besonderen Zeitabhängigkeiten (z.B. Gleichfelder oder sinusförmig zeitabhängige Felder) ergeben.

2.1.3.1 Die Maxwellschen Hauptgleichungen (Feldgleichungen)

Der *physikalische Inhalt* der Hauptgleichungen (Feldgleichungen) besteht darin, dass ein zeitlich veränderlicher magnetischer Fluss $\iint \mathbf{B} \, d\mathbf{A}$ ein elektrisches Wirbelfeld $\mathbf{E}$ induziert (**Induktionsgesetz**, Gl. (2.1-14)). Die Umlaufspannung längs des Flächenrandes entspricht der zeitlichen Ableitung des magnetischen Flusses durch die umschlossene Fläche. Außerdem verursacht ein elektrischer Strom (bzw. eine „Durchflutung“) ein magnetisches Wirbelfeld $\mathbf{H}$ (**Durchflutungsgesetz**, Gl. (2.1-15)). Der Strom bzw. die „Durchflutung“ wird aus einer Leitungsstromdichte $\mathbf{J}$ (bewegte Ladungsträger) und/oder aus einer Verschiebungsstromdichte $\partial \mathbf{D} / \partial t$ (zeitlich veränderliches elektrisches Feld) gebildet.

Die Hauptgleichungen beschreiben letztlich die Erzeugung eines elektrischen (bzw. magnetischen) Wirbelfeldes durch ein zeitlich veränderliches magnetisches (bzw. elektrisches) Feld. Diese gegenseitige Bedingung ist die Ursache für die Ausbreitung elektromagnetischer Wellen, die in der Hochspannungstechnik z.B. als leitungsgebundene Wellen auftreten.

2.1.3.2 Die Maxwellschen Nebengleichungen (Kontinuitätsgleichungen)

Der *physikalische Inhalt* der Nebengleichungen (Kontinuitätsgleichungen) besteht in einer Aussage über die Kontinuität bzw. über die Quellen der magnetischen und der elektrischen Felder, Bild 2.1-7.

Das magnetische Feld ist quellenfrei. Wird eine geschlossene Hüllfläche A betrachtet, so kann es in dem eingeschlossenen Volumen weder Quellen noch Senken des magnetischen Feldes geben. D.h. der magnetische Fluss $\iint \mathbf{B} \, d\mathbf{A}$, der auf einer Seite durch die Hüllfläche eintritt, muss auf der anderen Seite wieder austreten, Bild 2.1-7 (li). Mathematisch wird die **Quellenfreiheit des magnetischen Feldes** dadurch beschrieben, dass das Hüllintegral über $\mathbf{B} \, d\mathbf{A}$ gleich Null ist, weil sich ein- und austretende Flüsse kompensieren, Gl. (2.1-16).

Auch die elektrische Stromdichte ist quellenfrei, wenn die Summe aus Leitungsstromdichte $\mathbf{J}$ und Verschiebungsstromdichte $\partial \mathbf{D} / \partial t$ betrachtet wird, Gl. (2.1-17). D.h. der über einen Leiter auf eine Elektrode fließende Leitungsstrom $i(t) = \iint \mathbf{J} \, d\mathbf{A}$ setzt sich im nichtleitenden Dielektrikum als Verschiebungsstrom $\iint \partial \mathbf{D} / \partial t \, d\mathbf{A}$ fort, Bild 2.1-7 (rechts). Der Leitungsstrom ist mit einer Ladungsträgerverschiebung verbunden, die zu einer Ladungsträgeransammlung an der Grenzfläche zwischen leitendem und nichtleitendem Material führt.

Durch Integration von Gl. (2.1-17) über der Zeit ergibt sich ein Zusammenhang zwischen der Verschiebungsdichte $\mathbf{D}$ und der von der Hüllfläche A eingeschlossenen Ladung:

$$\oiint_A \left(\mathbf{J} + \frac{\partial \mathbf{D}}{\partial t} \right) d\mathbf{A} = 0$$

$$\oiint_A \frac{\partial \mathbf{D}}{\partial t} d\mathbf{A} = - \oiint_A \mathbf{J} d\mathbf{A} = i(t)$$

Die Integration über der Zeit ergibt

$$\oiint_A \mathbf{D} d\mathbf{A} = \int i(t) dt$$

D.h.

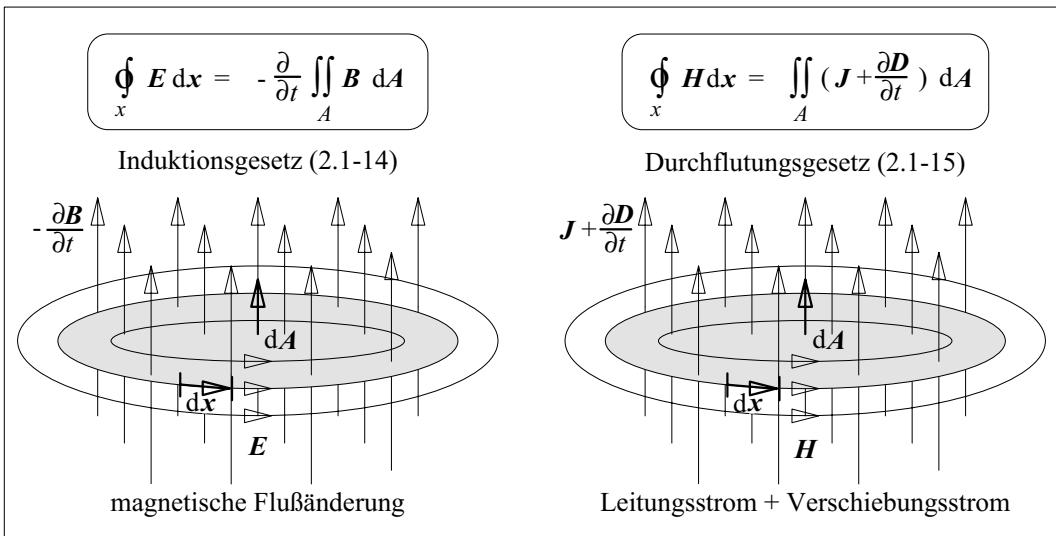


Bild 2.1-6: Integralform der Maxwellschen Hauptgleichungen (Feldgleichungen) für ruhende Körper. Verknüpfung elektrischer und magnetischer Feldgrößen durch das Induktionsgesetz (links) und das Durchflutungsgesetz (rechts).

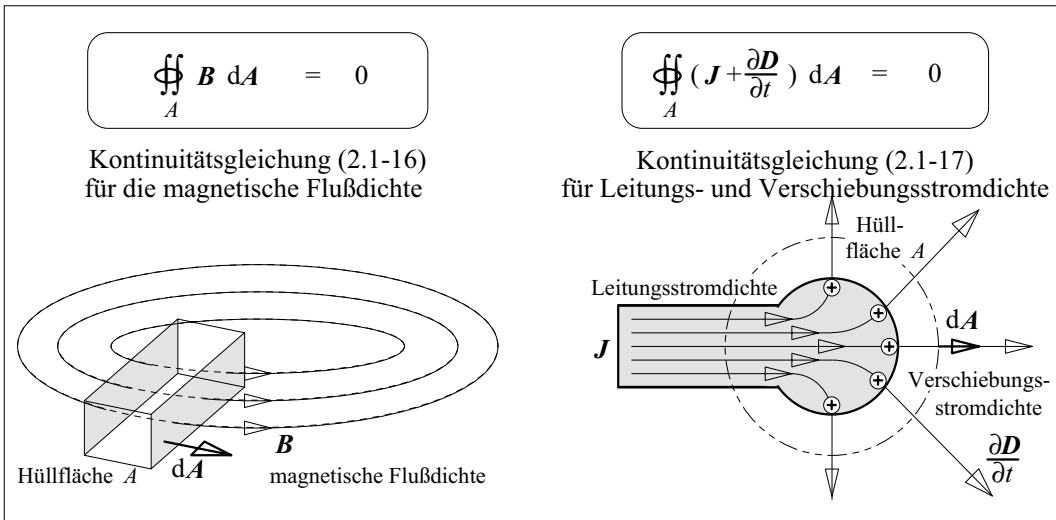


Bild 2.1-7: Integralform der Maxwellschen Nebengleichungen (Kontinuitätsgleichungen) für die magnetische Flußdichte (links, räumliches Bild), sowie für Leitungsstrom- und Verschiebungsstromdichte (rechts, Schnittbild).

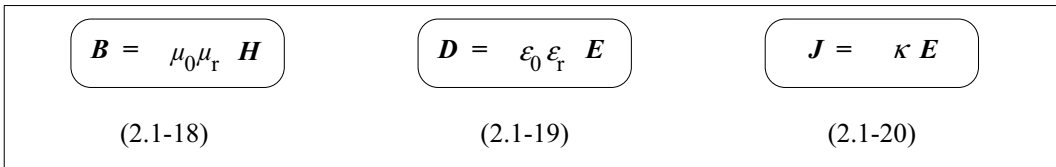


Bild 2.1-8: Stoffgleichungen für die magnetischen und elektrischen Feldgrößen.

$$\oint_A \mathbf{D} \cdot d\mathbf{A} = Q \quad (2.1-21)$$

Die Ladung kann auch als Integral über der Raumladungsdichte η in dem von der Hüllfläche eingeschlossenen Volumen angesehen werden:

$$\oint_A \mathbf{D} \cdot d\mathbf{A} = \iiint_V \eta \, dV \quad (2.1-22)$$

Gl. (2.1-21) bzw. (2.1-22) wird als „**Satz vom Hüllenfluss**“ oder als „**Gaußscher Satz**“ bezeichnet. Er ermöglicht in einigen praktisch wichtigen Fällen die analytische Berechnung von Quellfeldern, Bild 2.1-9.

2.1.3.3 Die Stoffgleichungen

Die Stoffgleichungen beschreiben die Wirkung elektrischer und magnetischer Felder in Materialien, Bild 2.1-8:

Ein magnetisches Feld $\mathbf{B}$ kann die in einem Material vorhandenen magnetischen Dipole („Elementarmagnete“) ausrichten. Durch diese Polarisation entsteht ein zusätzliches Feld, das das resultierende Feld entweder schwächt oder verstärkt. Gl. (2.1-18) berücksichtigt die *magnetische Polarisation* durch den Faktor μ_r (relative Permeabilität).

Ein elektrisches Feld $\mathbf{E}$ kann die in einem Material vorhandenen Ladungen verschieben bzw. elektrische Dipole ausrichten. Durch diese *elektrische Polarisation* entsteht ein zusätzliches Feld. Bei gegebener Ladung auf den Elektroden wird dadurch das resultierende Feld geschwächt. Ist die Stärke des resultierenden Feldes durch eine eingeprägte Spannung bzw. Feldstärke vorgegeben, so werden durch die elektrische Polarisation zusätzliche Ladungen auf den Elektroden gebunden. Gl. (2.1-19) berücksichtigt die Vergrößerung der der Ladung proportionalen elektrischen Verschiebungsdichte durch die elektrische Polarisation über den Faktor ϵ_r (relative Dielektrizitätszahl). ϵ_r ist immer größer als 1, da jede Materie mehr oder weniger stark polarisierbar

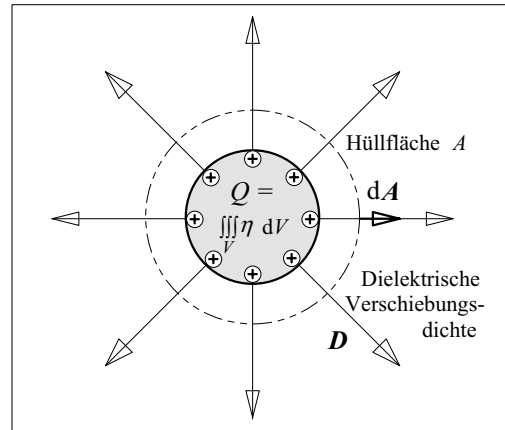


Bild 2.1-9: Ladungen als Quellen dielektrischen Verschiebungsdichtefeldes, bzw. als Ursache des elektrischen Quellfeldes ("Gaußscher Satz").

ist, z.B. durch Verschieben von Gitterbausteinen, durch Ausrichten polarer Moleküle oder molekularer Gruppen und durch Verschieben von Atomkernen gegen die Elektronenhüllen.

Die elektrische Polarisation ist von großer Bedeutung für die Hochspannungstechnik, da sie die *Dielektrizitätszahlen und Kapazitäten* bestimmt. Außerdem entstehen auch *Polarisationsverluste* in Abhängigkeit von Temperatur und Frequenz.

Gl. (2.1-19) ist die Grundlage aller hochspannungstechnischen Feldberechnungen in Isoliersystemen, die aus mehr als einem Isolierstoff aufgebaut sind und die mit *zeitlich veränderlichen Feldern* beansprucht werden.

Ein elektrisches Feld $\mathbf{E}$ kann außerdem die in einem Material vorhandenen frei beweglichen Ladungsträger beschleunigen. Aufgrund von Stoßprozessen ergibt sich eine mittlere Driftgeschwindigkeit der Ladungsträger in Richtung des elektrischen Feldes, d.h. eine Stromdichte $\mathbf{J}$, die der Feldstärke $\mathbf{E}$ proportional ist. Gl. (2.1-20) berücksichtigt die Entstehung einer *Leitungsstromdichte* durch den Faktor κ (Leitfähigkeit).

Gl. (2.1-20) ist die Grundlage aller hochspannungstechnischen Feldberechnungen für Isoliersysteme, die mit *Gleichspannung* beansprucht werden.

2.1.4 Einteilung der Felder

Je nach Änderungsgeschwindigkeit der Feldgrößen können die Maxwell'schen Gleichungen vereinfacht werden. Dabei haben sich drei Kategorien bewährt [394]:

1. Statische und stationäre Felder

(Kap. 2.1.4.1)

Bei **ruhenden Feldern** gibt es keine Änderung der Feldgrößen E , H und J . D.h. die Ableitungen der Feldgrößen sind Null: $\partial./\partial t = 0$. Aus Sicht der zeitlichen Änderung sind die Feldgrößen damit „**statisch**“, d.h. unveränderlich. Die Kopplung der magnetischen und elektrischen Feldgrößen über das Induktionsgesetz (2.1-14) und über die Verschiebungsstromdichte $\partial D/\partial t$ entfällt vollständig und es gibt keine räumliche Ausbreitung elektromagnetischer Wellen. Aus Sicht der Wellenausbreitung sind die Felder damit „**stationär**“, d.h. an einen Ort gebunden, bzw. ortsfest.

Anmerkung: Traditionell werden das unveränderliche E - und das unveränderliche H -Feld als **elektrostatisches** und als **magnetostatisches Feld** bezeichnet. Das unveränderliche Strömungsfeld wird jedoch meist als **stationäres Strömungsfeld** bezeichnet, weil über den Leitungsstrom Energie transportiert wird, so dass die *Leistung* als zeitliche Ableitung der Energie ungleich Null ist [395]. Das Strömungsfeld J wird durch *Bewegung* von Ladungen verursacht und ist deshalb nicht mehr *statisch* im Sinne von *unbeweglich*. Außerdem besteht über das Durchflutungsgesetz (2.1-15) eine Kopplung mit dem Magnetfeld H .

Aus Sicht der Feldgrößen sind aber alle drei Feldarten (E , H und J) sowohl unveränderlich (statisch) als auch ortsfest (stationär) [394].

2. Quasistationäre Felder (Kap. 2.1.4.2 u. 3)

Bei quasistationären Feldern gibt es zwar zeitlich veränderliche Feldgrößen, ihre Kopplung ist jedoch so schwach, dass das *vom Magnetfeldes des Verschiebungsstromes induzierte Feld* und damit der **Wellencharakter vernachlässigt** werden kann.

Anmerkung: Anschaulich bedeutet dies im **Zeitbereich**, dass in einem Feldraum mit der Abmessung x die *Laufzeit* τ einer Welle klein sein muss gegen die *Anstiegszeit* T_a des zeitlich sich ändernden Feldes. Im **Frequenzbereich** muss die *Abmessung* x des betrachteten Feldraumes klein gegen eine *Viertel-Wellenlänge* $\lambda/4$ sein, vgl. Gl. (2.1-36) und (-37). In einem *begrenzten Bereich* mit der Abmessung x können die Feldänderungen dann als quasi gleichzeitig und die Felder als

„quasi stationär“ (**näherungsweise ortsfest**)

angesehen werden.

Typische quasistationäre Felder sind **langsam veränderliche** (bzw. niederfrequente) **Felder in Leitern**, bei denen der Verschiebungsstrom gegen den Leitungsstrom vernachlässigbar ist (*induktives Feld*, Kap. 2.1.4.2), oder *in Isolierstoffen*, bei denen das induzierte elektrische Wirbelfeld gegen das elektrische Quellenfeld zu vernachlässigen ist (*kapazitives Feld*, Kap. 2.1.4.3). Auch sehr **schnell veränderliche Felder in Leitern**, die (durch Überlagerung von eingepägtem Strömungs- und induziertem Wirbelfeld) zu Wirbelströmen und *Stromverdrängung* führen, sind quasistationäre Felder, weil der Verschiebungsstrom gegen den Leitungsstrom vernachlässigbar bleibt und somit keine bzw. nur eine extrem gedämpfte und räumlich begrenzte Wellenausbreitung senkrecht zur Leiteroberfläche stattfindet.

3. Nichtstationäre Felder

(elektromagnetische Wellen, Kap. 2.1.4.4)

Bei **schnellveränderlichen Feldern**, bei denen aufgrund der hohen *Änderungsgeschwindigkeit* und/oder der *räumlichen Ausdehnung* die wechselseitige Kopplung zwischen zeitveränderlichen elektrischen und magnetischen Feldern nicht mehr vernachlässigt werden können, tritt der Wellencharakter des elektromagnetischen Feldes in Erscheinung, so dass räumliche Ausdehnungen und Laufzeitercheinungen zu berücksichtigen sind.

2.1.4.1 Statische und stationäre Felder

a) Elektro- und magnetostatische Felder

Bei statischen Feldern wird die rechte Seite in Gl. (2.1-14) und Gl. (2.1-15) jeweils Null, da es

weder einen zeitveränderlichen magnetischen Fluss, noch einen Verschiebungsstrom, noch einen Leitungsstrom gibt. Leitungsstrom wäre ja mit einem Energietransport und einer von Null verschiedenen Leistung verbunden. Somit gibt es auch keinen Zusammenhang zwischen elektrischen und magnetischen Feldgrößen.

Strenggenommen existieren statische Felder nur als Magnetfelder von Permanentmagneten. Statische elektrische Felder sind eine *theoretische Fiktion*, die voraussetzt, dass ein ideales Dielektrikum mit $\kappa = 0$ vorliegt, in dem das von unbeweglichen Ladungen erzeugte elektrische Quellenfeld keinerlei Leitungsstrom bzw. Ladungs- und Energietransport verursacht.

Trotzdem wird häufig zur *Vereinfachung von Feldberechnungen* näherungsweise ein **statisches elektrisches Feld** angenommen, dessen Ausbildung von den Dielektrizitätszahlen der Materialien bestimmt wird. Man muss aber betonen, dass die Ergebnisse nicht auf statische und stationäre Felder, für die die Leitfähigkeiten κ maßgeblich wären, sondern nur auf quasistationäre Fälle anwendbar sind, Kap. 2.1.4.3.

b) Stationäre Strömungsfelder

Bei stationären Strömungsfeldern wird gegenüber den elektro- und magnetostatischen Feldern zusätzlich eine zeitlich konstante Leitungsstromdichte $\mathbf{J}$ und damit auch eine zeitlich

konstante elektrische Feldstärke $\mathbf{E}$ zugelassen, Bild 2.1-10.

Da nach Gl. (2.1-23) das Ringintegral über $\mathbf{E} \, d\mathbf{x}$ bzw. die Summe der Spannungen U_i in einer geschlossenen Masche gleich Null ist, handelt es sich um ein wirbelfreies Feld. D.h. bei der Bildung von Spannungen und Potentialdifferenzen zwischen zwei Punkten nach Gl. (2.1-7) ist das Ergebnis von der Wahl des Integrationsweges unabhängig, Bild 2.1-4. Es handelt sich um ein sog. „*Potentialfeld*“, in dem Potentiale und Spannungen eindeutig definiert sind.

Das elektrische Feld bei Beanspruchungen durch **Gleichspannung** ist immer ein *stationäres Strömungsfeld*. Die Feldverteilung ist zeitlich konstant, jedoch fließt aufgrund der (Rest-)Leitfähigkeiten κ nach Gl. (2.1-20) ein Leitungsstrom $\mathbf{J} = \kappa \cdot \mathbf{E}$, der die Feldverteilung bestimmt. Die *Dielektrizitätszahlen* bzw. Gl. (2.1-19) sind *völlig ohne Bedeutung* bei der Ausbildung eines stationären Strömungsfeldes.

Beispiel: Kondensatordielektrikum

Ein mit Gleichspannung ($U = 3 \text{ kV}$) beanspruchtes Kondensatordielektrikum besteht aus einer Schichtung von Kunststoff-Folien ($d_1 = 30 \text{ } \mu\text{m}$, $\kappa_1 = 10^{-16} \text{ S/m}$) und öl-imprägniertem Papier ($d_2 = 30 \text{ } \mu\text{m}$, $\kappa_2 = 10^{-14} \text{ S/m}$). Es soll die Feldstärkebelastung der Materialien ermittelt werden, Bild 2.1-11.

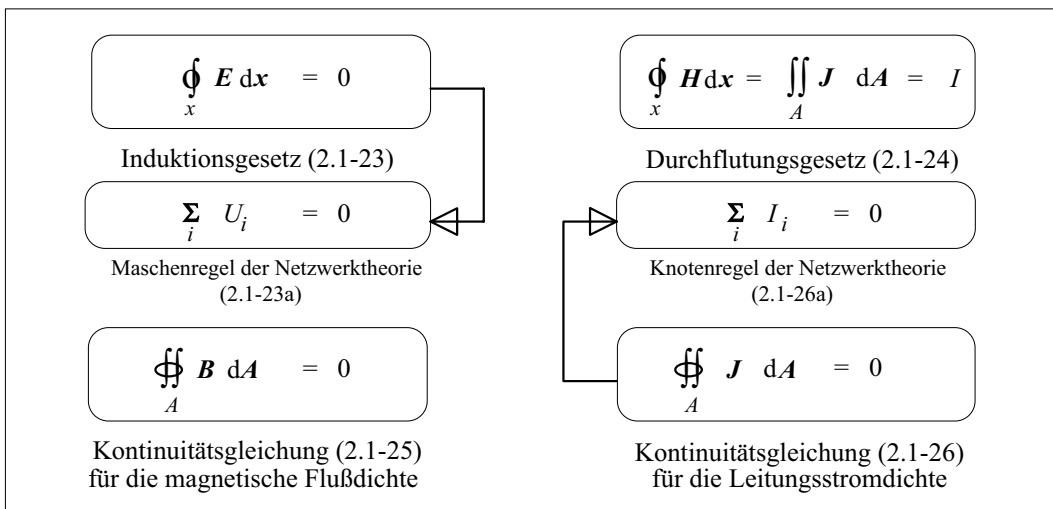
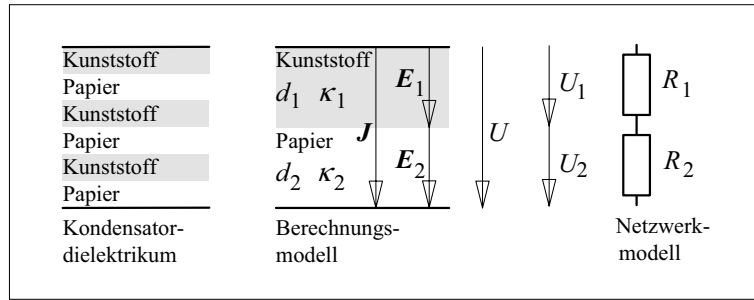


Bild 2.1-10: Vereinfachung der Maxwellschen Gleichungen für stationäre Felder
(Alle zeitlichen Ableitungen der Feldgrößen werden gleich Null).

Bild 2.1-11:

Stationäres Strömungsfeld bei Gleichspannung an einem Kondensatordielektrikum.



Die Gesamtspannung ergibt sich nach Gl. 2.1-7 aus der Summe der beiden Teilspannungen an den Kunststoff-Folien und den imprägnierten Papieren

$$U = d_1 E_1 + d_2 E_2.$$

Außerdem ist die Leitungsstromdichte nach der Kontinuitätsgleichung (2.1-26) in beiden Materialien gleich:

$$J = \kappa_1 E_1 = \kappa_2 E_2$$

Für die Feldstärken ergibt sich daraus:

$$E_1 = U / (d_1 + d_2 \cdot \kappa_1 / \kappa_2) = 99 \text{ kV/mm}$$

und

$$E_2 = E_1 \cdot \kappa_1 / \kappa_2 = 1 \text{ kV/mm}$$

Ergebnis: $E_1 = 99 \text{ kV/mm}$ (Kunststoff)

$E_2 = 1 \text{ kV/mm}$ (Papier)

D.h. das Papier wird trotz gleicher Dicke nur mit $U_2 = E_2 \cdot d_2 = 0,03 \text{ kV}$, d.h. mit etwa 1 % der Gesamtspannung belastet. Die Kunststoff-Folie wird aufgrund ihrer geringen Leitfähigkeit (bzw. ihres hohen spezifischen Widerstandes $\rho = 1/\kappa$) mit 99 % der Gesamtspannung belastet.

Anmerkung: Die Verwendung von Papierlagen in Kondensatordielektrika dient vor allem der Imprägnierung der Zwischenräume mit Isolieröl, d.h. das Papier wirkt als „Imprägnierdocht“. Die Isolationsfestigkeit muss von den Kunststoff-Folien gewährleistet werden, die i.d.R. eine wesentlich höhere Durchschlagsfestigkeit aufweisen als ölprägniertes Papier.

2.1.4.2 Quasistationäre (induktive) Felder in Leitern

In **sehr gut leitfähigen Materialien** kann die Verschiebungsstromdichte $\partial D / \partial t$ bis in den GHz-Bereich gegenüber der Leitungsstromdichte J vernachlässigt werden, so dass die **quasistationäre Betrachtungsweise** und die Vernachlässigung des Wellencharakters zulässig ist, Gl. (2.1-29) und (-31), Bild 2.1-12. Als Bedingung muss für die Beträge gelten:

$$\partial D / \partial t = \epsilon_0 \epsilon_r \partial E / \partial t \ll J = \kappa E \quad (2.1-27)$$

Die nachfolgend mit Gl. (2.1-36) und (-37) erläuterten Bedingungen für die *räumliche und*

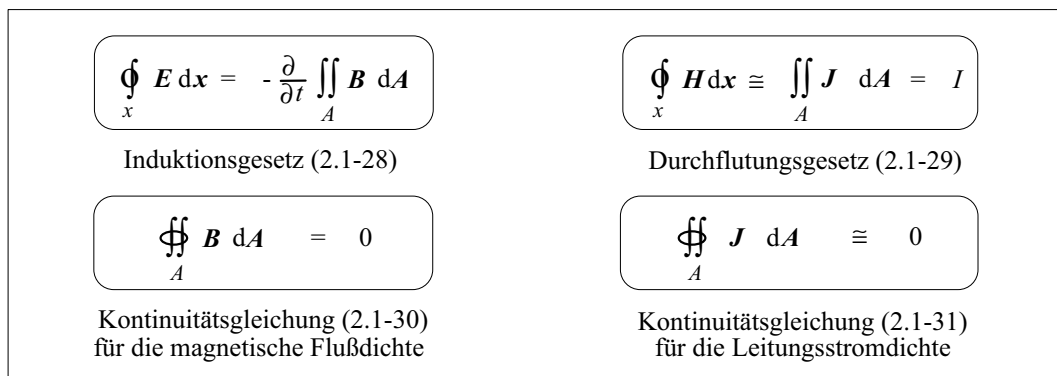


Bild 2.1-12: Maxwell'sche Gleichungen für quasistationäre induktive Felder in Leitern (Vernachlässigung des Verschiebungsstromes in Leitern).

zeitliche Abgrenzung des quasistationären Bereiches gelten auch hier.

Bei hoher elektrischer Leitfähigkeit κ verursachen schon geringe elektrische Feldstärken E große Leitungsstromdichten J . Deshalb ist i.d.R. selbst eine geringe induzierte elektrische Feldstärke gemäß Gl. (2.1-28) zu berücksichtigen. Es besteht also hier eine Kopplung zwischen elektrischem Strömungsfeld und magnetischem Feld über das Induktionsgesetz.

Das elektrische Feld ist deshalb nicht mehr wirbelfrei. Wollte man ein skalares Potential nach Gl. (2.1-7) definieren, so würde das Integral über $E \cdot dx$ zwischen zwei Punkten von der Wahl des Integrationsweges abhängen. D.h. eine eindeutige Definition von Potential- und Spannungsdifferenzen ist nicht mehr möglich.

Beispiel: Stromverdrängung und Wirbelströme

Der Effekt der „Stromverdrängung“ und der „Wirbelströme“ in Leitern ist darauf zurückzuführen, dass die vom zeitveränderlichen Magnetfeld induzierte elektrische Feldstärke E im Leiter Wirbelströme $J = \kappa E$ verursacht, die die Stromdichte an der Leiteroberfläche verstärken und im Inneren des Leiters schwächen.

Schon bei Wechselströmen mit der Netzfrequenz von 50 Hz tritt dadurch in den gängigen Leiterwerkstoffen eine Widerstandserhöhung im Prozentbereich auf. In den magnetischen Kernen von elektrischen Maschinen und Transformatoren entstehen dadurch die sogenannten Wirbelstromverluste. Da diese Zusammenhänge die Hochspannungstechnik nicht direkt betreffen, sei auf das Schrifttum verwiesen [2].

Auch bei sehr **schnell veränderlichen Strömen in Leitern** bilden sich bei einer Betrachtung senkrecht zur Leiteroberfläche **quasistationäre Felder** aus, weil der Verschiebungsstrom gegen den Leitungsstrom vernachlässigbar bleibt und somit keine bzw. nur eine extrem gedämpfte und räumlich begrenzte Wellenausbreitung senkrecht zur Leiteroberfläche stattfindet.

Für die Hochspannungstechnik ist das quasistationäre induktive Feld nur in *gut leitfähigen Materialien* von Bedeutung, wie z.B. in leitenden Elektroden, leitenden Verbindungen und Transformatorwindungen. In den *schlecht leitenden Dielektrika* darf die Verschiebungsstromdichte i.d.R. selbst bei langsam veränderlichen elektrischen Feldern nicht gegen die sehr geringe Leitungsstromdichte vernachlässigt werden, Kap. 2.1.4.3.

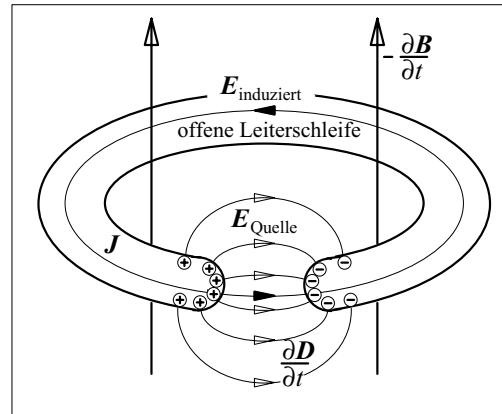


Bild 2.1-13: Quasistationäre Felder innerhalb und außerhalb des Leitersmaterials (induktive und kapazitive Felder).

Beispiel: Transformatorwindung

Die Feldverhältnisse in einer Transformatorwindung sind dadurch bestimmt, dass die vom zeitveränderlichen magnetischen Feld induzierte elektrische Feldstärke *innerhalb des Leiters* Ladungen bis an die Leiteroberflächen verschiebt, Bild 2.1-13. Der Leitungsstrom ist wesentlich größer als der Verschiebungsstrom, es handelt sich um das **induktive quasistationäre Feld**.

Außerhalb des Leiters setzt sich dieser Leitungsstrom im Dielektrikum (überwiegend) als Verschiebungsstrom fort, es entsteht ein von den Oberflächenladungen hervorgerufenen Quellenfeld. Im Dielektrikum überwiegt das Quellenfeld gegenüber dem (induzierten) Wirbelfeld, das i.d.R. vernachlässigt werden kann. Es handelt sich dann um das **kapazitive quasistationäre Feld**.

2.1.4.3 Quasistationäre (kapazitive) Felder in Isolierstoffen

Die Hochspannungstechnik betrachtet vorwiegend die elektrischen Felder in Isolierstoffen (sogenannten „Nichtleitern“) mit einer vergleichsweise niedrigen (Rest-)Leitfähigkeit κ : Gl. (2.1-27) ist dabei nicht erfüllt, es überwiegt i.d.R. sogar der Verschiebungsstrom schon bei niedrigen Frequenzen gegenüber dem meist geringfügigen Leitungsstrom. Im Durchflutungsgesetz (2.1-33) und in der Kontinuitätsgleichung (2.1-35) müssen deshalb beide Anteile berücksichtigt werden, Bild 2.1-14.

Das elektrische Feld bildet sich als Quellenfeld aus und überwiegt gegenüber der induzierten

$\oint_x \mathbf{E} \, dx \quad \cong \quad 0$ Induktionsgesetz (2.1-32)	$\oint_x \mathbf{H} \, dx = \iint_A \left(\mathbf{J} + \frac{\partial \mathbf{D}}{\partial t} \right) \cdot d\mathbf{A}$ Durchflutungsgesetz (2.1-33)
$\oiint_A \mathbf{B} \cdot d\mathbf{A} = 0$ Kontinuitätsgleichung (2.1-34) für die magnetische Flußdichte	$\oiint_A \left(\mathbf{J} + \frac{\partial \mathbf{D}}{\partial t} \right) \cdot d\mathbf{A} = 0$ Kontinuitätsgleichung (2.1-35) für die Leitungs- und Verschiebungsstromdichte

Bild 2.1-14: Maxwellsche Gleichungen für quasistationäre kapazitive Felder in Isolierstoffen
(Vernachlässigung der induzierenden Wirkung des magnetischen Feldes).

elektrischen Feldstärke, wenn die Änderungsgeschwindigkeit des Magnetfeldes gering bleibt, vgl. z.B. Bild 2.1-13. D.h. es ist *näherungsweise* möglich, *Potential- und Spannungsdifferenzen* nach Gl. (2.1-7) zu definieren, weil das induzierte Wirbelfeld gegenüber dem Quellenfeld vernachlässigt wird, vgl. Gl. (2.1-32). Der Wellencharakter wird dabei vernachlässigt und es handelt sich um ein *quasistationäres Feld*.

Die wichtigsten in der Hochspannungstechnik vorkommenden Beanspruchungsarten von Isolierstoffen sind die netzfrequente **Wechselspannung**, sowie **Schalt- und Blitzstoßspannung**. Sie lassen sich in den meisten Fällen durch quasistationäre kapazitive Felder beschreiben.

Die quasistationäre Betrachtungsweise ist unter der Bedingung zulässig, dass alle Feldänderungen im betrachteten Raum *nahezu gleichzeitig*, d.h. ohne nennenswerte Zeitverzögerung stattfinden. D.h. Wellenausbreitungsvorgänge, wie sie bei (schnell) veränderlichen Feldern auftreten, werden vernachlässigt. Dadurch ergibt sich eine **räumliche und zeitliche Eingrenzung für die Gültigkeit der quasistationären Betrachtungsweise**, die sich folgendermaßen bestimmen lässt:

Die *Laufzeit* $\tau = x/v$ der elektromagnetischen Welle durch den betrachteten Raum (Länge x , Wellenausbreitungsgeschwindigkeit v) muss *vernachlässigbar klein* sein gegenüber der Zeit, in der sich die Feldstärken ändern.

Für sinusförmige Zeitabhängigkeit mit der Periodendauer T und der Frequenz f heißt dies

$$\tau = x/v \ll T/4 = (4f)^{-1} \quad (2.1-36a)$$

bzw. mit der Wellenlänge $\lambda = T \cdot v$

$$x \ll \lambda/4. \quad (2.1-36b)$$

Bei einem transienten Vorgang mit einer Anstiegszeit T_a gilt entsprechend

$$\tau = x/v \ll T_a \quad (2.1-37)$$

Als *Richtwert* für einen Spannungsfehler unter 0,5 % gilt bei langen Leitungen eine maximale Länge von

$$x < \lambda/60. \quad (2.1-38)$$

Bei Freileitungen mit Luftisolation bedeutet dies für $f = 50$ Hz, dass $x < 100$ km bleiben muss. Bei Kabeln mit einer geringeren Wellenausbreitungsgeschwindigkeit liegt diese Grenze noch niedriger. Bei Blitzstoßspannungen mit $T_a \approx 1 \mu\text{s}$ ergibt sich in Luft nur noch eine Länge $x < 22$ m, wenn der Anstieg mit T_a durch die Viertelperiode einer Wechselspannung mit $T = 4 \mu\text{s}$ angenähert wird.

In den gängigen Isolierstoffen überwiegt bei Stoßspannung und bei netzfrequenter Wechselspannung i.d.R. der Verschiebungsstrom gegenüber dem Leitungsstrom, d.h. es gilt für die Beträge

$$\partial D / \partial t = \epsilon_0 \epsilon_r \partial E / \partial t \gg J = \kappa E. \quad (2.1-39)$$

Dies ist der Fall des (quasistationären) „**dielektrischen Verschiebungsfeldes**“, die Feldverteilung ergibt sich aufgrund der relativen Dielektrizitätszahlen ϵ_r für die einzelnen Materialien, Bild 2.1-15 (oben). In geometrisch einfachen Fällen kann man dafür ein Netzwerkmodell aus Kapazitäten aufstellen.

Bei überwiegendem Leitungsstrom bildet sich das Feld als (quasistationäres) **Strömungsfeld** aufgrund der Leitfähigkeiten κ aus, Bild 2.1-15 (unten). In geometrisch einfachen Fällen kann man dafür ein Netzwerkmodell aus Widerständen aufstellen.

Beispiel: Kondensatordielektrikum (Fortsetzung)

Das in Bild 2.1-11 betrachtete Kondensatordielektrikum ($d_1 = d_2 = 30 \mu\text{m}$, $\epsilon_{r1} = 2,2$, $\epsilon_{r2} = 4,4$) wird mit netzfreuquenter Wechselspannung ($f = 50 \text{ Hz}$, Effektivwert $U = 3 \text{ kV}$) beansprucht. Es soll die Feldstärkebelastung in den Materialien bestimmt werden, Bild 2.1-15.

Die Gesamtspannung ergibt sich nach Gl. (2.1-7) aus der Summe der beiden Teilspannungen an den Kunststoff-Folien und den imprägnierten Papieren:

$$u(t) = d_1 E_1(t) + d_2 E_2(t)$$

Daraus folgt für die Effektivwerte

$$U = d_1 E_1 + d_2 E_2.$$

Außerdem ist die Verschiebungsstromdichte nach der Kontinuitätsgleichung (2.1-35) in beiden Materialien

gleich:

$$\partial D / \partial t = \epsilon_1 \cdot \partial E_1 / \partial t = \epsilon_2 \cdot \partial E_2 / \partial t$$

Die Leitungsstromdichte J wird vernachlässigt. Nach Integration über der Zeit ergibt sich für die Effektivwerte

$$D = \epsilon_1 \cdot E_1 = \epsilon_2 \cdot E_2.$$

Für die Feldstärken folgt daraus mit der Gleichung für den Effektivwert der Spannung U

$$E_1 = U / (d_1 + d_2 \cdot \epsilon_1 / \epsilon_2) = 67 \text{ kV/mm}$$

und

$$E_2 = E_1 \cdot \epsilon_1 / \epsilon_2 = 33 \text{ kV/mm}.$$

Anmerkung: Offenbar wird das Kunststoff-Dielektrikum mit der niedrigeren Dielektrizitätszahl $\epsilon_{r1} = 2,2$ mit $E_1 = 67 \text{ kV/mm}$ doppelt so stark belastet wie das ölprägnierte Papier. Dieser als „**Feldverdrängung**“ bezeichnete Effekt ist von größter Bedeutung für die Hochspannungstechnik: Im vorliegenden Fall wird das Material mit der niedrigeren Durchschlagsfestigkeit (das Papier) auch weniger stark belastet. Es gibt aber auch Fälle, in denen das elektrische Feld gerade in das schwächere Dielektrikum „verdrängt“ wird (z.B. in Lufteinschlüssen mit $\epsilon_r = 1$).

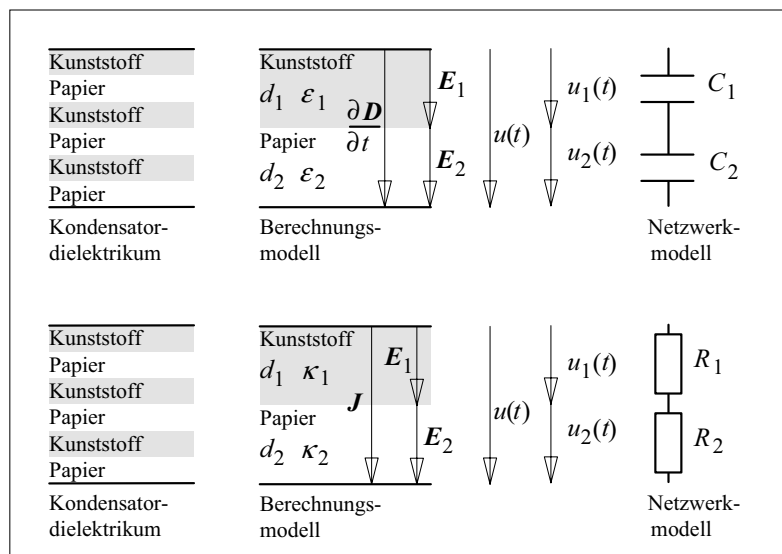
Die Frage, ob ein langsam veränderliches Feld als dielektrisches Verschiebungsfeld oder als Strömungsfeld zu betrachten ist, kann durch die Betrachtung der Eigenentladungs-Zeitkonstante τ_e eines Kondensators bzw. eines homogenen Kondensatordielektrikums beantwortet werden. Die Zeitkonstante

Bild 2.1-15:

Quasistationäres Feld in Isolierstoffen.

Oben: Verschiebungsstrom überwiegt ("Dielektrisches Verschiebungsfeld").

Unten: Leitungsstrom überwiegt ("Strömungsfeld").



$$\tau_e = R \cdot C = \varepsilon / \kappa$$

ergibt sich aus der Berechnung in einem Netzwerkmodell, wonach die geladene Kapazität C über den Isolationswiderstand R exponentiell entladen wird. Die geometrischen Größen kürzen sich heraus, so dass als Ergebnis die Zeitkonstante $\tau_e = \varepsilon / \kappa$ folgt (vgl. auch Gl. (2.4-3)).

Eine feldtheoretische Überlegung führt zum gleichen Ergebnis: In einem sich selbst entladenden Dielektrikum wird der Leitungsstrom $J \cdot dA$ aus der Feldänderung gespeist, d.h. der „Stromkreis“ wird durch den antiparallelen Verschiebungsstrom $-\partial D / \partial t \cdot dA$ geschlossen. Mit den Materialgleichungen (2.1-19) und (-20) folgt daraus die Differentialgleichung für die Abnahme der elektrischen Feldstärke $E(t)$:

$$\kappa E(t) = -\varepsilon \partial E / \partial t$$

Als Lösung ergibt sich eine exponentielle Feldabnahme mit der Zeitkonstanten $\tau_e = \varepsilon / \kappa$.

Wenn die für die Feldänderungen maßgeblichen Zeiten wesentlich kleiner sind als τ_e , kann von einem **dielektrischen Verschiebungsfeld** ausgegangen werden:

$$T/4 \ll \tau_e = \varepsilon / \kappa$$

bzw. (2.1-40)

$$T_a \ll \tau_e = \varepsilon / \kappa$$

Felder, die sich im Vergleich zur Eigenentladung des Dielektrikums sehr langsam verändern, können als **Strömungsfelder** betrachtet werden, für die die Leitfähigkeiten maßgeblich sind:

$$T/4 \gg \tau_e = \varepsilon / \kappa$$

bzw. (2.1-41)

$$T_a \gg \tau_e = \varepsilon / \kappa$$

Beispiel: Kondensatordielektrikum (Fortsetzung)

Im oben behandelten Beispiel eines Kondensatordielektrikums betragen die Eigenentladungs-Zeitkonstanten für die Kunststoff-Folien $\tau_{e1} = \varepsilon_1 / \kappa_1 = \varepsilon_0 \varepsilon_{r1} / \kappa_1 \approx 50$ h und für die ölprägnierten Papiere $\tau_{e2} = \varepsilon_2 / \kappa_2 = \varepsilon_0 \varepsilon_{r2} / \kappa_2 \approx 1$ h. Diese Zeiten sind wesentlich größer als $T/4 = 5$ ms für eine Wechselspannung mit $f = 50$ Hz, so dass die Annahme eines dielektrischen Verschiebungsfeldes im obigen Beispiel gerechtfertigt war.

Die Zeitkonstanten zeigen aber auch, dass bei Anlegen einer Gleichspannung die Einstellung des stationären Zustandes viele Stunden benötigt, in denen die Kapazität C_1 der Kunststoff-Folien über den Isolationswiderstand R_2 der imprägnierten Papiere geladen wird. Maßgeblich ist hierfür die Zeitkonstante $R_2 C_1 \approx 0,5$ h, Bild 2.1-16. Das Anlegen der Spannung ist zunächst ein Übergangsvorgang, die Spannungsverteilung entspricht dem dielektrischen Verschiebungsfeld („kapazitive Spannungsverteilung“). Erst nach Abklingen des Übergangsvorganges ergibt sich ein Strömungsfeld („ohmsche Spannungsverteilung“).

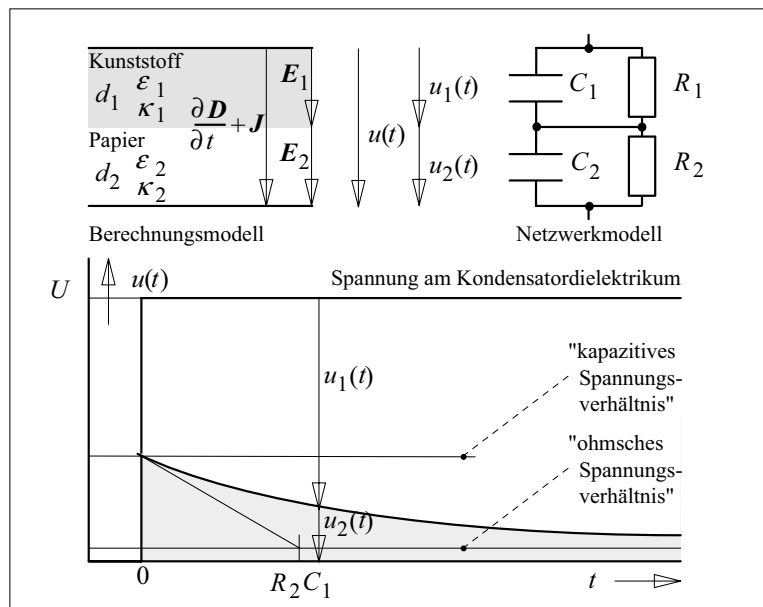


Bild 2.1-16:

Übergang vom dielektrischen Verschiebungsfeld zum (stationären) Strömungsfeld beim Anlegen einer sogenannten "Gleichspannung" $u(t)$.

Bei komplexen Isolationssystemen muss das Übergangsverhalten durch eine Netzwerkanalyse ermittelt werden. Insbesondere bei **Gleichspannungs- und Umpol-Beanspruchungen** muss man zunächst von der vorhandenen Feldverteilung (stationäres Strömungsfeld) ausgehen und entsprechend der Änderung (Anlegen oder Umpolen der „Gleichspannung“) ein dielektrisches Verschiebungsfeld überlagern. In einem mehr oder weniger komplexen Übergangsvorgang stellt sich dann ein neuer stationärer Zustand in Form eines Strömungsfeldes ein. Dabei kann es vorkommen, dass die Isolationssysteme kurzfristig völlig anders belastet werden, als man es aufgrund einer reinen Wechsel- oder Gleichspannungsbetrachtung erwarten würde [7].

2.1.4.4 Nichtstationäre Felder (elektromagnetische Wellen)

Bei schnellveränderlichen Feldern, bei denen die Voraussetzungen der quasistationären Betrachtungsweise (Gl. (2.1-36) bis (-38)) nicht mehr vorliegen, müssen die Maxwell'schen Gleichungen in ihrer vollständigen Form (Gl. (2.1-14) bis (-17)) betrachtet werden. D.h. es ist insbesondere die gegenseitige Kopplung zwischen elektrischen und magnetischen Feldgrößen zu beachten. Es ergeben sich **elektromagnetische Wellen** mit endlicher Phasengeschwindigkeit v .

Werden die Maxwell'schen Hauptgleichungen in ihrer Differentialform durch Differentiation nach der Zeit und durch gegenseitiges Einsetzen ausgewertet, entstehen zwei partielle Differentialgleichungen für die Feldgrößen $\mathbf{E}(\mathbf{x},t)$ und $\mathbf{H}(\mathbf{x},t)$. Es kann gezeigt werden, dass Lösungsansätze der Form

$$f(z - vt) \quad \text{und} \quad g(z + vt),$$

die Differentialgleichungen erfüllen. Sie können als Wellenvorgänge interpretiert werden, die sich in $+z$ - und $-z$ -Richtung ausbreiten. Die genaue Ausbildung des elektromagnetischen Wellenfeldes ergibt sich aus den Randbedingungen, sowie aus den Materialeigenschaften.

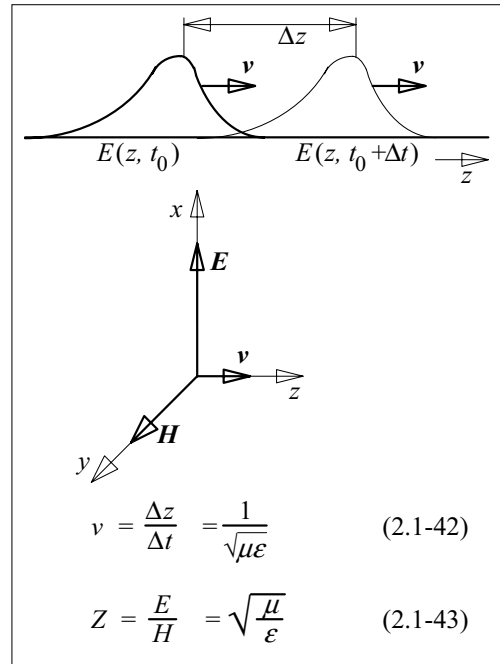


Bild 2.1-17: Ebene, homogene Welle mit transversalem E- und H-Feld.

Beispiel: Ebene, homogene Welle

Als Beispiel wird die ebene homogene Welle in $+z$ -Richtung in einem nichtleitenden Medium ($\kappa = 0$) betrachtet: Aus den Maxwell'schen Nebengleichungen folgt dann, dass die Feldvektoren $\mathbf{E}$ und $\mathbf{H}$ senkrecht auf der Ausbreitungsrichtung, sowie senkrecht zueinander stehen. Man spricht vom *transversalen elektrischen und magnetischen Feld* bzw. von einer TEM-Welle, Bild 2.1-17. Die rechtwinklige Zuordnung der Vektoren $\mathbf{E}$ und $\mathbf{H}$, die sich nach dem Induktions- und Durchflutungsgesetz gegenseitig bedingen, ergibt sich auch aus der Erläuterung zu den Maxwell'schen Hauptgleichungen nach Bild 2.1-6.

Die von $\mathbf{E}$ und $\mathbf{H}$ senkrecht zur Ausbreitungsrichtung aufgespannte Fläche wird als *Phasenfläche* bezeichnet, sie breitet sich mit der *Phasengeschwindigkeit* v in $+z$ -Richtung aus, Bild 2.1-17 mit Gl. (2.1-42). Die Beträge der zusammengehörenden Vektoren $\mathbf{E}$ und $\mathbf{H}$ stehen in einem festen Verhältnis $E/H = Z$, dem sogenannten *Wellenwiderstand*, Bild 2.1-17 mit Gl. (2.1-43).

Die *Phasengeschwindigkeit* in Vakuum und in Gasen entspricht der optischen Lichtgeschwindigkeit:

$$v = v_0 = 300 \cdot 10^6 \text{ m/s}, \quad (2.1-44)$$

der *Wellenwiderstand* beträgt

$$Z = Z_0 = 377 \, \Omega. \quad (2.1-45)$$

In *Isolierstoffen* mit $\mu_r \cong 1$ sind diese Größen durch die Wurzel aus ε_r zu dividieren:

$$\begin{aligned} v &= v_0 / \sqrt{\varepsilon_r} \\ Z &= Z_0 / \sqrt{\varepsilon_r} \end{aligned} \quad (2.1-46)$$

In der Hochspannungstechnik ist der Wellencharakter der Felder immer dann zu berücksichtigen, wenn die quasistationäre Betrachtung zu einem beachtenswerten Fehler führt. Diese Grenze liegt nach Gl. (2.1-36) bis (-38) in Medien mit $\varepsilon_r = 1$ (z.B. Luft)

- für *Wechselspannung* ($f = 50$ Hz) bei einer Länge von ca. 100 km,
- bei *Schaltstoßspannung* ($T_{cr} = 250$ µs) bei einer Länge von ca. 5 km,
- für *Blitzstoßspannung* ($T_S = 1,2$ µs) bei einer Länge von ca. 25 m und
- für schnelle transiente Vorgänge in gasisolierten Schaltanlagen (sogenannten „Fast Transients“, $T_a < 10$ ns) bei einer Länge von weniger als 0,2 m.

D.h. bei Wechsel- und Schaltstoßspannungen liegen praktisch immer quasistationäre Verhältnissen vor, bei Blitzstoßspannung meist noch näherungsweise, wenn die Stoßkreisabmessungen wenige 10 m nicht überschreiten. Überspannungsvorgänge mit Anstiegszeiten im µs-Bereich müssen in den ausgedehnten Systemen der Energie- und Datenübertragung *immer als Wanderwellen* betrachtet werden. Gleiches gilt für die noch steileren „Fast Transients“, bei denen schon in Anlagen von wenigen Metern Länge ausgeprägte Wanderwellenerscheinungen auftreten. Hieraus ergibt sich, dass in der Hochspannungstechnik insbesondere *leitungsgebundene Wanderwellen* bedeutsam sind, vgl. Kap. 2.6. Wichtige Beispiele aus der Praxis sind

- der Blitzeinschlag in eine Freileitung,
- „Fast Transients“ (FT) in druckgasisolierten Schaltanlagen (GIS),
- Impulsgeneratoren der sog. „Pulse Power“-Technologie, sowie
- Messsignale auf langen Messleitungen.

2.2 Technische Beanspruchungen

Die Isolationssysteme der Hochspannungstechnik werden aus Isolierstoffen aufgebaut, die sehr unterschiedlichen Anforderungen genügen müssen. Die elektrische Festigkeit spielt natürlich eine herausragende Rolle, sie ist aber dennoch nur eine unter vielen anderen Eigenschaften. Jeder Isolierstoff hat ein bestimmtes *Eigenschaftsprofil*, das ihn für einen bestimmten technischen Anwendungsfall geeignet oder nicht geeignet erscheinen lässt. Nachfolgend sind wichtige Bestandteile eines Eigenschaftsprofils zusammengestellt:

1. Elektrische Festigkeit,

als Kurzzeitfestigkeit und Lebensdauerkennlinie bei Gleich-, Wechsel- und Stoßspannungsbeanspruchung sowie unter der Wirkung von Verschmutzungen.

2. Dielektrische Eigenschaften,

wie z.B. Dielektrizitätszahl, Verlustfaktor, Leitfähigkeit und Oberflächenwiderstand.

3. Thermische Eigenschaften,

wie z.B. zulässige Maximal- und Dauertemperaturen, Wärmeleitfähigkeit, Wärmeausdehnungskoeffizienten, Wärmekapazität, Brennbarkeit, Kriechstromfestigkeit, Temperaturabhängigkeit von Materialparametern.

4. Mechanische Eigenschaften,

wie z.B. Zug- und Biegefestigkeiten, Elastizitätsmodul und Härte.

5. Beständigkeit gegen Umwelteinflüsse,

wie z.B. Witterungs- und UV-Beständigkeit und Beständigkeit gegen chemische Einwirkungen.

6. Verarbeitungsfähigkeit,

wie z.B. durch Gießen, Extrudieren, Schweißen, Kleben, mechanische Bearbeitung usw.

7. Kosten

für die Beschaffung und die Verarbeitung.

8. Recycling- und Entsorgungsfähigkeit.

Die Auslegung eines Isolationssystems muss sicherstellen, dass das Eigenschaftsprofil der

verwendeten Dielektrika den auftretenden Beanspruchungen gerecht wird. Solche Beanspruchungen können elektrischer, thermischer, mechanischer und chemisch/physikalischer Art sein.

Nachfolgend werden ausschließlich die unterschiedlichen **elektrischen Beanspruchungen**, wie Gleichspannung (Kap. 2.2.1), Wechselspannung (Kap. 2.2.2), Schalt- und Blitzstoßspannung (Kap. 2.2.3 und 2.2.4), schnell ansteigende Impulse (z.B. Fast Transients, Kap. 2.2.5), sowie gemischte Beanspruchungen (Kap. 2.2.6) behandelt. Bei der Berechnung des elektrischen Feldes muss man die jeweils unterschiedliche Ausbildung des elektrischen Feldes berücksichtigen. Bild 2.2-4 gibt eine tabellarische Übersicht am Ende dieses Kapitels.

Das weite Spektrum der *nicht-elektrischen Beanspruchungen* in der Hochspannungstechnik wird bei der Behandlung der speziellen Isolierstoffeigenschaften (Kap. 5) und der unterschiedlichen technischen Anwendungen (Kap. 7) dargestellt.

2.2.1 Beanspruchung mit Gleichspannung

Zahlreiche technische Anwendungen sind mit Beanspruchungen durch hohe Gleichspannungen verbunden:

1.) In Geräten zur Gleichspannungsversorgung von Röntengeräten, Monitoren, Ladegeräten, Kopiergeräten, Impulsstromkreisen, Lackier- und Beschichtungseinrichtungen, so-

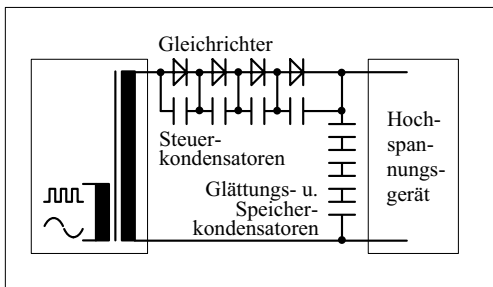


Bild 2.2-1: Einweg-Hochspannungsgleichrichterschaltung mit Steuer- und Glättungskondensatoren.

wie Prüfanlagen treten hohe elektrische Gleichfelder insbesondere in den Sperrschichten der Gleichrichterelemente und in den Dielektrika der Glättungs- und Energiespeicherkondensatoren auf, Bild 2.2-1.

Dabei handelt es sich *häufig nicht um reine Gleichspannungsbeanspruchungen*, sondern um Mischfeldbeanspruchungen: Die Steuerkondensatoren und die Gleichrichter werden zusätzlich durch eine überlagerte Wechselspannung belastet. Die Spannung von Glättungskondensatoren besitzt eine gewisse „Welligkeit“ und Energiespeicherkondensatoren („Stoßkondensatoren“) werden oft stoßartig entladen. Außerdem stehen die Gleichspannungen häufig nicht so lange an, dass es zur Ausbildung eines stationären Strömungsfeldes kommt, vgl. Bild 2.1-16. Die genaue Art der Spannungsbelastung der einzelnen Bauelemente ergibt sich erst aus der Analyse der Spannungsverläufe in einer gegebenen Schaltung. Unterschiedliche Schaltungen zur Erzeugung hoher Gleichspannungen werden in Kapitel 6.2 genauer behandelt.

2.) In Anlagen zur Hochspannungsgleichstromübertragung (HGÜ) werden von Transformatoren gespeiste Wechselrichterschaltungen gleichspannungsseitig in Reihe geschaltet, Bild 2.2-2. Dadurch ergeben sich für die Isolationen gemischte Beanspruchungen aus Gleich- und Wechselspannungen.

Die Isolationen müssen darüber hinaus auch die Übergangsvorgänge beherrschen, die beim Einschalten, Abschalten und Umpolen der Gleichspannungen auftreten. Für die Auslegung sind spezielle Gleichspannungsprüfzyklen mit Polaritätswechseln und Spannungsänderungen maßgeblich, vgl. Bild 2.2-4.

Bei der Berechnung elektrischer Feldstärken muss man ggf. dem vorliegenden *stationären Strömungsfeld* ein *dielektrisches Verschiebungsfeld* überlagern, das der Amplitude der Spannungsänderung entspricht, Kap. 2.1.4.4.

Im stationären Zustand ergeben sich bei hohen Leiter-Erd-Spannungen (ca. ab 500 kV) Probleme durch Verschmutzung und Benetzung von Isolatoroberflächen, weil die relativ hohe

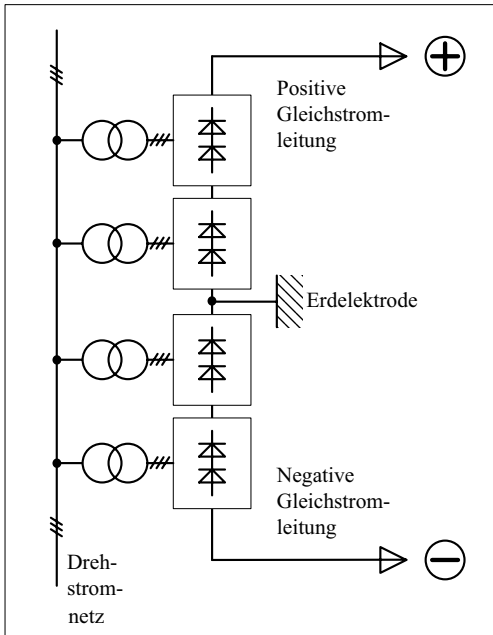


Bild 2.2-2: Wechselrichterstation einer HGÜ
(Hochspannungsgleichstromübertragung).

und ungleichmäßige Leitfähigkeit der feuchten Schmutzauflage eine undefinierte Verzerrung des elektrischen Feldes verursacht [7] ... [10].

2.2.2 Beanspruchung mit Wechselspannung

Die verlustarme Energieübertragung mit Drehstrom erfordert den Einsatz hoher Spannungen. Dadurch werden die Isolationssysteme mit hohen Wechselspannungen bei einer Frequenz $f = 50$ Hz bzw. $f = 60$ Hz belastet. Nach den Überlegungen in Kap. 2.1.4.4 und 2.1.4.5 kann in den Isolationen der Betriebsmittel fast immer von einem *quasistationären* elektrischen Feld in Form eines *dielektrischen Verschiebungsfeldes* ausgegangen werden. D.h. in den gängigen Isolierstoffen mit geringer Leitfähigkeit ergibt sich die Feldverteilung aufgrund der *Dielektrizitätszahlen*.

Die Übertragungsspannung eines Drehstromsystems ist durch die „*höchste Spannung für Betriebsmittel*“ U_m definiert, die im Betrieb an

keinem Ort des Netzes überschritten werden soll [11]. Es handelt sich dabei um den Effektivwert der verketteten Spannung, d.h. um die Spannung zwischen den Leitern des Drehstromsystems. Genormte Werte sind

im sog. „**Mittelspannungsbereich**“
($1 \text{ kV} < U_m < 52 \text{ kV}$)

$$U_m = \begin{array}{ll} 3,6 \text{ kV}, & \\ 7,2 \text{ kV}, & \\ \mathbf{12 \text{ kV}} & (\text{in Deutschland üblich}), \\ 17,5 \text{ kV}, & \\ \mathbf{24 \text{ kV}} & (\text{in Deutschland üblich}), \\ 36 \text{ kV}, & \end{array}$$

im sog. „**Hochspannungsbereich**“
($52 \text{ kV} \leq U_m < 300 \text{ kV}$)

$$U_m = \begin{array}{ll} 52 \text{ kV}, & \\ 72,5 \text{ kV}, & \\ \mathbf{123 \text{ kV}} & (\text{in Deutschland üblich}), \\ 145 \text{ kV}, & \\ 170 \text{ kV}, & \\ \mathbf{245 \text{ kV}} & (\text{in Deutschland üblich}) \end{array}$$

und im sog. „**Höchstspannungsbereich**“
($U_m \geq 300 \text{ kV}$)

$$U_m = \begin{array}{ll} 300 \text{ kV}, & \\ 362 \text{ kV}, & \\ \mathbf{420 \text{ kV}} & (\text{in Deutschland üblich}), \\ 525 \text{ kV}, & \\ 765 \text{ kV}. & \end{array}$$

Anmerkung: Vielfach ist es noch üblich, für die Spannungsebenen mit $U_m = 12, 24, 123, 245$ und 420 kV die *alten Benennungen* („*Nennspannungen*“) 10, 20, 110, 220 und 380 kV zu verwenden.

Der Durchschlag einer Isolation wird meist vom maximal auftretenden Wert der Wechselspannung, d.h. also vom Scheitelwert bestimmt. Bei sinusförmigen Spannungen erfolgt die Beanspruchung des Dielektrikums zwischen den Leitern (Index „LL“) unter normalen Betriebsbedingungen mit dem Scheitelwert

$$\hat{U}_{LL} = \sqrt{2} \cdot U_m \quad (2.2-1)$$

und zwischen einem Leiter und Erde (Index „LE“) mit dem Scheitelwert

$$\hat{U}_{LE} = \sqrt{2} \cdot U_m / \sqrt{3} . \quad (2.2-2)$$

Die Betriebsmittel im Netz werden so bemessen, dass sie diesen *Dauerbeanspruchungen* über viele Jahrzehnte widerstehen.

Kurzfristig können im Netz betriebsfrequente *Überspannungen* auftreten, wie z.B. bei einem plötzlichen Lastabwurf. Bei Netzen bis $U_m = 123 \text{ kV}$ wird oft der Sternpunkt nicht starr geerdet, so dass sich im Erdschlussfall das Sternpunktpotential verlagert und die Isolationen der nicht betroffenen Phasen gegen Erde mit der verketteten Spannung gemäß Gl. (2.2-1) beansprucht werden. Resonanzüberhöhungen bei Netzfrequenz sollten durch die Netzauslegung ausgeschlossen sein, sie treten jedoch u.U. bei Oberschwingungen auf.

Die Festigkeit einer Isolation gegenüber Überspannungen ist durch eine Wechselspannungsprüfung mit einer Prüfdauer von einer Minute („*Nenn-Steh-Wechselspannungsprüfung*“) nachzuweisen. Der Effektivwert der Prüfspannung, mit dem die Isolation zu beanspruchen ist, wird in Bezug auf die höchste Spannung für Betriebsmittel U_m festgelegt [11]. Dieser Bezug auf die höchste Spannung für Betriebsmittel wird als „*Isolationskoordination*“ bezeichnet, Kap. 6.1.4.

Für die niedrigeren Spannungsebenen beträgt der Wert der Prüfwechselspannungen fast $3 \cdot U_m$, für die höheren Spannungsebenen liegt der Faktor bei ca. 2 bis 1,5. Diese kurzzeitige Prüfbeanspruchung ist eine wichtige Bemessungsgröße für die Auslegung der Isolation.

Je nach Betriebsmittel gelten bei Wechselspannungsprüfungen noch spezielle Vorschriften über die zulässige *Teilentladungintensität* bei verschiedenen Spannungswerten als Nachweis einer bestimmten *Isolationsqualität* (vgl. Kap. 3.4 und 6.4.2).

Wechselspannungsprüfungen von Kabeln werden zur Reduktion der kapazitiven Blindleistung auch mit sehr niedriger Frequenz („*Very Low Frequency*“ VLF, $f = 0,1 \text{ Hz}$) oder mit Resonanzprüfanlagen anstelle der weniger aussagefähigen Gleichspannungsprüfung durchgeführt, Bild 2.2-4, Kap. 6.2.1. Transformator-

prüfungen müssen mit *erhöhter Frequenz* (z.B. $f = 100 \text{ Hz}$) durchgeführt werden, damit der magnetische Kern nach Überschreiten der Bemessungsspannung und beim Anfahren der Prüfspannungswerte nicht in die Sättigung gerät, Bild 2.2-4.

Erheblich höhere Frequenzen treten auf, wenn der Netzspannung *Oberschwingungen* überlagert sind. Sie können dazu führen, dass die Scheitelwerte bei gleichem Effektivwert erheblich vom Scheitelwert der sinusförmigen Netzspannung abweichen. Außerdem können Oberschwingungen vergrößerte kapazitive Ladeströme verursachen und z.B. verlustbehaftete Kompensationskondensatoren thermisch zusätzlich belasten.

2.2.3 Beanspruchung mit Schaltstoßspannung („Innere Überspannungen“)

Durch Schaltvorgänge im Netz, z.B. durch das Unterbrechen von Strömen in induktiven Stromkreisen des Netzes, können impulsförmige Überspannungen entstehen. Entsprechend der im Netz selbst liegenden Ursache spricht man von „*inneren Überspannungen*“.

Ihre Unschädlichkeit für Isolationssysteme wird in der Regel durch eine Typprüfung für Betriebsmittel mit $U_m > 300 \text{ kV}$ nachgewiesen. Der Scheitelwert des genormten Schaltstoßspannungsimpulses (Kap. 6.2.3.1) wird im Rahmen der Isolationskoordination in Bezug auf U_m festgelegt [11]. Die Scheitelzeit T_p (peak time) beträgt üblicherweise $250 \mu\text{s}$, die Rückenhalbwertszeit $2500 \mu\text{s}$.

Bei der Berechnung der elektrischen Feldstärken in gängigen Isolierstoffen kann gemäß Kap. 2.1.4.5 von *quasistationären* Verhältnissen in Form eines *dielektrischen Verschiebungsfeldes* ausgegangen werden, das von den *Dielektrizitätszahlen* bestimmt wird. Mit $T_p = 250 \mu\text{s}$ ergibt die quasistationäre Betrachtung bis zu Längen von etwa 5 km vernachlässigbar kleine Fehler, Bild 2.2-4.

2.2.4 Beanspruchung mit Blitzstoßspannung („Äußere Überspannungen“)

Direkte Blitzeingschläge in Betriebsmittel der Energieversorgung verursachen in den ausgedehnten Leitungen und Kabeln Wanderwellen, die zu erheblichen kurzzeitigen Überspannungen führen. Auch Blitzeingschläge in Leitungsmasten, Erdseile oder andere, den Leitern benachbarte Strukturen können zur Einkopplung von schnellveränderlichen Feldern und Wanderwellenvorgängen führen. Entsprechend den durch atmosphärische, d.h. durch äußere Einflüsse verursachten Überspannungen spricht man von „*äußeren Überspannungen*“.

Amplituden und Zeitverläufe der äußeren Überspannungen sind sehr starken Schwankungen unterworfen. Charakteristisch sind jedoch ein schneller Spannungsanstieg im μs -Bereich und ein langsamer Rückenabfall des Überspannungsimpulses (Kapitel 6.2.4). Für die Prüfung von elektrischen Betriebsmitteln wird deshalb eine genormte Blitzstoßspannung mit einer Stirnzeit $T_s = 1,2 \mu\text{s}$ und einer Rückenhalbwertszeit von $50 \mu\text{s}$ festgelegt. Im Rahmen der Isolationskoordination werden den unterschiedlichen Spannungsebenen jeweils Scheitelwerte der „Bemessungs-Steh-Blitzstoßspannung“ U_{TB} zugeordnet [11]. Sie liegen mehr als doppelt so hoch, wie die Nenn-Steh-Wechselspannungen.

Die Berechnung der elektrischen Feldstärken kann bis zu Abmessungen von ca. 25 m, d.h. in relativ konzentrierten Geräten und Anlagen, unter Annahme *quasistationärer Verhältnisse* in Form eines dielektrischen Verschiebungsfeldes erfolgen, Bild 2.2-4. In ausgedehnten Systemen und Anlagen, wie z.B. bei Kabeln und Leitungen, muss der *Wellencharakter* der Beanspruchung berücksichtigt werden. Dies gilt besonders, wenn die Stoßspannung im Rücken abgeschnitten wird. Je nach Kreisinduktivität ergeben sich dabei u.U. Zusammenbruchzeiten weit unter 100 ns. In schwach gedämpften Kreisen (z.B. bei Verwendung eines nicht gedämpften Spannungsteilers) treten dabei „Wanderwellenschwingungen“ auf.

Ein weiteres Beispiel für stoßförmige elektrische Beanspruchungen ist die *Entladung von Energiespeicherkondensatoren*, die oft auch als *Stoßkondensatoren* bezeichnet werden, Bild 2.2-4. Typischerweise liegen die Periodendauern bzw. Zeitkonstanten der Entladevorgänge im μs -Bereich, so dass in räumlich konzentrierten Systemen i.d.R. mit quasistationären Feldern gerechnet werden darf.

(Stoß-)Entladekreise der Hochleistungsimpulstechnik (Pulsed Power) werden in vielen technischen Anwendungen eingesetzt, Kap. 7.4.2:

- In der *Medizintechnik* erfolgt die Erzeugung von akustischen Stoßwellen durch Zünden einer Funkenstrecke unter Wasser oder durch elektrodynamische Wandler. Die entstehende Welle wird z.B. in *Nieren- oder Gallensteinzertrümmerern* auf den zu zerstörenden Stein fokussiert.
- In der Fertigungstechnik kann durch fokussierte akustische Stoßwellen eine *Hochgeschwindigkeits-Materialumformung* durchgeführt werden.
- Stoßwellen werden zur *elektrodynamischen Fragmentierung*, z.B. beim *Recycling* zur Zerlegung und Zerkleinerung von Verbundmaterialien eingesetzt [12].
- Durch *Elektroporation* werden biologische Zellen mit geringem Energieaufwand bei niedrigen Temperaturen aufgeschlossen.
- *Nanokristalline Werkstoffe* sind mit hochenergetischen Impulsen durch Aufschmelzen und rasches Abkühlen herstellbar.
- Stoßentladekreise werden auch zur Energieversorgung von *Impulslasern* und anderen *Impuls-(Blitz-)Lichtquellen* benötigt.

2.2.5 Beanspruchung mit sehr schnell ansteigenden Impulsen („Fast Transients“)

Entladungsvorgänge in gasisolierten Schaltanlagen (GIS), die z.B. durch Überschläge oder Trennerschaltungen hervorgerufen werden, sind wegen der geringen Isolationsabstände und der erhöhten Gasdrücke mit *sehr geringen*

Anstiegszeiten im ns-Bereich verbunden. In den oft viele Meter langen coaxialen Rohrleitern können sich dann *Wanderwellen* mit sehr geringer Dämpfung ausbreiten. An Diskontinuitäten des Leitungswellenwiderstandes ergeben sich *Reflexionen*, es kommt zur Überlagerung verschiedener Wellen. Sie können sich innerhalb und über die Durchführungen auch außerhalb der Kapselung ausbreiten, Bild 2.2-3 und Bild 2.2-4 [13].

Hierbei kann es zu *erheblichen transienten Überspannungen* kommen, die hochbeanspruchte Isolierungen (z.B. in Transformatoren und Durchführungen) gefährden. In ungünstigen Fällen ist sogar eine weitere Spannungsüberhöhung durch Anregung von *Eigenresonanzen* (z.B. in Transformatorkwicklungen) denkbar. Wellen, die sich *außerhalb* der Kapselung ausbreiten, können in *Sekundärssysteme* der Anlage einkoppeln und zu unerwünschten elektromagnetischen Beeinflussungen führen. D.h. es sind besondere Maßnahmen zur Sicherstellung der elektromagnetischen Verträglichkeit (EMV) erforderlich.

Die Prüfung von Betriebsmitteln in Bezug auf sehr rasche Spannungsänderungen erfolgt häu-

fig im Rahmen einer Blitzstoßspannungsprüfung durch rasches „*Abschneiden*“ des Spannungsverlaufes nach ca. 4 bis 6 μs durch eine Abschneidefunkenstrecke (Abgeschnittene Blitzstoßspannung, „abgeschnittene Welle“).

Bei der Berechnung von „Fast Transients“ ist grundsätzlich der schnellveränderliche Charakter der Vorgänge zu beachten. Meist kann man die Vorgänge als leitungsgebundene TEM-Wellen (*Wanderwellen*, Kapitel 2.6) behandeln. Innerhalb einer Phasenfläche zwischen Innen- und Außenleiter ist dann auch das Ringintegral über $\mathbf{E} \cdot d\mathbf{x}$ gleich Null ($\mathbf{H}$ und $\mathbf{B}$ durchdringen die Phasenflächen nicht!), so dass Spannungen gemäß Gl. (2.1-7) definiert werden können. Die Definition von Spannungen in Längsrichtung der Leitung ist allerdings **nicht** mehr möglich.

Weitere *Beispiele* für sehr schnell ansteigende Hochspannungsimpulse finden sich in der „*Pulsed-Power*“-Technologie, die extrem leistungsstarke und kurzzeitige Impulse für Teilchenbeschleuniger auf Wanderwellenleitungen erzeugt, um Materialien in extremen Zuständen zu untersuchen, und kontrollierte Kernfusionsreaktionen zu zünden. Die Halbwertsbrei-

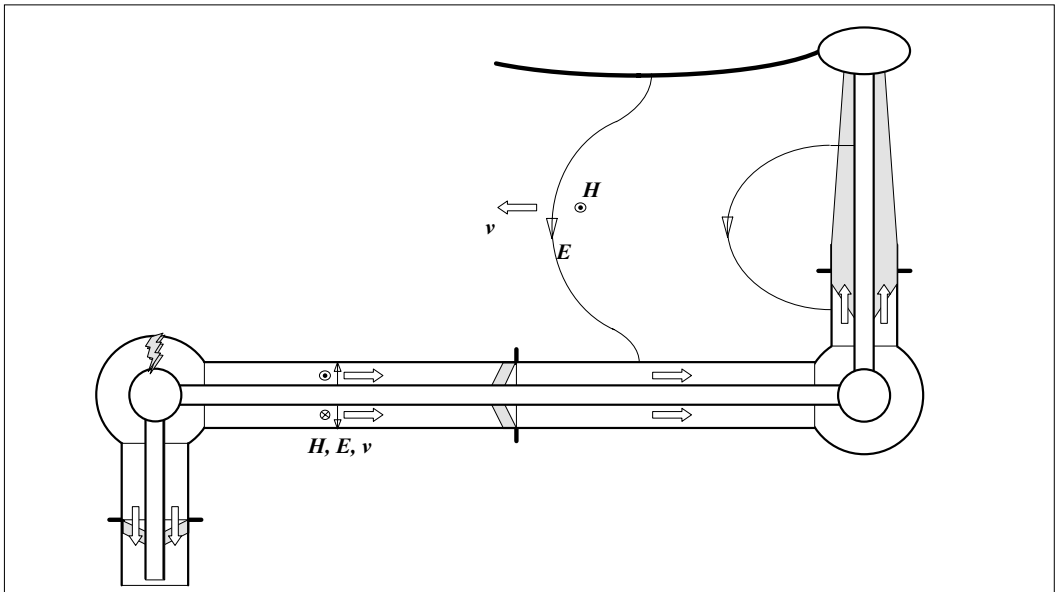


Bild 2.2-3: Ausbreitung von Wanderwellen innerhalb und außerhalb einer gasisolierten Schaltanlage (GIS) nach einem Überschlag (schematische Darstellung ohne Berücksichtigung von Reflexionen).

ten der Impulse liegen bei einigen 10 ns, die Anstiegszeiten bei mehreren ns, die Spitzenleistungen im TW-Bereich und die Spannungen im MV-Bereich, [14], [15].

Im Falle einer nuklearen Explosion außerhalb der Erdatmosphäre wird erwartet, dass sich positive und negative Ladungsträger unter der Wirkung der entstehenden Strahlung in der Atmosphäre in vertikaler Richtung trennen. Trennung und Rekombination der Ladung erzeugen ein impulsförmiges elektromagnetisches Feld, das als *nuklearer elektromagnetischer Impuls (NEMP)* bezeichnet wird. Als Folgewirkung werden hohen Überspannungen in den räumlich ausgedehnten Systemen der

Energieversorgung und der Telekommunikation erwartet.

Auch *Teilentladungsimpulse*, die vorwiegend bei Wechselspannung in Fehlstellen von Isolationen auftreten, ohne dass es sofort zum Durchschlag kommt, haben sehr kurze Anstiegszeiten im ns-Bereich. Der Energie- und Ladungsumsatz solcher Entladungen ist sehr klein, sie stellen aber dennoch wegen ihrer Erosionswirkung in empfindlichen, meist organischen Isolierstoffen eine gefährliche Begleiterscheinung bei Wechselspannungsbeanspruchungen dar. Der schnellveränderliche Charakter der Impulse ist für die Teilentladungsmesstechnik von Bedeutung.

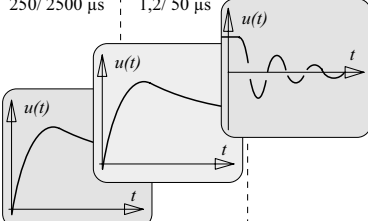
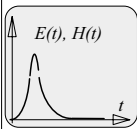
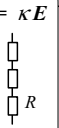
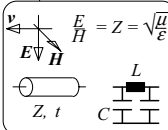
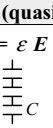
Gleichspannung		Wechselspannung			Stoßspannung			Schnell ansteigende Impulse
Dauerbeanspruchung	Schaltvorgänge Umpolungen	VLF 0,1 Hz	AC 50/ 60 Hz	AC 100/ 120 Hz 10 .. 500 Hz	Schaltstoßspannung	Blitzstoßspannung	Stoßentladungen	
Tage ... Monate	Stunden Änderungen in Minuten	T = 10 s	T = 20 ms	T = 10 ms	250/ 2500 µs	1,2/ 50 µs		Anstiegszeiten im ns-Bereich 
stationär $J = \kappa E$ 		Strömungsfeld quasistationär Widerstandsnetzwerk						
		(quasistationäres) dielektrisches Verschiebungsfeld $D = \epsilon E$ 			Netzwerk aus Kapazitäten			
					elektromagnetische Welle System mit verteilten Parametern			
Hochspannungsgleichstromübertragung (HGÜ) Röntgen Monitore Laser Ladeeinrichtungen Elektrofilter Beschichtung Beflockung		Drehstromübertragung 50(60) Hz Oberschwingungen Kabelprüfungen n-50/ 60 Hz Transformatorprüfungen Resonanzprüfungen (vor Ort)			"Innere" (Schalt-) Überspannungen Schaltstoßspannungsprüfungen	"Äußere" (Blitz-) Überspannungen Blitzstoßspannungsprüfungen	Abgeschnittene Blitzstoßspannung. Entladung von Stoßkondensatoren: Medizintechnik Biotechnologie Fertigung Impuls laser Recycling	Fast Transients Pulsed Power Nuklearer elektromagnet. Impuls (NEMP) Teilentladungsimpulse (TE)

Bild 2.2-4: Übersicht über wichtige technische Beanspruchungsarten in der Hochspannungstechnik: Typische Zeitverläufe (oben), Feldarten und Netzwerkmodelle (mittig) sowie Anwendungsbeispiele (unten).

In der *Hochspannungsmesstechnik* wird das Übertragungsverhalten von Stoßspannungsmesssystemen mit Hilfe von Sprunggeneratoren untersucht, die Rechteckimpulse mit Anstiegszeiten im ns-Bereich erzeugen. Wegen der großen räumlichen Ausdehnungen müssen dabei Wanderwellenerscheinungen auf Messkabeln und die direkte Einkopplung freier, leitungsungebundener elektromagnetischer Wellen berücksichtigt werden [18], [19].

2.2.6 Mischfeldbeanspruchungen

In vielen Fällen treten die elektrischen Beanspruchungen in einer Kombination der oben geschilderten Fälle auf. Dabei ist es dann oft schwierig, die elektrischen Feldstärken und die jeweils gültigen elektrischen Festigkeiten zu ermitteln. Wichtige Beispiele:

1. Überlagerung von Gleich- und Wechselspannungen in den Stromrichtertransformatoren von HGÜ-Anlagen.

2. Gleichspannungs- und Umpolprüfungen: Den stationären Feldverteilungen überlagert sich bei Änderungen der Amplitude oder der Polarität ein quasistationäres Feld. Je nach den Leitfähigkeiten bzw. den Eigenentladungszeitkonstanten ϵ/κ der Isoliermedien können sehr lange Zeiten bis zur Einstellung eines neuen stationären Zustandes vergehen. Bei geschichteten Isolationen kann es während des Übergangsvorganges zu starken elektrischen Belastungen an Materialien kommen, die im stationären Zustand wesentlich schwächer beansprucht werden.

3. Gleich- und Wechselrichterschaltungen: Viele Bauelemente werden mit einer Überlagerung aus Gleich- und Wechselspannung beansprucht.

4. Energiespeicher- und Impulskondensatoren: Beim Laden erfolgt die Belastung mit einer ansteigenden Spannung. Je nach Speicherdauer geht das quasistationäre Feld nach der Aufladung in ein stationäres Strömungsfeld über. Während der Entladung liegt eine impulsförmige Belastung, oft in Form einer gedämpften Schwingung vor.

5. Fast Transients: Die schnellveränderlichen Wanderwellen überlagern sich dem momentan vorliegenden Zustand aufgrund des netzfrequenten quasistationären Zustandes. Dadurch können erhebliche Überspannungen entstehen, für die die Betriebsmittel u.U. nicht ausreichend isoliert sind.

Bei *Feldberechnungen* zur Ermittlung der elektrischen Beanspruchungen werden die unterschiedlichen Beanspruchungsarten i.d.R. getrennt ermittelt und anschließend zur gemischten Beanspruchung *linear überlagert*. Im Gegensatz zu den magnetischen Werkstoffen mit nichtlinearen Magnetisierungskurven verhalten sich feste dielektrische Werkstoffe weitgehend linear, solange noch keine Entladungsvorgänge stattfinden. Flüssige Isolierstoffe können jedoch *nichtlineare Leitfähigkeiten* aufweisen, Kap. 4.2.2.2.

In Situationen mit gemischten Beanspruchungen ist es oft schwierig, die berechneten Feldstärkewerte zu *bewerten*. So ist z.B. bei Impulskondensatoren die stationäre Gleichspannungsbeanspruchung im Vergleich zur schnellveränderlichen Beanspruchung beim Entladevorgang meist völlig unkritisch, obwohl die Amplituden in beiden Fällen übereinstimmen.

In der Praxis sind deshalb oft *Durchschlags- und Lebensdauerversuche* unter möglichst *realitätsnahen Bedingungen* erforderlich.

2.3 Statische, stationäre und quasistationäre Felder in homogenen Dielektrika

Bei statischen, stationären und langsam veränderlichen Feldern in Isolierstoffen kann das elektrische Feld als Quellenfeld angesehen werden. D.h. ein induziertes elektrisches Wirbelfeld tritt nicht auf oder kann vernachlässigt werden. Die Definition von Potentialdifferenzen und Spannungen ist zulässig.

Besteht der gesamte zu betrachtende Feldraum aus einem **einzigen, homogenen Dielektrikum**, so wird die Feldverteilung nicht von den

Materialeigenschaften (Dielektrizitätszahl ϵ , Leitfähigkeit κ) beeinflusst und die Berechnung der elektrischen Feldstärke erfolgt nach den gleichen Zusammenhängen. D.h. die nachfolgend beschriebenen Feldberechnungsverfahren sind i. d. R. auf Gleich-, Wechsel- und Stoßspannungsbeanspruchungen anwendbar.

Zunächst wird die *direkte analytische Auswertung der Feldgleichungen* betrachtet (Kapitel 2.3.1 und 2.3.2). Es lassen sich die Grundanordnungen mit homogenem, kugelsymmetrischem und zylindersymmetrischem Feld berechnen. Einige wichtige Felder der Hochspannungstechnik können daraus näherungsweise abgeschätzt werden.

Auf *graphischem Weg* kann mit Hilfe von Zeichenregeln ein qualitatives Felddbild ermittelt werden (Kapitel 2.3.3). Dies ist häufig für eine qualitative Einschätzung der Feldverhältnisse von großem Wert.

Die *Methode der konformen Abbildung* (Kapitel 2.3.4) ermöglicht die Berechnung einiger Sonderfälle, wie z.B. des Randfeldes eines Plattenkondensators.

Mit Hilfe der Felder von *Ersatzladungen* (Kapitel 2.3.5) können ebenfalls wichtige Felder berechnet werden, wie z.B. Kugel gegen Kugel oder Zylinder gegen Ebene.

Oft ist nur die Maximalfeldstärke von Bedeutung, sie kann für viele Anordnungen über

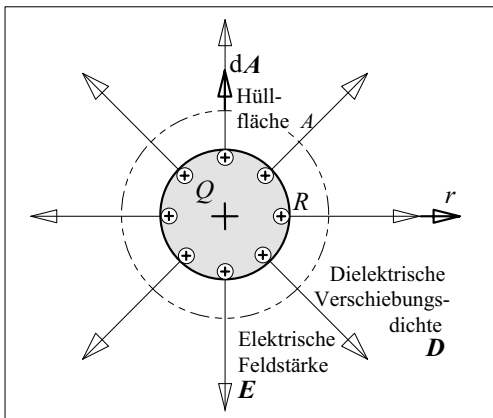


Bild 2.3-1: Kugelsymmetrische Elektrode im freien Raum (Satz vom Hüllenfluss).

Ähnlichkeitsbeziehungen und Geometriefaktoren (Homogenitätsgrad, Schwaigerscher Ausnutzungsfaktor) aus bereits berechneten Anordnungen abgeleitet werden (Kap. 2.3.6).

Vor Einführung der numerischen Feldberechnung war die *Ausmessung* der Potentiale elektrischer Strömungsfelder in einer leitfähigen Flüssigkeit („Elektrolytischer Trog“) oder auf leitfähigem Papier („Field Plotter“) die einzige Möglichkeit zur Bestimmung elektrischer Felder in Anordnungen mit beliebig geformten Elektroden (Kap. 2.3.7).

2.3.1 Analytische Auswertung der Kontinuitätsgleichung

2.3.1.1 Grundsätzlicher Berechnungsweg

Die Kontinuitätsgleichung für Leitungs- und Verschiebungsstrom (Gl. (2.1-17)),

$$\oint_A \left(\mathbf{J} + \frac{\partial \mathbf{D}}{\partial t} \right) \cdot d\mathbf{A} = 0,$$

ergibt nach Integration über der Zeit den „Satz vom Hüllenfluss“ bzw. den „Gaußschen Satz“, Gl. (2.1-21) und (2.3-1). Er besagt, dass die von einer Hüllfläche A eingeschlossene Ladung Q gleich dem durch die gesamte Hüllfläche tretenden Verschiebungsfluss $\oint \mathbf{D} \cdot d\mathbf{A}$ ist:

$$\oint_A \mathbf{D} \cdot d\mathbf{A} = Q \quad (2.3-1)$$

Die Feldberechnung kann für einige grundlegende Anordnungen in vier Berechnungsschritten durchgeführt werden:

Schritt 1:

Bei Anordnungen mit symmetrischen Feldern wird Gl. (2.3-1) nach dem Betrag von $\mathbf{D}$ aufgelöst. Es ergibt sich der Zusammenhang zwischen felderzeugender Ladung Q und dem Betrag der elektrischen Feldstärke $E = D/\epsilon$.

Beispiel: Kugelförmige Elektrode im freien Raum

Der Betrag der elektrischen Feldstärke E soll in der kugelsymmetrischen Anordnung nach Bild 2.3-1 als Funktion der Spannung U und des Radius r berechnet werden.

den. Die Gegenelektrode mit den negativen Gegenladungen wird als unendlich weit entfernt angenommen.

Schritt 1:

Als Hüllfläche wird eine Kugelfläche bei einem Radius r gewählt. Dadurch wird die Symmetrie der Anordnung ausgenutzt, denn die Verschiebungsdichte $\mathbf{D}$ hat überall auf der gewählten Fläche den konstanten Betrag $D(r)$. Außerdem sind die Vektoren $\mathbf{D}$ und $d\mathbf{A}$ überall auf der Hüllfläche parallel, so dass das Skalarprodukt $\mathbf{D} \cdot d\mathbf{A}$ gleich dem Produkt der Beträge $D \cdot dA$ ist. In Gl. (2.3-1) kann dann die konstante Verschiebungsdichte vor das Integral gezogen werden:

$$\oint_A \mathbf{D} \cdot d\mathbf{A} = D(r) \oint_A dA = Q$$

Das Hüllintegral über die Fläche ergibt die Fläche $A(r) = 4\pi r^2$ selbst:

$$D(r) \cdot A(r) = D(r) \cdot 4\pi r^2 = Q$$

Hieraus folgt

$$D(r) = Q/(4\pi r^2) \quad \text{und} \\ E(r) = Q/(4\pi\epsilon r^2). \quad (2.3-2)$$

Der Betrag der elektrischen Feldstärke nimmt also mit $1/r^2$, d.h. quadratisch mit dem Radius ab.

Schritt 2:

In der Hochspannungstechnik muss die elektrische Feldstärke E als Funktion der anliegenden Spannung angegeben werden. Dies ist möglich, indem der aus dem Satz vom Hüllenfluss nach Gl. (2.3-1) abgeleitete Feldstärkeverlauf gemäß Gl. (2.1-7) integriert wird:

$$U_{21} = \Delta\varphi_{21} = \varphi_2 - \varphi_1 = \int_2^1 \mathbf{E} \cdot d\mathbf{x} \quad (2.3-3)$$

Dadurch ergibt sich ein Zusammenhang zwischen Q und U , d.h. $Q = f(U)$.

Schritt 3:

Das Verhältnis von Q zu U bestimmt nach Gl. 2.1-10 die Kapazität C der Anordnung:

$$C = Q/U \quad (2.3-4)$$

Schritt 4:

Der gesuchte Zusammenhang zwischen Feldstärke E und Spannung U

$$E = f(U)$$

ergibt sich aus $E = f(Q)$ im ersten Schritt und $Q = f(U)$ im zweiten Schritt.

Schritt 5:

In einem weiteren Schritt können Maximalwerte der Feldstärke bestimmt und Optimierungsaufgaben gelöst werden, wie z.B. die Minimierung der maximalen Feldstärke.

Beispiel: Kugelförmige Elektrode (Fortsetzung)

Schritt 2:

In Fortsetzung des obigen Beispiels ist die Spannung zwischen der Elektrodenoberfläche mit dem Radius $r = R$ und der bei $r \rightarrow \infty$ angenommenen Gegenelektrode (mit den negativen Gegenladungen) durch

$$U_{R\infty} = \int_R^\infty E(r) dr = \frac{Q}{4\pi\epsilon} \int_R^\infty \frac{1}{r^2} dr \\ = \frac{Q}{4\pi\epsilon} \left[-\frac{1}{r} \right]_R^\infty \\ = Q/(4\pi\epsilon R)$$

gegeben, wenn die Integration radial, d.h. parallel zum elektrischen Feld $\mathbf{E}$ erfolgt. D.h. es gilt

$$Q = 4\pi\epsilon R U. \quad (2.3-5)$$

Schritt 3:

Die Kapazität ergibt sich hieraus zu

$$C = Q/U = 4\pi\epsilon R. \quad (2.3-6)$$

Schritt 4:

Für die elektrische Feldstärke folgt aus den Schritten 1 und 2 nach Gl. (2.3-2) und (2.3-5)

$$E(r) = U R/r^2. \quad (2.3-7)$$

Schritt 5:

Die maximale Feldstärke ergibt sich an der Elektrodenoberfläche bei $r = R$ zu

$$E_{\max} = E(R) = U/R. \quad (2.3-8)$$

2.3.1.2 Kugelsymmetrische Felder

Das elektrische Feld einer „*leitenden Kugel im Raum*“ wurde in obigem Beispiel berechnet, vgl. Bild 2.3-1, sowie Gl. (2.3-6), (-7) und (-8). Die maximale Feldstärke tritt an der Oberfläche auf.

Das Feld der leitenden Kugel im freien Raum geht für den Grenzfall eines verschwindend kleinen Radius $R \rightarrow 0$ in das Feld einer „*Punktladung*“ über. Dieser theoretische Grenzfall ist für Berechnungen nach dem Ersatzladungsverfahren (Kapitel 2.3.5) von Bedeutung.

Je kleiner der Krümmungsradius R der Elektrode ist, desto höher wird die elektrische Randfeldstärke, Gl. (2.3-8). **In der Hochspannungstechnik müssen deshalb scharfe Kanten (mit kleinen Radien) vermieden werden**, um die Durchschlagsfeldstärke des isolierenden Mediums nicht zu überschreiten.

Beispiel: Scharfkantige Spitze

Das Feld in der Umgebung einer metallischen Spitze soll als kugelsymmetrisches Feld mit $R = 1$ mm abgeschätzt werden. Bei welcher Spannungsamplitude $\hat{U}$ ist mit elektrischen Entladungen in Luft (Einsatzfeldstärke $\hat{E}_c = 30$ kV/cm) zu rechnen?

Aus Gl. (2.3-8) folgt $\hat{U} = \hat{E}_{\max} R = 3$ kV.

Anmerkung: Bei scharfkantigen Spitzen liegen die hohen Feldstärkewerte nur in einem sehr kleinen Volumen vor. Der Entladungseinsatz kann dann durch Angabe der o.g. Einsatzfeldstärke nicht korrekt beschrieben werden, vgl. Kap. 3.

Die Feldstärkeüberhöhung durch scharfe Kanten wird in der Hochspannungstechnik durch ausreichend große Krümmungsradien begrenzt. Vielfach müssen scharfkantige Teile durch *Abschirmhauben* abgeschirmt werden. Die Feldstärken an der Oberfläche können nach Gl. (2.3-8) abgeschätzt werden, wenn näherungsweise kugelsymmetrische Verhältnisse mit sehr weit entfernter Gegenelektrode vorliegen:

$$E_{\max} = U / R \quad (2.3-8)$$

Für die Kapazität in Luft gilt nach Gl. 2.3-6 näherungsweise die „Faustformel“

$$C_{\text{pF}} \approx R_{\text{cm}} \quad (2.3-9)$$

Anmerkung: Befindet sich die Gegenelektrode (z.B. in Form geerdeter Wände, Decken oder Böden) in nicht vernachlässigbarer Entfernung, ergeben sich höhere Kapazitäts- und Feldstärkewerte. Das Ersatzladungsverfahren (Kapitel 2.3.5) ermöglicht eine genauere Berechnung.

Beispiel: Abschirmhauben

Die Durchmesser von Abschirmhauben sollen für den Einsatz in Luft ($\hat{E}_D = 30$ kV/cm, $\epsilon_r = 1$) und in Isolieröl ($\hat{E}_D = 150$ kV/cm, $\epsilon_r = 2,2$) für die Spannungsamplituden $\hat{U} = 10$ kV, 100 kV und 1 MV so dimensioniert werden, dass die Feldstärken 2/3 der Durchschlagsfeldstärke nicht überschreiten.

Für die Durchmesser gilt nach Gl. (2.3-8)

$$D = 2R = 2\hat{U} / (0,67\hat{E}_D).$$

Spannung $\hat{U}$	10 kV	100 kV	1 MV
<u>Luft:</u>			
D	1 cm	10 cm	1 m
C	0,5 pF	5 pF	50 pF
<u>Isolieröl:</u>			
D	2 mm	2 cm	20 cm
C	0,2 pF	2 pF	22 pF

Anmerkung: Das Ergebnis lässt erkennen, dass in Hochspannungslaboratorien Abschirmhauben mit Durchmessern im Bereich von Metern notwendig sind.

Wesentlich kompaktere Hochspannungsgeräte können durch den Einsatz von elektrisch festeren Isolierstoffen (z.B. Isolieröl oder Schwefelhexafluoridgas SF_6) realisiert werden. Allerdings ist zu beachten, dass E_D für Isolieröl keine konstante Größe ist, sondern u.a. von der Ölsplattweite abhängt („Volumeneffekt“ bzw. „Vergrößerungsgesetz“, vgl. Kap. 3 und 5).

Beim sogenannten „Kugelkondensator“ wird die Gegenelektrode von einer konzentrischen Kugel mit dem endlichen Radius R_2 gebildet, Bild 2.3-2a.

Die Berechnung der Feldstärke erfolgt wie bei der kugelförmigen Elektrode im freien Raum in fünf Schritten:

Die Anwendung des Satzes vom Hüllenfluss (Gl. (2.3-1), Schritt 1) auf die kugelsymmetrische Anordnung nach Bild 2.3-2a ergibt wegen der gleichartigen Feldverhältnisse wiederum Gl. (2.3-2). E fällt mit dem Radius proportional zu $1/r^2$ ab.

Die Integration der Feldstärke nach Gl. (2.3-3) (Schritt 2) darf nicht vom Radius R bis ins Unendliche erfolgen, sie ist jetzt zwischen innerer und äußerer Elektrode, d.h. zwischen den Radien R_1 und R_2 durchzuführen. Durch Einsetzen der neuen Grenzen folgt mit $U_{12} = U$

$$U = \frac{Q}{4\pi\epsilon} \left(\frac{1}{R_1} - \frac{1}{R_2} \right), \quad (2.3-10)$$

d.h.

$$Q = \frac{4\pi\epsilon}{\frac{1}{R_1} - \frac{1}{R_2}} U. \quad (2.3-11)$$

Die *Kapazität* des Kugelkondensators ergibt sich aus $C = Q/U$ (Schritt 3):

$$C = \frac{4\pi\epsilon}{\frac{1}{R_1} - \frac{1}{R_2}} \quad (2.3-12)$$

Der *Feldstärkeverlauf* zwischen innerer und äußerer Elektrode folgt aus den Gleichungen (2.3-2) und (2.3-11) (Schritt 4):

$$E(r) = \frac{1}{\left(\frac{1}{R_1} - \frac{1}{R_2}\right) r^2} U \quad (2.3-13)$$

Für den Grenzfall $R_2 \gg R_1$ gehen die Gleichungen (2.3-12) und (-13) in die Gleichungen (2.3-6) (und (2.3-7)) über.

Die *Maximalfeldstärke* an der inneren Kugel bei $r = R_1$ (Schritt 5) steigt gegenüber der freien Kugel an, Bild 2.3-2b. Die Flächen unter den Kurven entsprechen dem Integral über der E , d.h. also der anliegenden Spannung.

Die *Maximalfeldstärke* ergibt sich aus Gl. (2.3-13) für den Radius $r = R_1$:

$$E_{\max} = E_1 = \frac{R_2}{R_1 R_2 - R_1^2} U \quad (2.3-14)$$

Mit Hilfe der berechneten Feldstärken können *Optimierungsaufgaben durch Extremwertbestimmung* gelöst werden:

Bei gegebenem Außenradius R_2 soll beispielsweise der Innenradius R_1 so gewählt werden, dass die *Randfeldstärke* E_1 *minimal* wird.

Die Grenzfälle $R_1 \rightarrow 0$ und $R_1 \rightarrow R_2$ ergeben jeweils unendlich große Randfeldstärken. Der *optimale Innenradius* R_1 für minimale Randfeldstärke wird ermittelt, indem die Ableitung von E_1 (Gl. (2.3-14)) nach der Variablen R_1 gleich Null gesetzt wird:

$$\frac{\partial E_1}{\partial R_1} = - \frac{R_2 - 2R_1}{(R_1 R_2 - R_1^2)^2} R_2 U \stackrel{!}{=} 0$$

Für R_1 und $E_{1\min}$ folgt mit Gl. (2.3-14):

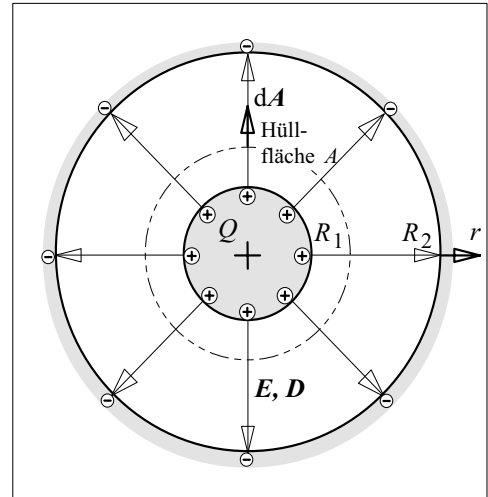


Bild 2.3-2a: Kugelkondensator (bzw. Zylinderkondensator).

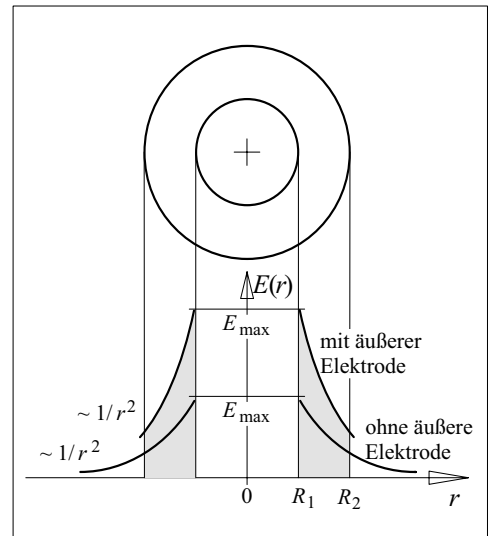


Bild 2.3-2b: Feldstärkeverlauf $E(r)$ beim Kugelkondensator.

$$R_1 = R_2 / 2 \quad \text{und} \quad E_{1\min} = 4 U / R_2$$

(2.3-15)

Eine andere Optimierungsaufgabe besteht darin, den Innenradius R_1 bei gegebenem Außenradius R_2 und maximal zulässiger Feldstärke E_D so zu wählen, dass die *kapazitiv gespeicherte Energie* $W = \frac{1}{2} C U^2$ *maximal* wird. Dies ist insbesondere für Kondensatoren wichtig,

in denen bei gegebenen Abmessungen eine möglichst große Energie gespeichert werden soll.

Für die maximale gespeicherte Energie folgt mit Gl. (2.3-12) und (2.3-14)

$$W = \frac{1}{2} C U^2$$

$$W = \frac{1}{2} [4\pi\epsilon R_1 R_2 (R_2 - R_1)^{-1}] [E_D (R_2 - R_1) R_1 / R_2]^2$$

$$W = E_D^2 2\pi\epsilon (R_2 - R_1) R_1^3 / R_2$$

$$W = E_D^2 2\pi\epsilon (R_2 R_1^3 - R_1^4) / R_2$$

Für die Grenzfälle $R_1 \rightarrow 0$ und $R_1 \rightarrow R_2$ wird die Feldenergie minimal, d.h. $W \rightarrow 0$. Der Radius R_1 für *maximale Feldenergie* wird ermittelt, indem die Ableitung von W nach R_1 gleich Null gesetzt wird:

$$\partial W / \partial R_1 = E_D^2 2\pi\epsilon (R_2 3R_1^2 - 4R_1^3) / R_2 = 0$$

Für R_1 folgt daraus

$$R_1 = R_2^{3/4}. \quad (2.3-16)$$

In vielen hochspannungstechnischen *Anwendungen* kann das elektrische Feld näherungsweise oder bereichsweise als kugelsymmetrisch angesehen werden, Bild 2.3-3.

2.3.1.3 Zylindersymmetrische Felder

Der sogenannte „Zylinderkondensator“ besteht aus konzentrischen Zylindern mit den

Radien R_1 und R_2 , Bild 2.3-4. Zunächst werden die Feldverzerrungen an den Enden der Zylinder vernachlässigt, d.h. man geht davon aus, dass es sich um ein ebenes Feld handelt, das sich in Richtung der Zylinderachse nicht verändert.

Die Berechnung der Feldstärke erfolgt, wie bei den kugelsymmetrischen Feldern, in fünf Schritten:

Für die Anwendung des Satzes vom Hüllfluss (Gl. (2.3-1), *Schritt 1*) wird eine Hüllfläche definiert, die den inneren Zylinder vollständig umschließt. Sie besteht aus einer Mantelfläche mit dem Radius r und der Zylinderlänge z , sowie aus zwei Stirnflächen, Bild 2.3-4.

Die Linien der elektrischen Verschiebungsdichte $\mathbf{D}$ verlaufen näherungsweise senkrecht zu den Flächenvektoren $d\mathbf{A}$ der Stirnflächen. Bei der Integration über der Hüllfläche wird deshalb der Beitrag der Stirnflächen vernachlässigt. Auf den Mantelflächen sind $\mathbf{D}$ und $d\mathbf{A}$ parallel, so dass das Produkt der Vektoren durch das Produkt der Beträge ersetzt werden kann. Auf der Mantelfläche ist $D(r)$ nahezu konstant und wird vor das Integral gezogen. Die verbleibende Integration von dA über der Mantelfläche ergibt den Wert der Mantelfläche

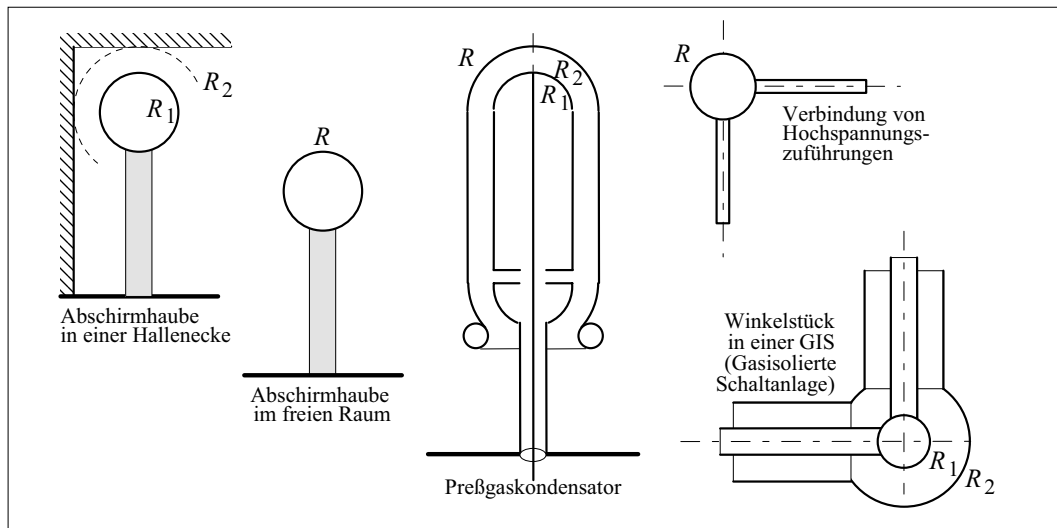


Bild 2.3-3: Beispiele für näherungsweise kugel- und zylindersymmetrische Felder in der Hochspannungstechnik.

$A = 2\pi r z$. D.h.

$$Q = D(r) \iint dA = D(r) A = \varepsilon E(r) 2\pi r z.$$

Für den Betrag der elektrischen Feldstärke ergibt sich eine Abnahme mit dem Radius r proportional zu $1/r$:

$$E(r) = Q / (2\pi \varepsilon z r) \quad (2.3-17)$$

Durch Integration der Feldstärke $E(r)$ nach Gl. (2.3-3) (Schritt 2) vom inneren zum äußeren Zylinder ergibt sich mit $U_{12} = U$

$$U = \frac{Q}{2\pi \varepsilon z} \ln \frac{R_2}{R_1}, \quad (2.3-18)$$

d.h.

$$Q = \frac{2\pi \varepsilon z}{\ln \frac{R_2}{R_1}} U. \quad (2.3-19)$$

Die Kapazität des Zylinderkondensators folgt aus $C = Q/U$ (Schritt 3):

$$C = \frac{2\pi \varepsilon z}{\ln \frac{R_2}{R_1}} \quad (2.3-20)$$

Der Feldstärkeverlauf zwischen innerem und äußerem Zylinder ergibt sich aus den Glei-

chungen (2.3-17) und (2.3-19) (Schritt 4):

$$E(r) = \frac{U}{r \ln \frac{R_2}{R_1}} \quad (2.3-21)$$

Die Fläche unter der Feldstärkekurve entspricht der Spannung (Potentialdifferenz) zwischen den Zylindern bzw. dem Integral von $E(r)$ über r , Bild 2.3-4.

Die Maximalfeldstärke folgt aus Gl. (2.3-21) für den Radius $r = R_1$ (Schritt 5):

$$E_{\max} = E_1 = \frac{U}{R_1 \ln \frac{R_2}{R_1}} \quad (2.3-22)$$

Auch für zylindersymmetrische Felder gilt also: Je kleiner der Krümmungsradius R_1 des inneren Zylinders ist, desto höher wird die elektrische Randfeldstärke, Gl. (2.3-22). Der Anstieg der Feldstärke ist allerdings schwächer als im kugelsymmetrischen Feld. **Kleine Radien müssen auch im zylindersymmetrischen Feld vermieden werden**, um die Durchschlagsfeldstärke des isolierenden Mediums nicht zu überschreiten.

Gl. (2.3-22) gibt die Maximalfeldstärke des idealen zylindersymmetrischen Feldes an und

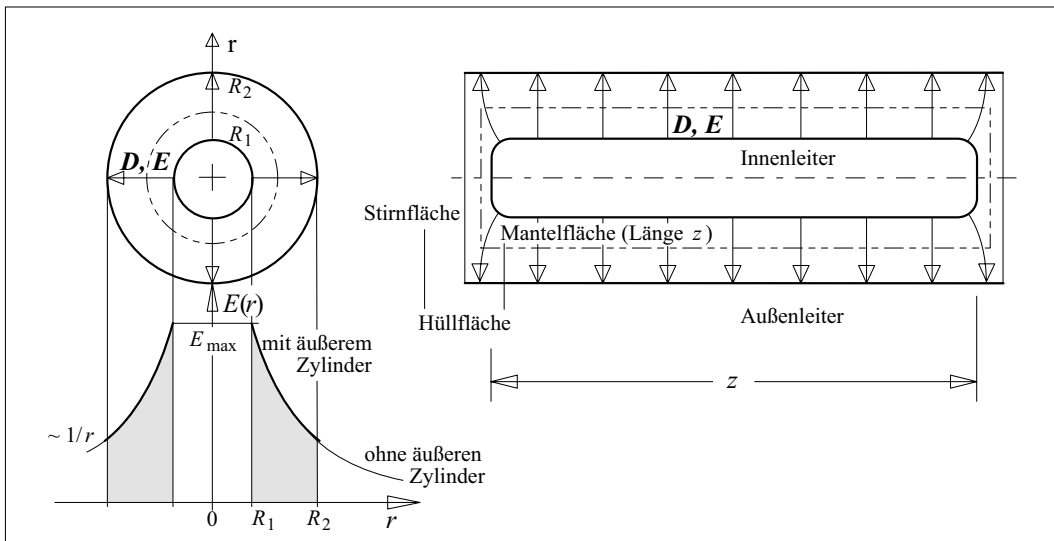


Bild 2.3-4: Zylindersymmetrische Elektrodenanordnung (oben) mit Feldstärkeverlauf (unten).

nicht etwa die Feldstärke an den *Zylinderenden*. Dort können je nach Ausgestaltung und Verrundung erhebliche *Feldstärkeüberhöhungen* bzw. *Randfeldstärken* auftreten.

Anmerkung: Es liegt nahe, ähnlich wie die „Kugel im freien Raum“ auch den „*zylindrischen Leiter im freien Raum*“ zu betrachten, d.h. den Grenzfall des sehr weit entfernten äußeren Zylinders. Für den Grenzfall $R_2 \rightarrow \infty$ ergibt jedoch die Integration der Feldstärke nach Gl. (2.3-17) einen unendlich großen Spannungswert, wie man durch Einsetzen in Gl. (2.3-18) erkennen kann. Bei endlicher Potentialdifferenz geht die Feldstärke für $R_2 \rightarrow \infty$ gegen Null, vgl. Gl. (2.3-21).

D.h. im zylindersymmetrischen Feld muss man immer den *äußeren Zylinder mit einem endlichen Radius R_2* berücksichtigen.

Das Feld zwischen zwei Zylindern geht für den Grenzfall $R_1 \rightarrow 0$ und $R_2 \rightarrow \infty$ in das *Feld einer „Linienladung“* über. Dieser theoretische Grenzfall ist ebenso wie die „Punktladung“ für Berechnungen nach dem Ersatzladungsverfahren (Kapitel 2.3.5) von Bedeutung. Die Gegenladungen befinden sich allerdings nicht im Unendlichen, sondern ebenfalls als Linienladung in endlichem Abstand.

Mit Hilfe der berechneten Feldstärken können *Optimierungsaufgaben durch Extremwertbestimmung* gelöst werden:

Bei gegebenem Außenradius R_2 soll beispielsweise der Innenradius R_1 so gewählt werden, dass die *Randfeldstärke E_1 minimal* wird: Die Grenzfälle $R_1 \rightarrow 0$ und $R_1 \rightarrow R_2$ ergeben jeweils unendlich große Randfeldstärken. Der *optimale Innenradius R_1* für minimale Randfeldstärke wird ermittelt, indem die Ableitung von E_1 (Gl. (2.3-22)) nach der Variablen R_1 gleich Null gesetzt wird.

Bei der Differentiation ist zunächst die Quotientenregel auf den gesamten Bruch und die Produktregel auf die Ableitung des Nenners anzuwenden [6]:

$$\frac{\partial E_{\max}}{\partial R_1} = U \frac{0 - \left[\ln \frac{R_2}{R_1} + R_1 \frac{R_1}{R_2} \frac{-R_2}{R_1^2} \right]}{\left(R_1 \ln \frac{R_2}{R_1} \right)^2}$$

$$\frac{\partial E_{\max}}{\partial R_1} = U \frac{- \left[\ln \frac{R_2}{R_1} - 1 \right]}{\left(R_1 \ln \frac{R_2}{R_1} \right)^2} \stackrel{!}{=} 0$$

Für R_1 und $E_{1\min}$ folgt mit Gl. (2.3-22):

$$R_1 = R_2 / e \quad \text{und} \quad E_{1\min} = e U / R_2$$

(2.3-23)

Eine andere Optimierungsaufgabe besteht darin, den Innenradius R_1 bei gegebenem Außenradius R_2 und maximal zulässiger Feldstärke E_D so zu wählen, dass die *kapazitiv gespeicherte Energie $W = \frac{1}{2} C U^2$ maximal* wird. Dies ist insbesondere für Kondensatoren wichtig, in denen bei gegebenen Abmessungen eine möglichst große Energie gespeichert werden soll.

Für die maximale gespeicherte Energie folgt mit Gl. (2.3-20) und (2.3-22)

$$W = \frac{1}{2} C U^2$$

$$W = \frac{1}{2} [2\pi\epsilon z / \ln(R_2/R_1)] [E_D R_1 \ln(R_2/R_1)]^2$$

$$W = E_D^2 \pi\epsilon z R_1^2 \ln(R_2/R_1).$$

Für die Grenzfälle $R_1 \rightarrow 0$ und $R_1 \rightarrow R_2$ wird die Feldenergie minimal, d.h. $W \rightarrow 0$. Der Radius R_1 für *maximale Feldenergie* wird ermittelt, indem die Ableitung von W nach R_1 gleich Null gesetzt wird:

$$\begin{aligned} \partial W / \partial R_1 &= E_D^2 \pi\epsilon z \\ &\quad \cdot [2R_1 \ln(R_2/R_1) + R_1^2 (R_1/R_2)(-R_2/R_1^2)] \\ &= E_D^2 \pi\epsilon z R_1 [2 \ln(R_2/R_1) - 1] \\ &= 0 \end{aligned}$$

Für R_1 folgt daraus:

$$R_1 = R_2 / e^{1/2} \quad (2.3-24)$$

In vielen hochspannungstechnischen *Anwendungen* kann das elektrische Feld näherungsweise oder bereichsweise als zylindersymmetrisch angesehen werden. Einige Beispiele sind bereits in Bild 2.3-3 enthalten. Zylindersymmetrische Felder treten außerdem in Hochspannungskabeln, gekapselten gasisolierten Schaltanlagen, Durchführungen und in der Umgebung zylindrischer Leiter auf.

Beispiel: Dünner Draht

Das Feld in der Umgebung eines dünnen Drahtes soll näherungsweise als zylindersymmetrisches Feld mit $R_1 = 1 \text{ mm}$ und $R_2 = 1 \text{ m}$ abgeschätzt werden. Bei welcher Spannungsamplitude ist mit elektrischen Entladungen in Luft (Einsatzfeldstärke $\hat{E}_c = 30 \text{ kV/cm}$) zu rechnen?

$$\begin{aligned} \text{Aus Gl. (2.3-22) folgt } \hat{U} &= \hat{E}_{\max} R_1 \ln(R_2/R_1) \\ &= 20,7 \text{ kV} \end{aligned}$$

Anmerkung: Bei sehr kleinen Radien liegen die hohen Feldstärkewerte nur in einem sehr kleinen Volumen vor. Der Entladungseinsatz kann dann durch Angabe der o.g. Einsatzfeldstärke nicht korrekt beschrieben werden, vgl. Kap. 3.

Beispiel: Rohrleiter und Kabel

Die Durchmesser von Hochspannung führenden Leitern mit konzentrischen Außenleitern sollen für den Einsatz in luftisolierten Rohrleitern ($\hat{E}_D = 30 \text{ kV/cm}$, $\epsilon_r = 1$) in ölisierten Rohrleitern ($\hat{E}_D = 150 \text{ kV/cm}$, $\epsilon_r = 2,2$) und in Polyäthylen-Kunststoffkabeln ($\hat{E}_D = 450 \text{ kV/cm}$, $\epsilon_r = 2,2$) für die Spannungsamplituden $\hat{U} = 10 \text{ kV}$, 100 kV und 1 MV so dimensioniert werden, dass die Feldstärken $2/3$ der Durchschlagsfeldstärke nicht überschreiten und die Außendurchmesser möglichst klein bleiben.

Die kleinsten Außendurchmesser ergeben sich, wenn das Radienverhältnis nach Gl. (2.3-23) mit $R_2/R_1 = e$ so gewählt wird, dass die maximale Feldstärke E_1 minimal wird. Mit $\hat{E}_{1\min} = 0,67 \hat{E}_D$ folgt

$$D_2 = 2 R_2 = 2 e \hat{U} / (0,67 \hat{E}_D) \quad \text{und}$$

$$D_1 = 2 R_1 = 2 \hat{U} / (0,67 \hat{E}_D).$$

Anmerkung: Das gleiche Ergebnis ergibt sich auch durch eine Extremwertbestimmung, wenn Gl. (2.3-22) nach R_2 aufgelöst und die Ableitung von R_2 nach R_1 zur Bestimmung des Minimums gleich Null gesetzt wird.

Spannung $\hat{U}$		10 kV	100 kV	1 MV
<u>Luft:</u>	D_2	2,7 cm	27 cm	2,7 m
	D_1	1 cm	10 cm	1 m
	C'	56 pF/m	56 pF/m	56 pF/m
<u>Isolieröl:</u>	D_2	5,4 mm	5,4 cm	54 cm
	D_1	2 mm	2 cm	20 cm
	C'	122 pF/m	122 pF/m	122 pF/m
<u>Polyäthylen:</u>	D_2	1,8 mm	1,8 cm	18 cm
	D_1	0,7 mm	0,7 cm	7 cm
	C'	122 pF/m	122 pF/m	122 pF/m

Anmerkung: Das Ergebnis lässt erkennen, dass durch den Einsatz elektrisch fester Isolierstoffe (Isolieröl, SF₆, Polyäthylen) wesentlich kompaktere Konstruktionen

möglich sind. Bei Annahme eines konstanten Wertes für $\hat{E}_D$ wurde vernachlässigt, dass die elektrische Festigkeit von Isolieröl und Polyäthylen mit zunehmender Isolierstoffdicke abnimmt („Volumeneffekt“ bzw. „Vergrößergesetz“). Die angegebenen Spannungs- und Feldstärkewerte sind Kurzzeitfestigkeiten, wie sie u.U. für Prüfungen zugrundegelegt werden könnten. Die zulässigen Betriebsspannungen und -feldstärken liegen insbesondere bei Polyäthylen weitaus niedriger (vgl. Kap. 2.2.2 bis 2.2.4). Die auf die Leitungslänge bezogene Kapazität C' hängt nur von der Dielektrizitätszahl ϵ_r ab, da das Radienverhältnis in allen Fällen gleich ist.

2.3.1.4 Homogene Felder

Zwischen zwei ebenen parallelen Elektroden im Abstand d besteht ein homogenes elektrisches Feld mit der konstanten elektrischen Feldstärke $E = U/d$ („Plattenkondensator“). Die Feldverzerrungen an den Elektrodenrändern sollen zunächst vernachlässigt werden.

Die Berechnung der Feldstärke soll auch in diesem einfachen Fall in den oben beschriebenen fünf Schritten erfolgen, um das Prinzip des Berechnungsweges deutlich zu machen:

Für die Anwendung des Satzes vom Hüllenfluss (Gl. (2.3-1), Schritt 1) wird eine Hüllfläche definiert, die eine der Elektroden vollständig umschließt. Sie besteht aus einer Fläche A zwischen den Platten und aus Flächen im äußeren Feldbereich, die die Fläche A zu einer Hüllfläche ergänzen, Bild 2.3-5.

Die äußeren Flächen werden nur von einem geringen Verschiebungsfluss $\iint \mathbf{D} d\mathbf{A}$ durchsetzt; ihr Beitrag zum gesamten Hüllenfluss wird deshalb vernachlässigt.

Zwischen den Elektroden sind $\mathbf{D}$ und $d\mathbf{A}$ parallel, so dass das Produkt der Vektoren durch das Produkt der Beträge ersetzt werden kann. Auf der Fläche A ist D nahezu konstant und wird vor das Integral gezogen. Die verbleibende Integration von dA über der Fläche A ergibt den Wert der Fläche A :

$$Q = D \iint dA = D A = \epsilon E A$$

D.h. der Betrag der elektrischen Feldstärke E ist konstant für alle Werte von x zwischen den Elektroden:

$$E(x) = Q/(\varepsilon A) = E_0 = \text{const.} \quad (2.3-25)$$

Durch Integration der Feldstärke $E(x)$ nach Gl. (2.3-3) (*Schritt 2*) von der einen zur anderen Elektrode ergibt sich

$$U = E_0 d = Q d/(\varepsilon A).$$

D.h.

$$Q = \varepsilon A U/d. \quad (2.3-26)$$

Die *Kapazität* des Plattenkondensators folgt aus $C = Q/U$ (*Schritt 3*):

$$C = \varepsilon A/d \quad (2.3-27)$$

Der *Feldstärkeverlauf* zwischen den Elektroden ergibt sich aus den Gleichungen (2.3-25) und (2.3-26) (*Schritt 4*):

$$E(x) = E_0 = U/d = \text{const.} \quad (2.3-28)$$

Die Fläche unter der Feldstärkekurve entspricht der Spannung (Potentialdifferenz) zwi-

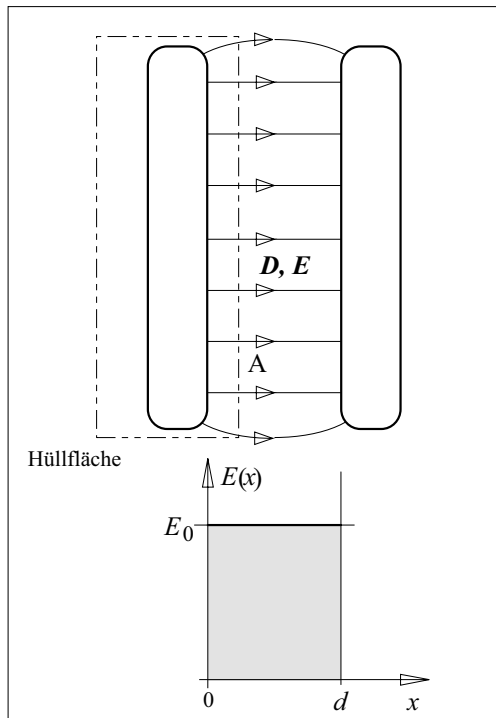


Bild 2.3-5: Homogenes elektrisches Feld im Plattenkondensator (Näherung ohne Berücksichtigung der Randverzerrungen).

schen den Elektroden bzw. dem Integral von $E(x)$ über x , Bild 2.3-5.

Die Angabe einer *Maximalfeldstärke* (*Schritt 5*) erübrigt sich für das homogene Feld. Bei stark gekrümmtem Rand entsteht allerdings eine Feldüberhöhung (vgl. auch Bild 2.3-8 und 2.3-9).

2.3.1.5 Feldverzerrungen durch Raumladungen

In gasförmigen Isolationsmedien bilden sich durch elektrische Entladungen „Raumladungswolken“, die das elektrische Feld sehr stark verändern („verzerrn“). Auch in flüssigen und festen Isolierstoffen können unter der Wirkung elektrischer Beanspruchungen Raumladungen entstehen.

Beispiel: Raumladung im Plattenkondensator

Der Einfluss von Raumladungen, sowie der grundsätzliche Berechnungsweg, soll am Beispiel des homogenen Feldes mit konstanter und positiver Raumladungsdichte η erläutert werden. Die Gegenladungen werden auf der negativen Elektrode angenommen, Bild 2.3-6:

Bei der Anwendung des Satzes vom Hüllenfluss (Gl. (2.3-1), *Schritt 1*) ist zu beachten, dass die von der Hüllfläche umschlossene Gesamtladung von der Lage der Hüllfläche zwischen den Elektroden abhängt. Sie setzt sich aus der Ladung auf der umschlossenen Elektrode und aus der Ladung im umschlossenen Isolierstoffvolumen zusammen:

$$\begin{aligned} Q(x) &= Q + \iiint \eta \, dV \\ &= Q + \eta A x \\ &= D \iint dA \\ &= D A \\ &= \varepsilon E A. \end{aligned}$$

D.h. der Betrag der *elektrischen Feldstärke* E zwischen den Elektroden ist *nicht mehr konstant*, er nimmt linear mit x zu und wird an der Gegenelektrode bei $x = d$ maximal, Bild 2.3-6:

$$\begin{aligned} E(x) &= Q(x)/(\varepsilon A) \\ &= Q/(\varepsilon A) + x \eta/\varepsilon \end{aligned} \quad (2.3-29)$$

Die weitere Berechnung kann analog zu den oben beschriebenen Schritten durchgeführt werden. Dabei ist jedoch zu beachten, dass sich die gesamte gespeicherte Ladung Q_{ges} aus der positiven Ladung Q auf der Elek-

trode und der im Dielektrikum gespeicherten positiven Ladung $\iiint \eta \, dV = dA \cdot \eta$ zusammensetzt:

$$Q_{\text{ges}} = Q + dA \cdot \eta$$

Dadurch ergibt sich eine vergrößerte Kapazität $C = Q_{\text{ges}}/U$. Das Potential nimmt nicht mehr linear mit x ab, sondern folgt einem Polynom zweiten Grades, das sich durch Integration von Gl. (2.3-29) ergibt, Bild 2.3-6.

In **inhomogenen Feldern**, wie z.B. bei Kugel- oder Zylindersymmetrie, können Raumladungen je nach Polarität die (geometrische) *Inhomogenität des Feldes verringern oder vergrößern*. Dadurch wird das Entladungsverhalten sehr stark beeinflusst (Kap. 3).

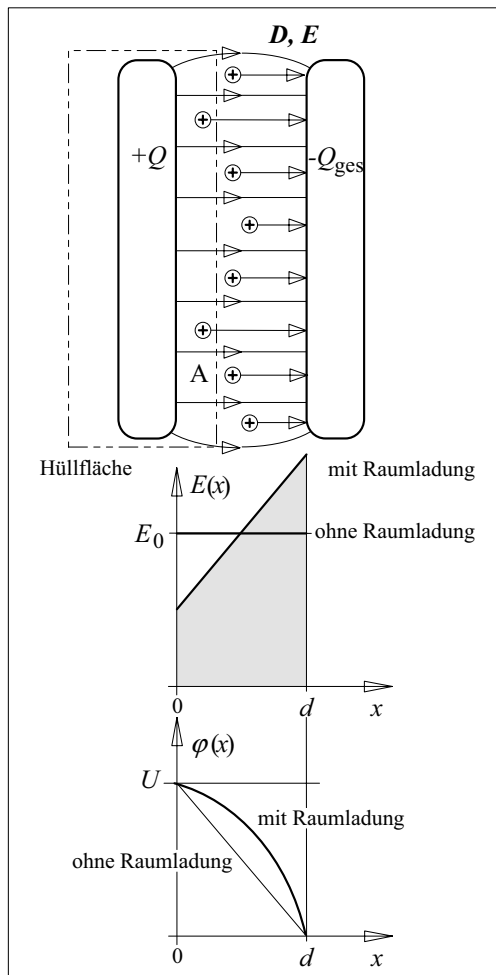


Bild 2.3-6: Raumladungen im Dielektrikum eines Plattenkondensators (vgl. auch Bild 2.3-5).

Insbesondere in geschichteten Kondensator-dielektrika (Kap. 2.4) kann die gespeicherte Raumladung nach einem vorübergehenden Kurzschluss der Elektroden zu einem gefährlichen „Nachladen“ der Elektroden führen.

2.3.2 Analytische Auswertung der Potentialgleichung

Die Kontinuitätsgleichung (2.3-1) lautet in differentieller Form

$$\text{div } \mathbf{D} = \eta. \quad (2.3-30)$$

Nach Gl. (2.1-8) ist

$$\mathbf{E} = -\text{grad } \varphi$$

und es folgt die Potentialgleichung

$$\text{div grad } \varphi = \nabla^2 \varphi = \Delta \varphi = -\eta/\epsilon.$$

(2.3-31)

Für die Differentialoperatoren div (Divergenz), grad (Gradient), ∇ (Nabla) und Δ (Delta) gelten je nach Koordinatensystem (kartesische Koordinaten, Zylinderkoordinaten oder Kugelkoordinaten) unterschiedliche Ausdrücke [2], [3], [6]. Für die Potentialgleichung ergibt sich

in kartesischen Koordinaten (x, y, z)

$$\Delta \varphi = \frac{\partial^2 \varphi}{\partial x^2} + \frac{\partial^2 \varphi}{\partial y^2} + \frac{\partial^2 \varphi}{\partial z^2} = -\eta/\epsilon \quad (2.3-32)$$

in Zylinderkoordinaten (r, α, z)

$$\begin{aligned} \Delta \varphi &= \frac{1}{r} \frac{\partial}{\partial r} \left(r \frac{\partial \varphi}{\partial r} \right) + \frac{1}{r^2} \frac{\partial^2 \varphi}{\partial \alpha^2} + \frac{\partial^2 \varphi}{\partial z^2} \\ &= -\eta/\epsilon \end{aligned} \quad (2.3-33)$$

und in Kugelkoordinaten (r, α, ϑ)

$$\begin{aligned} \Delta \varphi &= \frac{1}{r^2} \frac{\partial}{\partial r} \left(r^2 \frac{\partial \varphi}{\partial r} \right) + \frac{1}{r^2 \sin \vartheta} \frac{\partial}{\partial \vartheta} \left(\sin \vartheta \frac{\partial \varphi}{\partial \vartheta} \right) \\ &\quad + \frac{1}{r^2 \sin^2 \vartheta} \frac{\partial^2 \varphi}{\partial \alpha^2} \\ &= -\eta/\epsilon \end{aligned} \quad (2.3-34)$$

Auf Ableitung der Gleichungen (2.3-32) bis (-34) wird verzichtet und auf die Literatur verwiesen [2], [3], [6].

Die *Auswertung der Potentialgleichung* soll beispielhaft für das homogene Feld des raumladungsfreien Plattenkondensators nach Bild 2.3-5 erläutert werden. Es können aber auch alle anderen in Kapitel 2.3.1 behandelten Felder berechnet werden.

Beispiel: Raumladungsfreies homogenes Feld

Schritt 1:

Zunächst erfolgt eine *Vereinfachung* der Potentialgleichung, die nur noch von der Variablen x abhängt. Mit $\varphi(x,y,z) = \varphi(x)$ folgt aus Gl. 2.3-32

$$\Delta\varphi = \partial^2\varphi/\partial x^2 = -\eta/\varepsilon = 0.$$

Schritt 2:

Die vereinfachte *Differentialgleichung* wird in *allgemeiner Form* gelöst. In diesem Fall ergibt sich durch zweifache Integration

$$\partial\varphi/\partial x = k_1 \quad \text{und} \quad \varphi(x) = k_1 x + k_2.$$

Schritt 3:

Die Integrationskonstanten k_1 und k_2 werden aus den *Randbedingungen* bestimmt. Aus

$$\varphi(x=0) = U \quad \text{folgt} \quad U = 0 + k_2 \quad \text{und aus}$$

$$\varphi(x=d) = 0 \quad \text{folgt} \quad 0 = k_1 d + k_2.$$

Mit den Lösungen $k_2 = U$ und $k_1 = -U/d$ ist

$$\varphi(x) = U(1 - x/d)$$

Schritt 4:

Durch die Angabe der Potentialverteilung, ist das elektrische Feld eindeutig bestimmt. Der Vektor der elektrischen Feldstärke $\mathbf{E}$ kann gemäß Gl. (2.1-8) durch *Gradientenbildung* ermittelt werden.

Für das homogene Feld folgt in (x, y, z) -Koordinaten

$$\mathbf{E} = -\text{grad } \varphi = \{-\partial\varphi/\partial x, 0, 0\} = \{U/d, 0, 0\}.$$

D.h. es ergibt sich ein konstanter Feldstärkebetrag

$$E = U/d = E_0 = \text{const.} \quad \text{q.e.d.}$$

Anmerkung: Bei Auswertung der Potentialgleichung in *Kugel- oder Zylinderkoordinaten* muss auch die Gradientenbildung zur Berechnung der Feldstärkevektoren in Kugel- oder Zylinderkoordinaten nach Gl. (2.1-8) erfolgen, [2], [3], [6]. Entsprechend den o.g. Schritten werden zunächst die Symmetrien der jeweiligen Anordnung zur *Vereinfachung* der Potentialgleichung ausgenutzt. Nach der *allgemeinen Lösung der Differentialgleichung* sind die Integrationskonstanten durch Einsetzen der *Randbedingungen* zu bestimmen. Die elektrische Feldstärke ergibt sich aus der Lösung für die Potentialverteilung durch *Gradientenbildung*.

2.3.3 Graphische Feldermittlung (für ebene Felder)

Praktische Feldanordnungen der Hochspannungstechnik weichen meist mehr oder weniger stark von den zuvor berechneten Grundanordnungen ab. Es ist deshalb hilfreich, den qualitativen Verlauf von *Feld- und Äquipotentiallinien* näherungsweise und ohne aufwendige Rechnung zu skizzieren.

Unter Beachtung einiger *Zeichenregeln* kann ein Felddbild für *ebene bzw. zweidimensionale Anordnungen* erstellt werden, das einen qualitativen Eindruck der elektrischen Beanspruchung vermittelt. Bei entsprechender Sorgfalt sind oft auch grobe quantitative Angaben zu Feldstärken und Kapazitäten möglich.

Die graphische Erstellung von Felddbildern vermittelt ein gutes Gefühl für den Verlauf von Feld- und Äquipotentiallinien. Dadurch ist selbst bei numerisch erstellten Felddbildern komplexer Anordnungen eine Plausibilitätsprüfung möglich; grobe Berechnungsfehler können ausgeschlossen werden.

Der **Wert des graphischen Verfahrens** liegt in der *raschen Erstellung eines qualitativen Übersichtsbildes*, das eine genauere quantitative Rechnung nicht ersetzen, aber vorbereiten und ergänzen kann. Außerdem zwingt die Anwendung des graphischen Verfahrens zu einer intensiven Auseinandersetzung mit der Feldgeometrie. Dadurch entsteht ein *wertvolles tiefgehendes Verständnis* für den qualitativen Charakter der elektrischen Beanspruchung.

Die **Zeichenregeln** ergeben sich aus den Eigenschaften von Feld- und Äquipotentiallinien (oft auch nur als „Potentiallinien“ bezeichnet). Zunächst wird ein *ebenes, zweidimensionales Feld* betrachtet, das in der Zeichenebene dargestellt werden kann und sich in der dritten Raumrichtung nicht ändert, Bild 2.3-7:

- 1.) Feld- und Äquipotentiallinien stehen **senkrecht aufeinander**.
- 2.) **Elektrodenoberflächen** sind Äquipotentialflächen (meist wird das Bezugs-

potential mit 0 % und das Hochspannungspotential mit 100 % bezeichnet).

- 3.) Feldlinien stehen senkrecht auf den Elektrodenoberflächen (dies ergibt sich aus den Punkten 1 und 2).
- 4.) Dem Abstand a zwischen zwei Potentiallinien entspricht immer die gleiche Potentialdifferenz ΔU , dem Abstand b zwischen zwei Feldlinien (bzw. Verschiebungsdichtelinien) entspricht immer die gleiche Ladung ΔQ auf den Elektroden. Daraus folgt, dass die Teilkapazität $\Delta C = \Delta Q / \Delta U$, die jedem „Kästchen“ mit der Länge z zugeordnet werden kann, für alle „Kästchen“ des Feldbildes gleich ist:

$$\Delta C = \Delta Q / \Delta U = \varepsilon z b / a = \text{const.} \quad (2.3-35)$$

D.h. das **Seitenverhältnis** b/a ist für alle Kästchen gleich:

$$b/a = \text{const.}$$

(2.3-36)

Am besten lässt sich das Feldbild für *quadratische Kästchen* zeichnen, wenn $b/a = 1$ gewählt wird. Das Seitenverhältnis ist dann korrekt, wenn die vier Seiten des Kästchens einen *einbeschriebenen Kreis* berühren, Bild 2.3-7.

Klassische Hilfsmittel der graphischen Feldermittlung sind *Papier, Bleistift und Radiergummi*. Sehr gut geeignet sind hierfür aber auch einfache *Zeichenprogramme auf dem PC*, die insbesondere die iterative Verbesserung des Feldbildes sehr erleichtern.

Die Zeichnung des Feld- und Potentiallinienbildes wird zweckmäßigerweise in einem Bereich begonnen, in dem die *Potentialaufteilung bekannt* ist. Als Orientierung für den weiteren Verlauf der Potentiallinien dient der *Verlauf der Elektrodenkonturen*.

In dieser ersten Näherung des Potentiallinienbildes werden *Feldlinien* senkrecht zu den Potentiallinien und den Elektrodenkonturen ergänzt. Die Seitenverhältnisse der entstehenden Kästchen müssen dabei gemäß Gl. (2.3-36)

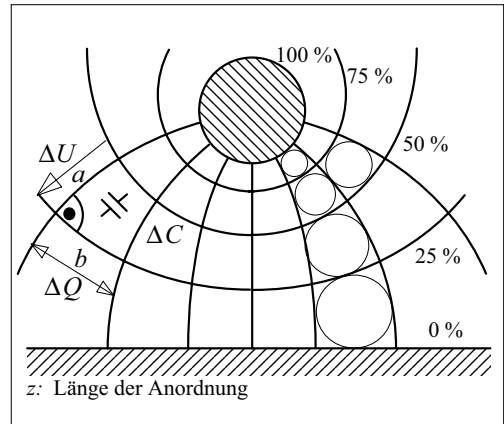


Bild 2.3-7: Graphische Ermittlung von Feld- und Potentiallinienbildern für ebene Felder.

konstant sein. Die sich ergebenden *Abweichungen von den Zeichenregeln* 1.) bis 4.) zeigen an, wie das vorliegende Bild durch Verändern von Feld- und Potentiallinien weiter zu *verbessern* ist.

In der Praxis wird oft eine größere Anzahl von Iterationsschritten erforderlich sein, um ein zufriedenstellendes Ergebnis zu erhalten.

Die graphische Erstellung eines Feldbildes soll am praktisch wichtigen Beispiel des Randfeldes eines Plattenkondensators erläutert werden:

Beispiel: Randfeld eines Plattenkondensators

1. Schritt (Bild 2.3-8a):

Zunächst wird die bekannte *Potentialaufteilung* im homogenen bzw. bekannten Teil des Feldes gezeichnet (1). Der weitere Verlauf der Potentiallinien wird näherungsweise am gegebenen der Elektroden orientiert (2).

Anmerkung: Es empfiehlt sich, nur mit einer geringen Zahl von Äquipotentiallinien zu beginnen (z.B. mit den Linien für 0 %, 25 %, 50 %, 75 % und 100 %). Das fertige Feldbild kann dann nach Bedarf durch Interpolation weiter verfeinert werden.

2. Schritt Bild (2.3-8a):

Rechtwinklig zu den Potentiallinien werden *Feldlinien* im Verhältnis $b/a = 1$ ergänzt. Dabei ist es zweckmäßig, entlang einer Elektrode (z.B. auf der Hochspannungsseite) vorzugehen.

Das *Einschreiben von Kreisen* zeigt, dass die Seitenverhältnisse z.T. erheblich vom Sollwert 1 abweichen (3).

3. Schritt (Bild 2.3-8b):

Die *Korrektur* des ersten Bildes erfolgt, indem der Abstand der 25 %-Linie zur unteren Elektrode nach außen hin vergrößert wird (4). Die 75 %-Linie wird näher an den Rand der oberen Elektrode geführt, ihr Abstand zur Oberseite wird erheblich vergrößert (5). Dabei ist zu beachten, dass die Feldstärke im Bereich des Elektrodenrandes von der oberen zur unteren Elektrode abnehmen muss. D.h. der Abstand der Potentiallinien muss zunehmen.

Die *Kontrolle* der Seiten- und Winkelverhältnisse zeigt, dass das Feldbild weiter verbesserungsbedürftig ist.

4. Schritt (Bild 2.3-8c):

Durch *iteratives Verbessern* des Feldbildes, unter Beachtung der Zeichenregeln, wird das fertige Bild erstellt.

Im vorliegenden Beispiel ist es empfehlenswert, mit dem Einschreiben von Kreisen im homogenen Teil des Feldes zu beginnen und dann in den inhomogenen Teil fortzuschreiten (6). Dabei sind die Verläufe der Potential- und Feldlinien, sowie die Kreisdurchmesser *stückweise* und *iterativ* zu korrigieren.

Die *Auswertung* des fertigen Feldbildes ermöglicht näherungsweise Angaben über den Ort der höchsten Feldstärke, ihren ungefähren Betrag, den Verlauf der Feldstärke entlang von Konturen und über die dem elektrischen Feld zuzuordnenden *Kapazitäten*.

Für die Feldstärke gilt für ein beliebiges Element des Feldbildes

$$E \approx \Delta U/a. \quad (2.3-37)$$

Dabei handelt es sich um eine mittlere Feldstärke im betrachteten Element („Kästchen“), die je nach Genauigkeit der Zeichnung mehr oder weniger genau bestimmbar ist.

D.h. Feldstärkewerte dürfen aus graphisch ermittelten Feldbildern nur mit sehr großer Vorsicht abgeleitet werden! In der Regel ist für eine quantitative Aussage eine numerische, oder falls möglich, eine analytische Rechnung erforderlich.

Der gesamte Feldraum kann als Reihen- und Parallelschaltung gleicher Teilkapazitäten ΔC angesehen werden, Bild 2.3-7. Aus dem Feldbild ergibt sich die Anzahl der parallelen Zweige n_p und die Anzahl der Reihenschaltungen n_r . Für die *Gesamtkapazität* folgt mit Gl. (2.3-35) und $b/a = 1$:

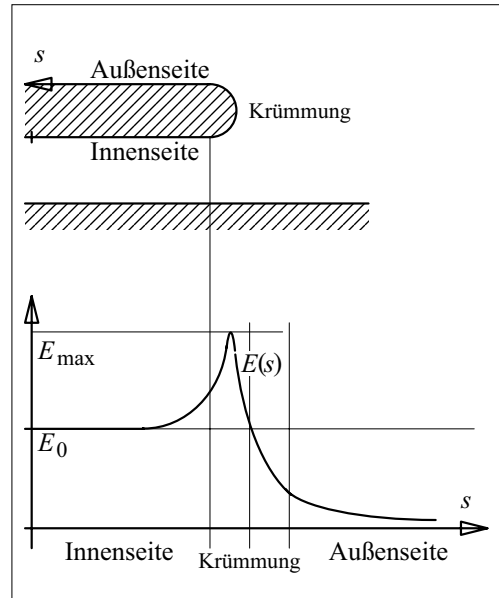


Bild 2.3-9: Qualitativer Verlauf des Betrages der elektrischen Feldstärke entlang der abgewinkelten 100 %-Elektrodenkontur (Koordinate s).

$$C_{\text{ges}} = \Delta C n_p/n_r = \epsilon z n_p/n_r \quad (2.3-38)$$

Die Bestimmung der Kapazität ist mit geringerer Ungenauigkeit möglich, da sich Zeichenungenauigkeiten durch die integrale Betrachtung des gesamten Feldraumes gegenseitig kompensieren.

Beispiel: Randfeld eines Plattenkondensators (Fortsetzung)

5. Schritt (Bild 2.3-8c und 2.3-9):

Als Ort der höchsten Feldstärke ergibt sich ein Punkt an der unteren Seite der Elektrodenkrümmung. Für den Betrag der maximalen Feldstärke folgt

$$E_{\text{max}} \approx \Delta U/a_{\text{min}} = 0,25 U/a_{\text{min}}.$$

Da der minimale Abstand a_{min} zwischen der 100 % und der 75 %-Äquipotentiallinie etwa halb so groß ist, wie im Bereich des homogenen Feldes, ergibt sich eine etwa um den Faktor 2 erhöhte Randfeldstärke. Die wirkliche Maximalfeldstärke wird noch etwas größer sein, da die Feldstärke in dem betrachteten kleinsten „Kästchen“ nicht konstant ist und die Ausmessung nur einen *mittleren* Feldstärkewert ergibt. Der Verlauf der Feldstärke längs der 100 %-Elektrodenkontur kann aus dem Feldbild gemäß Gl. (2.3-37) bestimmt werden, Bild 2.3-9.

Die Kapazität des idealen Plattenkondensators $C_0 = \varepsilon A/d$ ist um die Randfeldkapazität zu erhöhen: $C_{\text{ges}} = C_0 + C_{\text{Rand}}$. Nach Gl. (2.3-48) gilt für den in Bild 2.3-8c dargestellten Randbereich mit $z = 1$ m in Luft:

$$C_{\text{Rand}} \approx \Delta C n_p/n_r = \varepsilon z n_p/n_r = \varepsilon z 5/4 \approx 11 \text{ pF}.$$

Das oben beschriebene graphische Verfahren ist auf ebene zweidimensionale Felder anwendbar. Es kann auch auf **rotationssymmetrische Felder** übertragen werden, die ja ebenfalls nur zwei Dimensionen besitzen. Nimmt man in Bild 2.3-7 am unteren Bildrand eine horizontale Rotationsachse an, so werden aus den stabförmigen Elementen ΔC jetzt ringförmige Elemente ΔC mit dem Umfang $2\pi r$:

$$\Delta C = \varepsilon 2\pi r b/a$$

Wegen $\Delta C = \Delta Q/\Delta U = \text{const.}$ folgt daraus

$$b/a = \text{const.}/r. \quad (2.3-39)$$

D.h. das Seitenverhältnis b/a ist in *Abhängigkeit vom Radius r zu verändern*. Dadurch wird die Zeichnung eines genauen Feldbildes erheblich erschwert.

Das graphische Verfahren ist auch auf **Anordnungen mit mehreren Dielektrika** anwendbar (Kapitel 2.4). Zusätzlich zu den o.g. Zeichenregeln müssen dann die „Brechungsgesetze“ für Feld- und Potentiallinien an Isolierstoffgrenzflächen beachtet werden.

Für **dreidimensionale Felder** sind nur grobe qualitative Skizzen ohne quantitative Aussage möglich. Im allgemeinen liegen die dreidi-

mensionalen Feldlinien nicht in der betrachteten Zeichenebene, sondern durchdringen sie. Die Feldlinien können also auch nicht in einer Zeichenebene liegend dargestellt werden. Eine zweidimensionale Darstellung muss sich dann auf die Potentiallinien als Schnittlinien zwischen den Äquipotentialflächen und der Zeichenebene beschränken. Aussagekräftige Feldbilder sind i.d.R. nur mit numerischer Feldberechnung zu erhalten (vgl. Kap. 2.5).

2.3.4 Methode der konformen Abbildung Abbildung (für ebene Felder)

Die Methode der konformen Abbildung ermöglicht die analytische Berechnung einiger hochspannungstechnisch wichtiger *ebener Feldanordnungen*. Sie war deshalb von besonderer Bedeutung, bevor die numerische Feldberechnung allgemein verbreitet war.

Der Grundgedanke dieser Methode besteht darin, die x,y -Ebene, in der eine komplizierte Elektrodenanordnung gegeben ist, durch eine *Transformation* in eine u,v -Ebene zu überführen, in der sich eine einfachere und *berechenbare Elektrodenanordnung* ergibt. Durch Rücktransformation wird die berechnete Lösung wieder in die x,y -Ebene überführt.

Hierfür wird die x,y -Ebene als komplexe z -Ebene ($z = x + jy$) und die u,v -Ebene als komplexe w -Ebene ($w = u + jv$) interpretiert. Die sogenannte **konforme Abbildung**

$$\underline{w} = f(\underline{z})$$

bzw.

$$u + jv = f(x + jy)$$

bildet die Punkte der z -Ebene auf die w -Ebene ab. Sie hat zwei wichtige Eigenschaften [2], [3], [6], Bild 2.3-10:

- Die konforme Abbildung ist **winkeltreu**, d.h. die rechtwinklige Zuordnung von Feld- und Potentiallinien bleibt bei der Transformation erhalten.
- Außerdem ist die konforme Abbildung **im kleinen verhältnistreu**, die Seitenverhält-

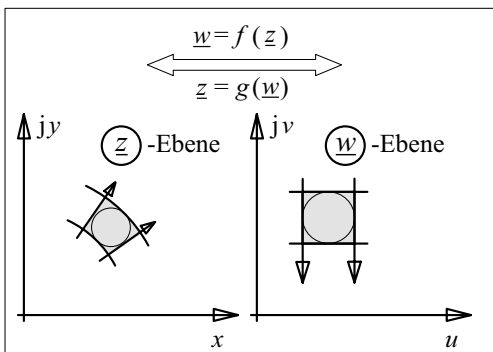


Bild 2.3-10: Konforme Abbildung von Feld- und Potentiallinien aus der komplexen z - in die w -Ebene.

nisse von infinitesimalen Rechtecken aus Feld- und Potentiallinien bleiben bei der Transformation erhalten.

D.h. *Potentialfelder*, die in der z -Ebene berechnet wurden, besitzen auch *nach der Transformation* in die w -Ebene noch alle Eigenschaften von Potentialfeldern. Dies gilt auch umgekehrt für die Rücktransformation aus der w -Ebene in die z -Ebene, Bild 2.3-10.

Anmerkung: Mathematisch betrachtet erfüllt jede reguläre Funktion einer komplexen Größe $f(z) = f(x+jy)$ die Potentialgleichung (2.3-32) für den raumladungsfreien und zweidimensionalen Fall:

$$\begin{aligned} \frac{\partial^2 f}{\partial x^2} + \frac{\partial^2 f}{\partial y^2} &= \\ f''(z) (\partial z / \partial x)^2 + f''(z) (\partial z / \partial y)^2 &= \\ f''(z) 1^2 + f''(z) j^2 &= \\ f''(z) - f''(z) &= 0 \quad \text{q.e.d.} \end{aligned}$$

Mit

$$f(x+jy) = \underline{w} = u(x,y) + j v(x,y)$$

gilt außerdem

$$\begin{aligned} \frac{\partial^2 f}{\partial x^2} + \frac{\partial^2 f}{\partial y^2} &= \\ (\frac{\partial^2 u}{\partial x^2} + j \frac{\partial^2 v}{\partial x^2}) + (\frac{\partial^2 u}{\partial y^2} + j \frac{\partial^2 v}{\partial y^2}) &= \\ (\frac{\partial^2 u}{\partial x^2} + \frac{\partial^2 u}{\partial y^2}) + j (\frac{\partial^2 v}{\partial x^2} + \frac{\partial^2 v}{\partial y^2}) &= 0. \end{aligned}$$

Diese Gleichung kann nur erfüllt werden, wenn Real- und Imaginärteil jeweils für sich zu Null werden. Dies heißt aber, dass die Funktionen $u(x,y)$ und $v(x,y)$ jeweils für sich *Lösungen der Potentialgleichung* sind.

Werden in der w -Ebene die Linien $v = \text{const.} \sim \varphi$ als *Potentiallinien* angesehen (Bild 2.3-10 rechts), so gibt die Funktion $\varphi(x,y) \sim v(x,y) = \text{const.}$ die Potentialverteilung in der x,y -Ebene an. Die hierzu senkrechten Linien $u = \text{const.}$ können dann als *Feldlinien* angesehen werden, Bild 2.3-10.

Beispiel: Die Funktion $\underline{w} = \underline{z}^2$

Die Funktion $\underline{w} = \underline{z}^2$ verdoppelt die Winkel aller vom Nullpunkt ausgehenden komplexen Zeiger $\underline{z}$. Sie ist deshalb geeignet, eine **Elektrode mit einer rechtwinkligen Ecke** in der x,y -Ebene in eine gestreckte Elektrode in der u,v -Ebene zu transformieren, Bild 2.3-11.

Für ein homogenes Feld in der u,v -Ebene folgt mit der Konstanten k

$$\varphi = v U k.$$

Der Zusammenhang zwischen w - und z -Ebene ist durch

$$\begin{aligned} \underline{w} &= \underline{z}^2 = (x + jy)^2 \\ \text{bzw.} \quad u + jv &= (x^2 - y^2) + jxy \end{aligned}$$

gegeben. Linien konstanten Potentials sind deshalb *Hyperbeln* in der x,y -Ebene und symmetrisch zur Winkelhalbierenden zwischen der x - und der y -Achse:

$$\varphi \sim v = xy = \text{const.}$$

Für die Feldlinien ($u = \text{const.}$) ergeben sich Hyperbeln symmetrisch zur x - bzw. zur y -Achse:

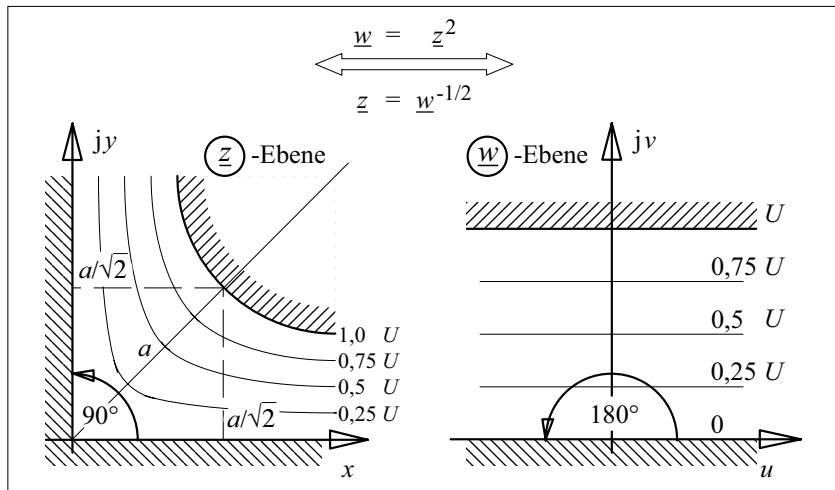
$$x^2 - y^2 = \text{const.}$$

Für den Potentialverlauf in der x,y -Ebene gilt

$$\varphi = v U k = xy U k$$

Bild 2.3-11:

Konforme Abbildung von Feld- und Potentiallinien für eine rechtwinklige Elektrode: $\underline{w} = \underline{z}^2$



Die Konstante k wird so festgelegt, dass $\varphi = U$ für $x = y = a/2^{1/2}$ gilt. Dies entspricht einem diagonalen Abstand a in der x,y -Ebene. Mit $k = 2/a^2$ folgt dann

$$\varphi = x y U 2/a^2.$$

Die elektrische Feldstärke E wird durch Gradientenbildung ermittelt:

$$E = -\text{grad } \varphi = -\{\partial\varphi/\partial x, \partial\varphi/\partial y, \partial\varphi/\partial z\}$$

$$E = -U 2/a^2 \{y, x, 0\}$$

Als Betrag ergibt sich

$$E = U 2/a^2 \sqrt{x^2 + y^2}.$$

Für die *innere Ecke* der Bezugselektrode ($x \rightarrow 0, y \rightarrow 0$) gilt $E \rightarrow 0$; sie ist elektrisch entlastet, d.h. elektrisch nicht beansprucht.

Auf der Symmetrieachse an der *hyperbelförmig gekrümmten Hochspannungselektrode* ($x = y = a/2^{1/2}$) ist $E = 2 U/a$, d.h. also doppelt so groß wie in einem homogenen Feld mit dem Elektrodenabstand a . Allerdings steigen die Feldstärken außerhalb der Symmetrieachse noch weiter an.

Die Situation ist in der Nähe der Symmetrieachse mit einem gekrümmten Leiter (z.B. Rohrleiter) vergleichbar, der in einer Gebäudeecke geführt wird.

Im allgemeinen ist es schwierig, eine Funktion zu finden, die eine *gegebene Anordnung* in eine elementar berechenbare Anordnung transformiert. Man geht deshalb den umgekehrten Weg, d.h. dass man ausgehend von *gegebenen Funktionen* $\underline{w} = f(\underline{z})$ untersucht, welche Feldanordnungen sich in der x,y -Ebene ergeben.

Auf diese Weise konnte eine große Zahl von Anordnungen, die auch praktische Bedeutung haben, der analytischen Berechnung zugänglich gemacht werden. Inzwischen können jedoch beliebige Feldanordnungen direkt numerisch berechnet werden (Kapitel 2.5). Es wird deshalb darauf verzichtet, die vielen Sonderfälle von mehr oder weniger gut geeigneten konformen Abbildungen zu behandeln, sie können der weiterführenden Literatur entnommen werden [2], [3], [4], [16], [17].

Bild 2.3-12 zeigt einige berechenbare Anordnungen und die zugehörigen Transformationen, die nachfolgend erläutert werden.

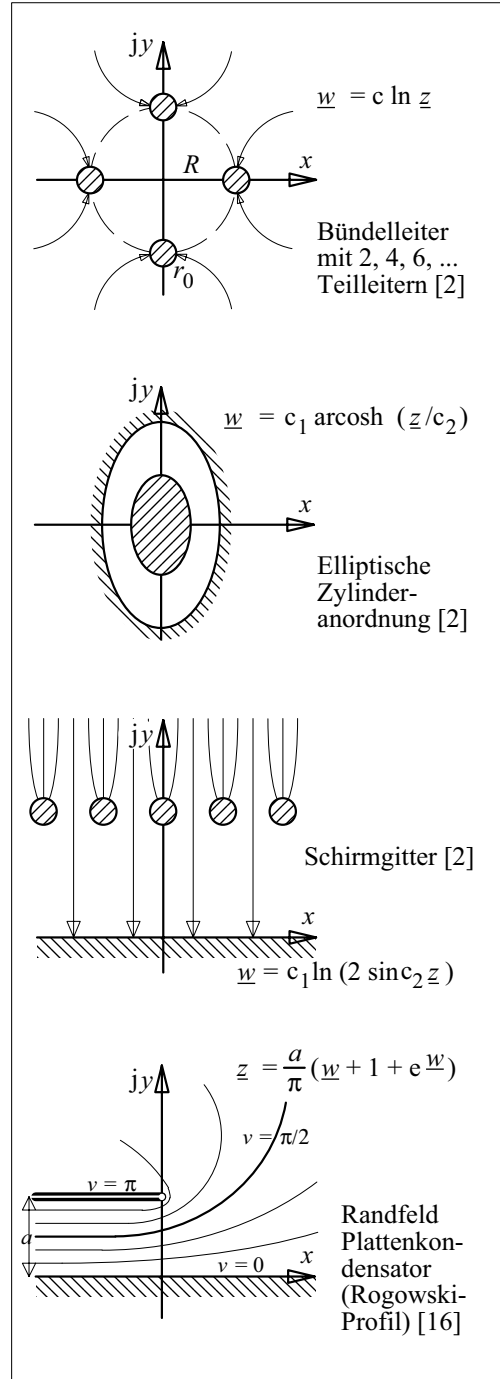


Bild 2.3-12: Beispiele für ebene Felder, die mit Hilfe von konformen Abbildungen berechnet werden können (vgl. weiterführende Literatur).

Beispiel: Bündelleiter

Bei Hochspannungsfreileitungen werden i.d.R. für die Spannungsebenen ab $U_m = 245 \text{ kV}$ anstelle eines einzelnen Leiters Bündelleiter verwendet, weil dadurch die Feldstärke an der Leiteroberfläche herabgesetzt werden kann.

Ein Leiterbündel besteht aus n parallelen Leitern mit dem Teilleiterradius r_0 , die gleichmäßig auf einem Kreis mit dem Radius R verteilt sind. Sie befinden sich auf gleichem Potential, Bild 2.3-12 oben. Mit Hilfe der Funktion $\underline{w} = \ln \underline{z}$ ergibt sich der *Ersatzradius* R' für einen zylindrischen Einzeileiter mit gleicher Kapazität gegen eine weit entfernte Gegenelektrode für kleine Teilleiterradien $r_0 \ll R$ nach [2]:

$$R' = R (n r_0 / R)^{1/n} \quad (2.3-40)$$

Werden zwei gleichartige Bündelleiter im Abstand a parallel geführt, so kann aus der Kapazitätsberechnung nach Kap. 2.3.5.3 die Ladung bestimmt werden. Daraus ergibt sich die maximale Feldstärke am Leiter [2]:

$$E = U / \{2 r_0 n \ln(a/R')\} \quad (2.3-41)$$

Für das Verhältnis der Feldstärke E zur Feldstärke E_0 an der Oberfläche eines einzelnen Leiters mit dem Radius r_0 folgt

$$E/E_0 = \ln(a/r_0) / \{n \ln(a/R')\}. \quad (2.3-42)$$

Diese Gleichungen gelten auch für Bündelleiter, die in der Höhe h über einer leitenden Ebene geführt werden, wenn $a = 2h$ und $U = 2 \Delta U_{L/E}$ gesetzt werden. Diese Ebene wird dann als Symmetrieebene in einer Anordnung mit zwei parallelen Bündelleitern angesehen, vgl. auch Kap. 2.3.5.3.

Beispiel: Randfeld des Plattenkondensators

Von besonderer Bedeutung für die Hochspannungstechnik ist das *Randfeld des Plattenkondensators*, Bild 2.3-12 unten. Bei der Transformation in die $\underline{w}$ -Ebene entsteht ein homogenes Feld, indem die Oberseite der scharfkantigen Elektrode um die Randlinie um 180° im Uhrzeigersinn gedreht wird. Die Äquipotentiallinien im homogenen Feld der $\underline{w}$ -Ebene sind dann durch die Bedingung $v = \text{const.}$ gegeben.

In der $\underline{z}$ -Ebene ergeben sich Äquipotentiallinien, die um die Kante der Elektrode gekrümmt werden. In der Nähe der Kante wird die Feldstärke sehr stark erhöht, sie strebt mit Annäherung an die Randlinie gegen einen unendlich großen Wert. An der unteren Elektrode nimmt die Feldstärke nach außen hin ab.

Zwischen den Elektroden kann eine Äquipotentiallinie gefunden werden, auf der nirgendwo ein höherer Feldstärkewert auftritt, als im homogenen Teil des Feldes ($v = \pi/2$). Dieses sogenannte „**Rogowski-Profil**“ ist von großer Bedeutung für die Hochspannungstechnik, weil mit entsprechend geformten Elektroden die Feldstärkeüberhöhung an den Elektrodenrändern vermieden werden kann. Die Feldstärke entlang des Rogowski-Profiles nimmt nach außen hin stetig ab. Die Krümmung der Elektrode könnte also noch verstärkt werden, um eine kompaktere Bauweise zu ermöglichen. Dies ist bei hohen Spannungen mit sehr großvolumigen Elektroden erforderlich.

Die kleinsten Abmessungen ergeben sich bei konstanter Feldstärke entlang der gekrümmten Elektrode („*Borda-Profil*“). Die entsprechende Kontur kann ebenfalls durch konforme Abbildung oder durch iterative numerische Optimierung ermittelt werden.

Für die Praxis ist es häufig ausreichend, den *Elektrodenrand mit einem Radius R zu verrunden*; der größer ist als der Plattenabstand d :

$$R > d \quad (2.3-43)$$

Der Abstand d bezieht sich dabei auf zwei gleichartige verrundete Plattenelektroden wie in Bild 2.3-5. Der Abstand in den Bildern 2.3-8 und -9 wäre dementsprechend $d/2$.

Anmerkung: Unter Annahme eines zylindersymmetrischen Feldes mit $R_1 = R$, $R_2 = R + d/2$ und $R = d$ ergibt sich für die Feldstärkeüberhöhung nach Gl. (2.3-22), (-28) das Verhältnis $E_1/E_0 = 2,47$. Dies ist jedoch eine Abschätzung nach oben, die tatsächlichen Maximalfeldstärken liegen wesentlich niedriger. Wird der „effektive Außenradius“ entsprechend dem Feldlinienverlauf an der Stelle der größten Randfeldstärke mit $R_2 = 2R + d/2$ abgeschätzt (vgl. Bild 2.3-8c), ergibt sich $E_1/E_0 = 1,1$. Dies entspricht etwa der tatsächlichen Feldüberhöhung,

wie man sie auch über den Homogenitätsgrad nach Kap. 2.3-6 ermitteln kann [22].

Diese Abschätzung zeigt, dass das Ergebnis sehr stark von den vereinfachenden Annahmen abhängt. *Abschätzungen* können deshalb eine genaue analytische oder numerische Feldberechnung meist nicht ersetzen. Sie sind jedoch, ähnlich wie die graphischen Verfahren (Kap. 2.3.3), ein gutes Mittel, ein Gefühl für die Größenordnung der elektrischen Feldstärken zu entwickeln.

2.3.5 Ersatzladungsverfahren

Das Ersatzladungsverfahren ist ein weiteres klassisches Verfahren zur analytischen Berechnung besonderer Feldanordnungen der Hochspannungstechnik. Es lässt sich auch für die numerische Berechnung beliebiger Quellfelder einsetzen (Kap. 2.5).

Das Ersatzladungsverfahren greift die physikalische Vorstellung auf, dass Quellenfelder durch **Überlagerung der Felder vieler Einzelladungen** entstehen. Allerdings werden die „Ersatzladungen“ nicht, wie es der physikalischen Vorstellung entsprechen würde, auf den Elektrodenoberflächen positioniert. Man geht vielmehr von einfachen Ladungsverteilungen (Punkt-, Linienladungen) aus und wählt die *Elektrodenkonturen* aus den sich ergebenden Äquipotentialflächen nachträglich aus.

Nachfolgend werden die hochspannungstechnisch wichtigen Felder in der Umgebung zweier Punktladungen (Kap. 2.3.5.1), zwischen zwei leitenden Kugeln (Kap. 2.3.5.2), in der Umgebung von zwei parallelen Linienladungen (Kap. 2.3.5.3) und zwischen leitenden Zylindern (Kap. 2.3.5.4) behandelt. Auf-

grund von Symmetrieüberlegungen ergeben sich daraus auch die Felder zwischen Kugeln bzw. Zylindern und leitenden Ebenen [2].

Damit lassen sich einige wichtige Feldanordnungen der Hochspannungstechnik analytisch berechnen, wie z.B. kugelförmige Abschirmhauben gegen ebene Wände, Kugelfunkentrecken (Messfunkentrecken), zylindrische Leiter gegen ebene Wände und Freileitungen.

2.3.5.1 Leitende Kugeln (Punktladungen)

Die Felder in der Umgebung leitender Kugeln ergeben sich durch *Überlagerung der Potentiale* von Punktladungen.

Das Potential in der Umgebung einer Punktladung ergibt sich aus der Integration der elektrischen Feldstärke nach Gl. (2.3-2) von r bis ∞ :

$$\varphi(r) = \frac{Q}{4\pi\epsilon} \cdot \frac{1}{r} \quad (2.3-44)$$

Dabei wurde $\varphi(\infty)$ als Bezugspotential gleich Null gesetzt. Die Gegenladung $-Q$ wird bei $r = \infty$ angenommen. Das Feld zweier Punktladungen Q_1 und Q_2 ergibt sich aus der Überlagerung der Potentiale:

$$\varphi(r) = \frac{1}{4\pi\epsilon} \left(\frac{Q_1}{r_1} + \frac{Q_2}{r_2} \right) \quad (2.3-45)$$

r_1 und r_2 sind die Abstände von den Punktladungen Q_1 und Q_2 zum Aufpunkt P, in dem das Potential φ durch Überlagerung der Potentiale $\varphi_1 + \varphi_2$ gebildet wird, Bild 2.3-13.

Beispiel: Gleich große Ladungen entgegengesetzter Polarität ("Spiegelladungen")

Sind die Ladungen $Q_1 = Q$ und $Q_2 = -Q_1 = -Q$ gleich groß und von entgegengesetzter Polarität, ergibt sich als Bedingung für die Potentialflächen

$$\varphi(r) = \frac{Q}{4\pi\epsilon} \left(\frac{1}{r_1} + \frac{1}{r_2} \right) = \text{const.} \quad (2.3-46)$$

Die im Unendlichen angenommenen Gegenladungen $-Q$ und $+Q$ kompensieren sich in diesem Fall. Aufgrund der spiegelsymmetrischen Anordnung der Ladungen $+Q$ und $-Q$ zur ebenen Äquipotentialfläche $\varphi = 0$ spricht man von „*Spiegelladungen*“ und „*Spiegelfläche*“.

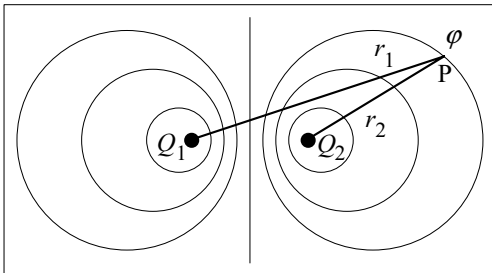


Bild 2.3-13: Überlagerung von Quellenfeldern, die von zwei Punktladungen erzeugt werden.

Das Potential $\varphi = 0$ ergibt sich nach Gl. (2.3-46) für unendlich große Radien r_1 und r_2 . $\varphi = 0$ gilt außerdem für $r_1 = r_2$, d.h. für die Symmetrieebene senkrecht zur Verbindungslinie zwischen beiden Ladungen, Bild 2.3-14.

Am Ort der beiden Ladungen nimmt das Potential unendlich hohe positive bzw. negative Werte an ($r_1 = 0$ bzw. $r_2 = 0$). Es handelt sich hierbei um den theoretischen Grenzfall der sogenannten Punktladungen.

Für die Berechnung praktischer Elektrodenanordnungen sind nun zwei Äquipotentialflächen (z.B. mit $\varphi = +U/2$ und $\varphi = -U/2$) als Elektrodenoberflächen auszuwählen. Im vorliegenden Beispiel handelt es sich dabei allerdings *nicht* um Kugelflächen.

Für zwei Ladungen Q_1 und Q_2 mit entgegengesetzter Polarität und *ungleichen* Ladungsbeträgen soll nun diejenige Äquipotentialfläche gesucht werden, für die $\varphi = 0$ gilt. Es handelt sich dabei offensichtlich nicht (wie in vorstehendem Beispiel) um die geometrische Symmetrieebene. Trotzdem spricht man in einem erweiterten Sinne auch hier von den „*Spiegel-ladungen*“ Q_1 und Q_2 und der „*Spiegelfläche*“ mit $\varphi = 0$.

Für die „Spiegelfläche“ folgt mit $\varphi = 0$ aus Gl. (2.3-45) die Bedingung

$$Q_1/r_1 + Q_2/r_2 = 0$$

bzw.

$$r_1/r_2 = Q_1/(-Q_2) = k. \quad (2.3-47)$$

Für entgegengesetzte Polarität ist das Verhältnis der Ladungen $k = Q_1/(-Q_2)$ eine positive

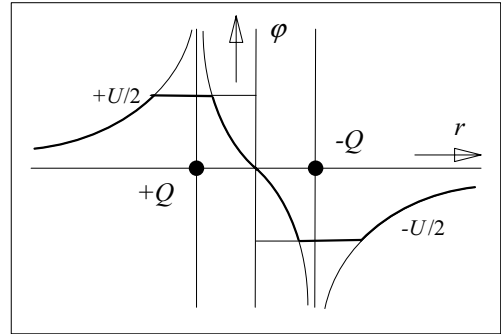


Bild 2.3-14: Potentialverlauf auf der Verbindungslinie zwischen zwei Punktladungen $+Q$ und $-Q$ (vgl. auch Bild 2.3-13). $+U/2$ und $-U/2$ sind die Potentiale zweier Potentialflächen, die als Elektrodenkonturen ausgewählt wurden (Potentialdifferenz U).

Größe und Gl. (2.3-47) beschreibt, wie nachfolgend gezeigt wird, eine *Kreisgleichung*, Bild 2.3-15. Der Mittelpunkt M des Kreises wird als Ursprung eines x,y -Koordinatensystems gewählt.

Aus Gl. (2.3-47) und Bild 2.3-15 folgt

$$k^2 = \frac{r_1^2}{r_2^2} = \frac{(a+b+x)^2 + y^2}{(b+x)^2 + y^2}$$

Diese Bedingung wird so umgeformt, dass sich eine Kreisgleichung im x,y -Koordinatensystem ergibt:

$$k^2(b+x)^2 + k^2y^2 = a^2 + 2a(b+x) + (b+x)^2 + y^2$$

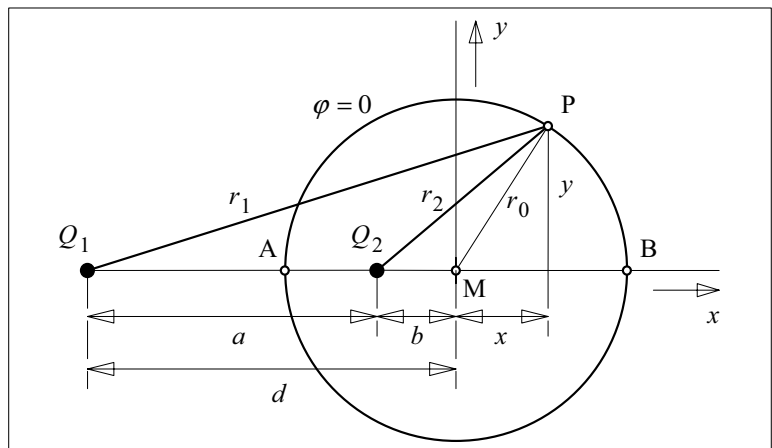


Bild 2.3-15: Geometrische Beschreibung der Äquipotentialfläche $\varphi = 0$ als Kugelfläche bzw. als Kreisgleichung.

$$\begin{aligned}
 (k^2-1) [(b+x)^2 + y^2] &= a^2 + 2ab + 2ax \\
 (k^2-1) [x^2 + y^2] &= a^2 + 2ab + 2ax \\
 &\quad - (k^2-1) [b^2 + 2bx] \\
 x^2 + y^2 &= \frac{a^2 + 2ab}{k^2-1} - b^2 + \frac{2a \cdot x}{k^2-1} - 2bx
 \end{aligned}$$

Dieser Ausdruck beschreibt nur dann einen Kreis um den Koordinatenursprung M, wenn auf der rechten Gleichungsseite der zweite, x enthaltende Term gleich Null ist. Der von x und y unabhängige erste Term ist dann gleich dem Quadrat des Radius r_0 :

$$x^2 + y^2 = r_0^2 + 0$$

Hieraus ergeben sich zwei Beziehungen für die Position b der Ersatzladung Q_2 und für den Radius r_0 der Äquipotentialfläche. Für b folgt durch Nullsetzen des zweiten Terms

$$b = \frac{a}{k^2-1} \quad (2.3-48)$$

Der erste Term ergibt r_0 durch Einsetzen von b nach Gl. (2.3-48):

$$r_0^2 = \frac{a^2 + 2ab}{k^2-1} - b^2$$

Nach Einsetzen von b folgt

$$\begin{aligned}
 r_0^2 &= \frac{a^2(k^2-1) + 2a \cdot a}{(k^2-1)^2} - \frac{a^2}{(k^2-1)^2} \\
 &= \frac{a^2 k^2}{(k^2-1)^2}
 \end{aligned}$$

D.h. für den Radius der Äquipotentialfläche gilt mit $k > 1$

$$r_0 = \frac{a k}{k^2-1} \quad (2.3-49)$$

Anmerkung: Damit wurde gezeigt, dass die Bedingung $\varphi = 0$ in der x,y -Zeichenebene nach Bild 2.3-15 einer Kreisgleichung entspricht. Die obigen Ableitungen gelten jedoch für jede

beliebige Ebene, die die Verbindungslinie der Ladungen Q_1 und Q_2 enthält. Solche Ebenen entstehen durch Drehung der betrachteten Zeichenebene um die Verbindungslinie. Aus der kreisförmigen Potentiallinie $\varphi = 0$ entsteht dabei eine kugelförmige Äquipotentialfläche, die betrachtete Anordnung ist kugelsymmetrisch.

Die Kugeloberfläche bleibt Äquipotentialfläche, wenn in ihrem Mittelpunkt M eine weitere Ladung Q_3 eingebracht wird, Bild 2.3-16. Das Potential in einem beliebigen Punkt P ergibt sich durch Überlagerung der Potentiale, die den drei „Ersatzladungen“ Q_1 , Q_2 und Q_3 zugeordnet werden:

$$\varphi_P = \varphi_1 + \varphi_2 + \varphi_3 \quad (2.3-50)$$

Für alle Punkte der Kugeloberfläche gilt wegen $\varphi_1 + \varphi_2 = 0$ und mit Gl. (2.3-44)

$$\varphi_K = \varphi_3 = \frac{Q_3}{4\pi\epsilon r_0} \quad (2.3-51)$$

Beispiel: Ungeladene metallische Kugel

Eine ungeladene metallische Kugel (Radius r_0) wird in das Feld einer Punktladung Q_1 gebracht. Der Abstand d zwischen Q_1 und Kugelmittelpunkt M sei gegeben. Es sollen folgende Größen bestimmt werden:

- (1) Größe und Position der Ersatzladungen,
- (2) Potential der Kugeloberfläche,
- (3) Potential im Feldraum und
- (4) Maximalfeldstärke.

Anmerkung: Die ungeladene metallische Kugel in einem elektrischen Feld kann beispielsweise als Modell eines leitfähigen Partikels oder als eine Elektrode auf freiem Potential angesehen werden.

Zu (1): Ersatzladungen

Eine Anordnung mit kugelförmiger Äquipotentialfläche kann durch drei Ersatzladungen Q_1 , Q_2 und Q_3 gemäß Bild 2.3-16 beschrieben werden. Die Vorgabe einer ungeladenen Kugel bedeutet, dass die Ladungen Q_2 und Q_3 entgegengesetzt gleich sein müssen:

$$Q_3 = -Q_2 \quad (2.3-52)$$

Q_2 kann mit Hilfe der Gl. (2.3-48), (-49) und (-47) aus den gegebenen Größen Q_1 , r_0 und d bestimmt werden:

$$\begin{aligned} d &= a + b \\ (48) \quad &= a + a / (k^2 - 1) \\ &= a k^2 / (k^2 - 1) \\ (49) \quad &= r_0 k \\ (47) \quad &= r_0 (-Q_1 / Q_2) \end{aligned}$$

Für die Größe der Ersatzladung Q_2 folgt

$$Q_2 = -Q_1 r_0 / d. \quad (2.3-53)$$

Die Division von Gl. (2.3-48) durch Gl. (2.3-49) ergibt

$$b/r_0 = 1/k = -Q_2/Q_1. \quad (2.3-54)$$

Mit Gl. (2.3-53) folgt für die Position b der Ersatzladung Q_2 :

$$b = r_0^2 / d \quad (2.3-55)$$

Damit sind Größe Q_2 und Position b der Ersatzladung durch die gegebenen Größen Q_1 , r_0 und d ausgedrückt worden. Man bezeichnet Q_2 als „Spiegelladung“ bzw. als „elektrisches

Bild“ zu Q_1 , wobei man sich in diesem Fall eine „Spiegelung“ an der Kugeloberfläche vorstellen muss. Die Größe der Ersatzladung Q_3 ergibt sich gemäß Gl. (2.3-52) als entgegengesetzt gleich zu Q_2 .

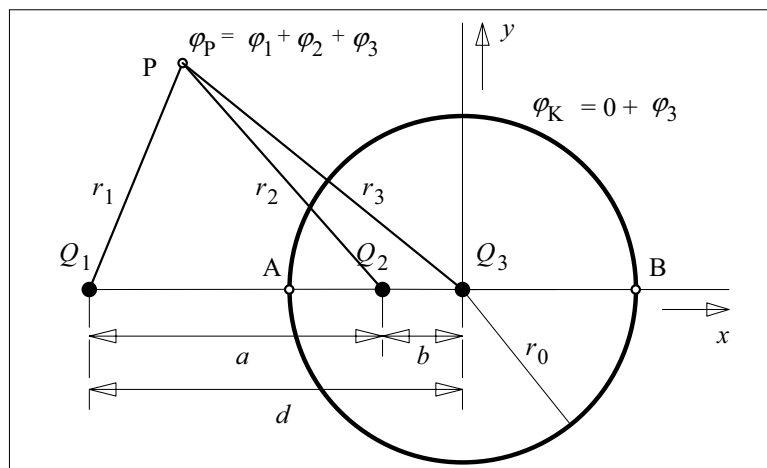
Anmerkung: Die betrachteten Ladungen Q_1 , Q_2 und Q_3 werden als **Ersatzladungen** bezeichnet, da sie zwar die *richtige Feldverteilung* außerhalb der leitenden Kugel ergeben, nicht aber der tatsächlichen *physikalischen Ladungsverteilung* entsprechen. Auf einer leitenden Elektrode werden sich die Ladungsträger aufgrund der Feldkräfte an der Oberfläche verteilen. Die Flächenladungsdichte entspricht der örtlichen dielektrischen Verschiebungsdichte, vgl. Gl. (2.1-3) und Bild 2.3-17. Lediglich die Ladungssummen entsprechen den Ersatzladungen.

Zu (2): Potential der Kugeloberfläche

Vor Einbringen der Ladung Q_3 hat die Kugeloberfläche aufgrund der Ladungen Q_1 und Q_2 das Potential $\varphi = 0$, vgl. Bild 2.3-15. Mit Q_3 ergibt sich mit Gl. (2.3-51), (-52) und (-53) für das Potential

$$\begin{aligned} \varphi_K &= Q_3 / (4\pi\epsilon r_0) \\ (52) \quad &= -Q_2 / (4\pi\epsilon r_0) \\ (53) \quad &= (Q_1 r_0 / d) / (4\pi\epsilon r_0) \end{aligned}$$

Bild 2.3-16:
Leitfähige Kugel mit dem Potential φ_K , beschrieben durch drei Ersatzladungen.



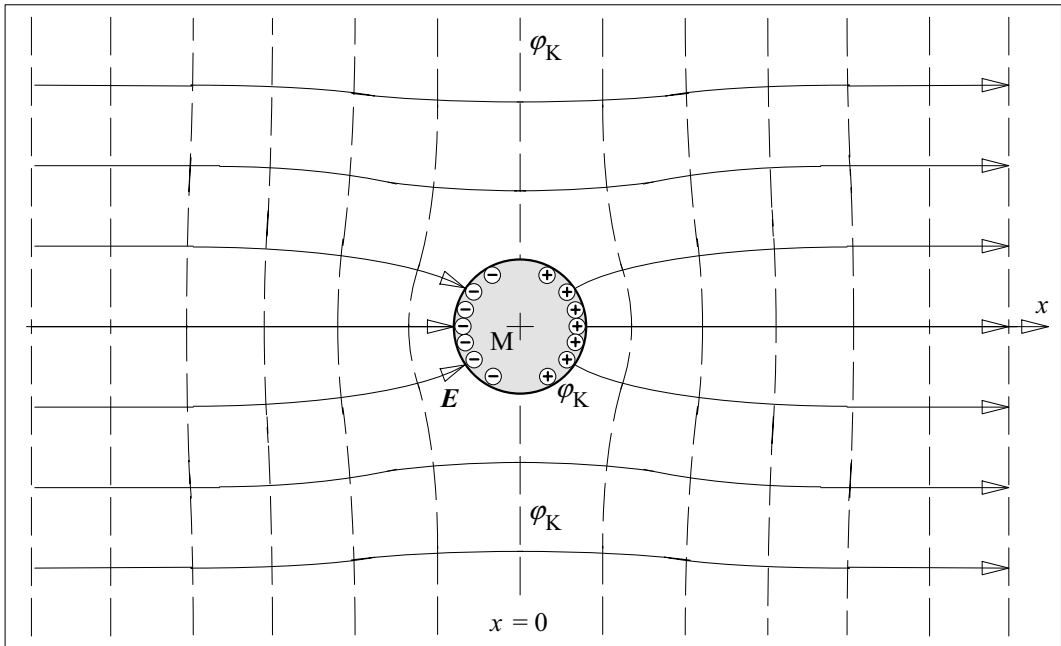


Bild 2.3-17: "Verzerrung" eines homogenen elektrischen Feldes durch eine ungeladene leitende Kugel. Das Potential der Kugel entspricht dem Potential am Ort des Kugelmittelpunktes M vor Einbringen der Kugel. Die gezeichnete Ladungsverteilung bezieht sich auf die physikalische Vorstellung von Ladungsträgern, die an der Oberfläche der Kugel verteilt sind. Im Gegensatz dazu werden die für die Berechnung herangezogenen "Ersatzladungen" auf der x-Achse angeordnet, vgl. Bild 2.3-16.

$$\varphi_K = Q_1 / (4\pi\epsilon d). \quad (2.3-56)$$

D.h. die Kugeloberfläche nimmt genau das Potential an, das der Kugelmittelpunkt M im Feld der Punktladung Q_1 vor Einbringen der Kugel hatte. Dies gilt auch für beliebige Felder, die aus der Überlagerung von Feldern einzelner Ersatzladungen gebildet werden können, Bild 2.3-17.

Zu (3): Potential im Feldraum

Im Feldraum außerhalb der leitenden Kugel ergibt sich das Potential durch Überlagerung der Potentiale, die den drei Ladungen zugeordnet werden:

$$\varphi_P = \varphi_1 + \varphi_2 + \varphi_3$$

Mit Gl. (2.3-44) und Bild 2.3-16 folgt

$$\varphi_P = \frac{1}{4\pi\epsilon} \left(\frac{Q_1}{r_1} + \frac{Q_2}{r_2} + \frac{Q_3}{r_3} \right)$$

Q_2 und Q_3 können mit Gl. (2.3-53) und (-52) durch Q_1 ersetzt werden:

$$\varphi_P = \frac{Q_1}{4\pi\epsilon} \left(\frac{1}{r_1} - \frac{r_0}{dr_2} + \frac{r_0}{dr_3} \right) \quad (2.3-57)$$

In dieser Gleichung müssen die Abstände r_1 , r_2 und r_3 zu den Ersatzladungen noch durch die Koordinaten des betrachteten Punktes P ersetzt werden, Bild 2.3-16. Feldstärken ergeben sich dann durch die Bildung des Gradienten nach Gl. (2.1-8).

Zu (4): Maximale Feldstärken

Die maximale Feldstärke tritt auf der x-Achse für $x = -r_0$ im Punkt A an der Kugeloberfläche auf. Das elektrische Feld hat auf der x-Achse nur eine x-Komponente, sie kann deshalb nach Gl. (2.1-8a) durch Ableitung von φ nach x ermittelt werden.

$\varphi(x)$ ergibt sich längs der x -Achse aus Gl. (2.3-57) mit $r_1 = d + x$, $r_2 = -(b + x)$ und $r_3 = -x$.

Die Abstände r_1 , r_2 und r_3 zu den Ersatzladungen sind positive Größen (Beträge) und müssen deshalb im betrachteten Abschnitt $-d < x \leq -r_0$ auf der negativen x -Achse entsprechend der vorstehenden Definition eingesetzt werden. Dabei gibt x die Lage des betrachteten Punktes P auf der x -Achse an, Bild 2.3-16:

$$\varphi(x) = \frac{Q_1}{4\pi\epsilon} \left(\frac{1}{d+x} + \frac{r_0}{d} \cdot \frac{1}{b+x} - \frac{r_0}{d} \cdot \frac{1}{x} \right)$$

für $-d < x \leq -r_0$

Durch Gradientenbildung ergibt sich die x -Komponente der elektrischen Feldstärke E_x :

$$\begin{aligned} E_x &= -\partial\varphi/\partial x \\ &= \frac{-Q_1}{4\pi\epsilon} \left(\frac{-1}{(d+x)^2} - \frac{r_0}{d(b+x)^2} + \frac{r_0}{d x^2} \right) \end{aligned} \quad (2.3-58)$$

für $-d < x \leq -r_0$

Der maximale Feldstärkebetrag E ergibt sich bei $x = -r_0$ im Punkt A. Er ist in diesem Punkt gleich der x -Komponente der elektrischen Feldstärke E_x :

$$\begin{aligned} E &= E_x = \dots \\ &= \frac{-Q_1}{4\pi\epsilon} \left(\frac{-1}{(d-r_0)^2} - \frac{r_0}{d(r_0^2/d-r_0)^2} + \frac{r_0}{d r_0^2} \right) \\ &= \frac{-Q_1}{4\pi\epsilon} \left(\frac{-1}{(d-r_0)^2} - \frac{d}{r_0(r_0-d)^2} + \frac{1}{d r_0} \right) \\ &= \frac{-Q_1}{4\pi\epsilon} \frac{-d r_0 - d^2 + (d^2 - 2d r_0 + r_0^2)}{d r_0 (d-r_0)^2} \\ &= \frac{Q_1}{4\pi\epsilon} \frac{3d r_0 - r_0^2}{d r_0 (d-r_0)^2} \end{aligned}$$

Nach Kürzen von r_0 folgt für den maximalen Feldstärkebetrag im Punkt A bei $x = -r_0$

$$E = E_x = \frac{Q_1}{4\pi\epsilon} \frac{3d - r_0}{d(d-r_0)^2} \quad (2.3-59)$$

Hieraus kann die durch die Kugel hervorgerufene *Feldstärkeüberhöhung* ermittelt werden. Vor Einbringen der Kugel bewirkt die Ladung Q_1 im Punkt A nach Gl. (2.3-2) die elektrische Feldstärke

$$E_1 = E_{1x} = \frac{Q_1}{4\pi\epsilon} \frac{1}{(d-r_0)^2} \quad (2.3-60)$$

Für das Verhältnis der überhöhten zur ursprünglichen Feldstärke folgt aus Gl. (2.3-59) und (-60)

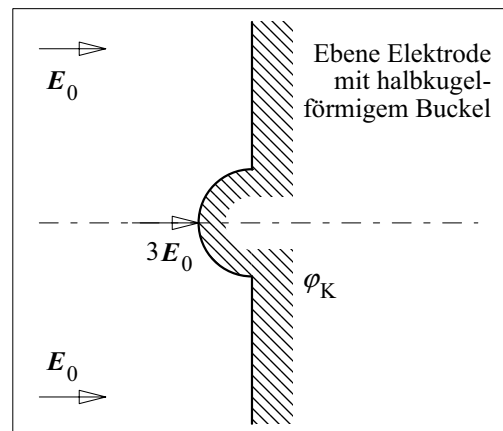
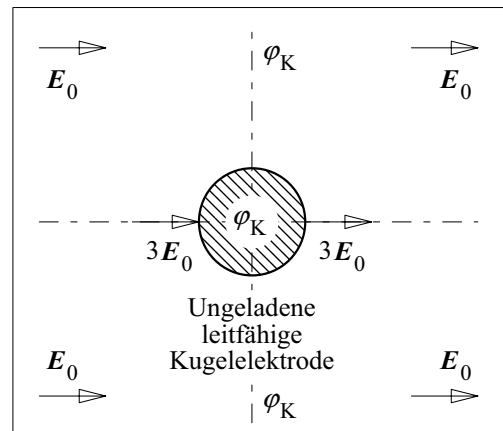


Bild 2.3-18: Feldüberhöhung durch eine ungeladene leitfähige Kugel (oben) und durch eine halbkugelförmige Erhebung auf einer ebenen Elektrode (unten) im ursprünglich homogenen Feld.

$$\frac{E}{E_1} = 3 - \frac{r_0}{d} \quad (2.3-61)$$

Für ein nahezu *homogenes Feld* E_0 gilt $d \gg r_0$ und die Feldstärke wird um den **Faktor 3** überhöht:

$$E = 3 E_0 \quad (2.3-62)$$

Anmerkung: Damit wird deutlich, dass *leitfähige Partikel* in einer Isolierung zu gefährlichen Feldstärkeüberhöhungen führen können. I.d.R. weichen solche Partikel mehr oder weniger stark von der idealen Kugelform ab, so dass es in der Praxis noch zu *erheblich höheren Feldstärkeüberhöhungen* kommen kann. Eine saubere Verarbeitung der Isolierstoffe zur *Vermeidung leitfähiger Verunreinigungen* ist deshalb eine Grundvoraussetzung der hochspannungstechnischen Fertigung!

Im Sonderfall des homogenen Feldes ($d \gg r_0$) ist die Anordnung symmetrisch bzgl. der Äquipotentialfläche φ_K , Bild 2.3-17. Diese kann dann als ebene Elektrode interpretiert werden, aus der sich ein *halbkugelförmiger Elektrodenaufsatz* erhebt, Bild 2.3-18. Die maximale Feldstärke ist dreimal so hoch wie im ungestörten homogenen Feld.

Die Feldstärkeüberhöhung durch eine leitfähige Halbkugel auf einer *ebenen* Elektrode kann auch als Modell für die Feldstärkeüberhöhung auf einer *nicht vollständig ebenen Elektrodenoberfläche* angesehen werden. Unebenheiten führen in der Praxis dazu, dass z.B. Abschirmelektroden einen Entladungseinsatz bereits bei Spannungen aufweisen, bei denen die makroskopische Feldstärke noch keinen Entladungseinsatz erwarten lässt (in Luft ist $\hat{E}_D$ etwa 30 kV/cm).

2.3.5.2 Feld zwischen zwei leitenden Kugeln (Kugelfunkenstrecke)

Das Ersatzladungsverfahren erlaubt auch die Berechnung des Feldes zwischen zwei kugelförmigen Elektroden, sowie zwischen einer kugelförmigen Elektrode und einer (Symme-

trie-)Ebene. In der Praxis kommen solche Anordnungen als *Kugelfunkenstrecken* und als *Abschirmelektroden gegen ebene Wände* vor. Deshalb soll hier die vergleichsweise aufwendige iterative Berechnung erläutert werden, Bild 2.3-19:

Gegeben sind zwei leitfähige Kugeln mit dem Radius r_0 , dem Mittelpunktsabstand d und der Potentialdifferenz $\Delta\varphi = U$.

- (1) Durch Setzen von *Ersatzladungen* sollen die vorgegebenen Kugeloberflächen durch die berechneten Äquipotentialflächen angenähert werden.
- (2) *Feldstärken* ergeben sich nach dem Setzen der Ladungen aus der Überlagerung der Ersatzladungsfelder.

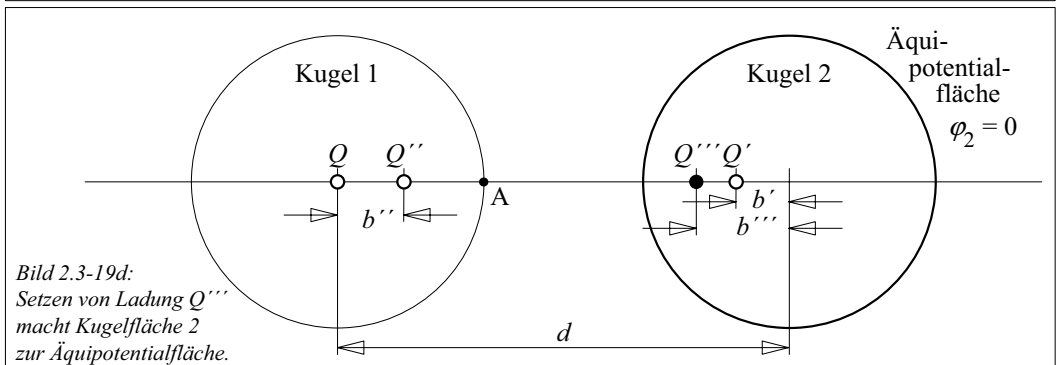
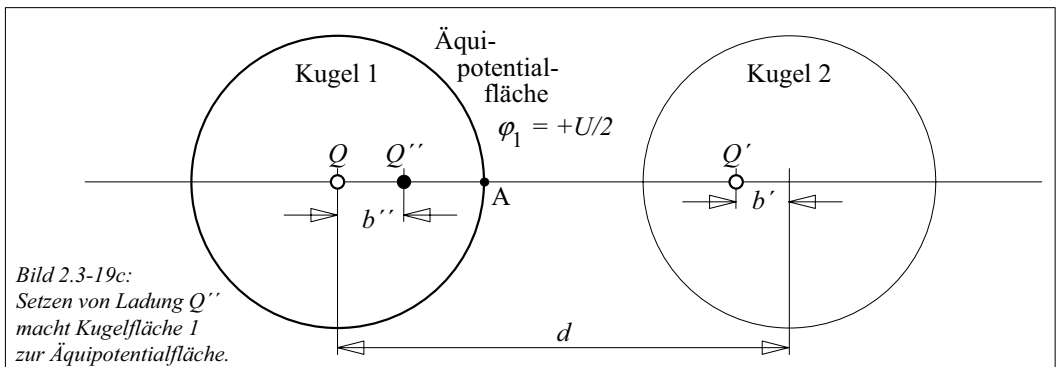
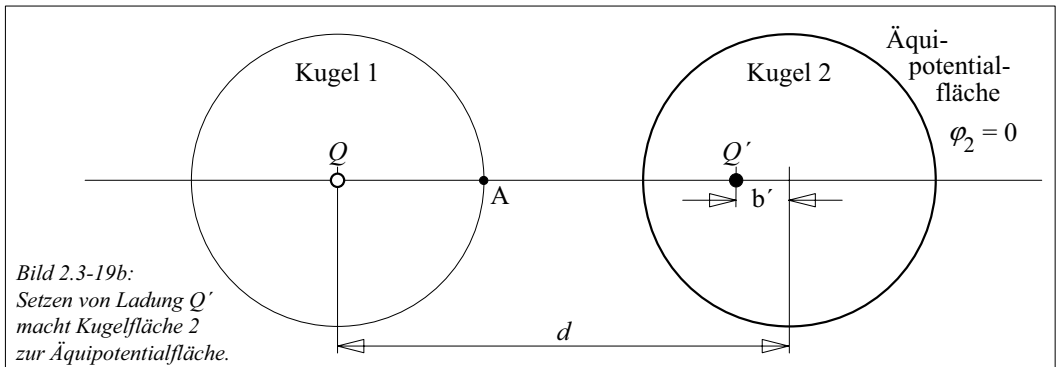
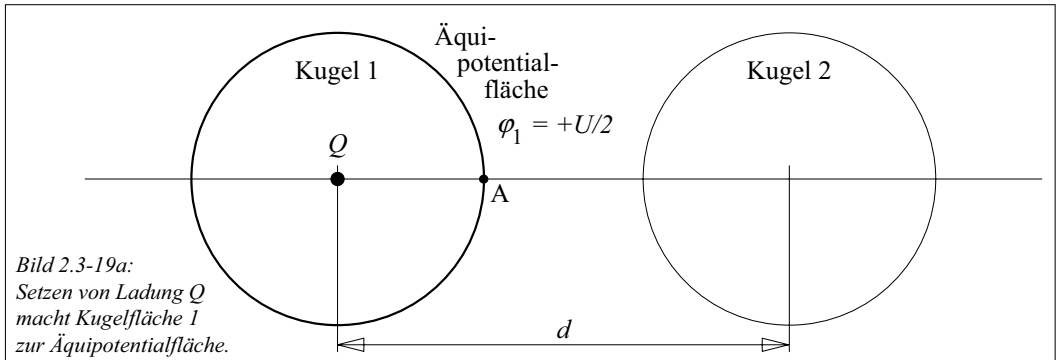
Zu (1): Ersatzladungen

(a) Zunächst wird im Mittelpunkt der Kugel 1 eine Ersatzladung Q gesetzt. Aufgrund des radialsymmetrischen Feldes ist Kugeloberfläche 1 auch Äquipotentialfläche. Q wird so bestimmt, dass sich das Potential $\varphi_1 = U/2$ ergibt. Kugeloberfläche 2 ist natürlich aufgrund des radialsymmetrischen Feldes der Ladung Q *keine* Äquipotentialfläche, Bild 2.3-19a.

(b) Kugeloberfläche 2 kann zu einer Äquipotentialfläche mit dem Potential $\varphi_2 = 0$ durch Setzen einer *Spiegelladung* Q' im Abstand b' vom Mittelpunkt gemacht werden, Bild 2.3-19b. Die Ladungen Q und Q' entsprechen dabei den Ladungen Q_1 und Q_2 in Bild 2.3-15. Nach dem Setzen von Q' ist Kugeloberfläche 1 *keine* Äquipotentialfläche mehr.

(c) Durch Setzen der Ersatzladung Q'' als Spiegelladung zu Q' wird Kugeloberfläche 1 wieder zur Äquipotentialfläche, da die Ladung Q im Mittelpunkt 1 ein radialsymmetrisches Feld mit konzentrischen Potentialflächen erzeugt, Bild 2.3-19c. Das Potential ist die Summe der Potentiale, die der Ladung Q , sowie dem Ladungspaar (Q', Q'') zugeordnet werden:

$$\varphi_1 = \varphi_1(Q) + \varphi_1(Q', Q'') = U/2 + 0 = U/2$$



Jetzt ist Kugelfläche 2 *keine* Äquipotentialfläche mehr.

(d) Kugelfläche 2 wird wieder zur Äquipotentialfläche, wenn Q''' als Spiegelladung zu Q'' gesetzt wird. Das Potential der Kugelfläche 2 ergibt sich dann wieder zu Null:

$$\varphi_2 = \varphi_2(Q, Q') + \varphi_2(Q'', Q''') = 0 + 0 = 0$$

Jetzt ist Kugelfläche 1 *keine* Äquipotentialfläche mehr.

Durch weiteres abwechselndes Setzen von Spiegelladungen kann man sich dem Zustand zweier kugelförmiger Äquipotentialflächen mit den Potentialen $\varphi_1 = U/2$ und $\varphi_2 = 0$ *iterativ* immer weiter nähern.

Durch Aufbau einer zweiten gleichartigen Ladungsreihe, die mit der Ersatzladung $-Q$ im Mittelpunkt von Kugel 2 beginnt, werden die Potentiale $\varphi_1 = 0$ und $\varphi_2 = -U/2$ erzeugt. Nach Überlagerung beider Ladungsreihen ergibt sich die gewünschte Potentialdifferenz $\Delta\varphi = U/2 - (-U/2) = U$ zwischen den beiden Kugeln.

Nachfolgend werden die zur Berechnung von Größe und Position der Ersatzladungen nötigen Gleichungen zusammengestellt:

(a) Q erzeugt die Äquipotentialfläche 1 ($\varphi_1 = U/2$) nach Gl. (2.3-44):

$$b = 0 \quad (2.3-63a)$$

$$Q = 0,5 U 4\pi\epsilon r_0$$

(b) Q' erzeugt mit Q die Äquipotentialfläche 2 ($\varphi_2 = 0$) nach Gl. (2.3-55) und (-53):

$$b' = r_0^2/d \quad (2.3-63b)$$

$$Q' = -Q r_0/d$$

(c) Q'' erzeugt mit Q' , sowie mit Q , die Äquipotentialfläche 1 ($\varphi_1 = 0 + U/2 = U/2$). Dabei ist der Abstand d zur Gegenladung um b' zu verkürzen:

$$b'' = r_0^2/(d - b') \quad (2.3-63c)$$

$$Q'' = -Q' r_0/(d - b')$$

(d) Q''' erzeugt mit Q'' , sowie Q' mit Q , die Äquipotentialfläche 2 ($\varphi_2 = 0 + 0 = 0$). Dabei ist der Abstand d zur Gegenladung um b'' zu verkürzen:

$$b''' = r_0^2/(d - b'') \quad (2.3-63d)$$

$$Q''' = -Q'' r_0/(d - b''')$$

(e) usw.

Anmerkung: Aufgrund des rekursiven Charakters eignen sich diese Gleichungen gut für die Erstellung eines einfachen numerischen Iterationsprogrammes. Man erkennt an diesem Beispiel bereits den Grundgedanken der *numerischen Feldberechnung* nach dem Ersatzladungsverfahren, bei dem die gegebenen Elektrodenkonturen durch Setzen von Ersatzladungen iterativ angenähert werden.

Beispiel: Kugelfunktenstrecke für $r_0 = 0,2 d$

Eine Kugelfunktenstrecke soll für den Spezialfall $r_0 = 0,2 d$ berechnet werden. Hierfür werden die Gleichungen (2.3-63a) ff. ausgewertet, Bild 2.3-20. Die erste (*weiß hinterlegte*) Ladungsreihe erzeugt das Potential $\varphi_1 = U/2$ auf Kugel 1, die zweite (*grau hinterlegte*) Ladungsreihe das Potential $\varphi_2 = -U/2$ auf Kugel 2. Ladungsreihe Nr. 1 beginnt mit der Ersatzladung $+Q$ im Mittelpunkt von Kugel 1, Ladungsreihe Nr. 2 mit der Ersatzladung $-Q$ im Mittelpunkt von Kugel 2. Dabei ist zu bemerken, dass zu jeder Ladungsreihe immer abwechselnd Ladungen auf beiden Kugeln gehören. Alle positiven Ersatzladungen befinden sich innerhalb der Kugelfläche 1, alle negativen Ersatzladungen innerhalb der Kugelfläche 2. Mit zunehmender Anzahl der Iterationsschritte nimmt der Betrag der Ladungen und die Entfernung zur benachbarten Ersatzladung stark ab.

Aus den Ladungssummen für beide Kugeln kann mit Gl. (2.1-10) und (2.3-63a) die *Kapazität der Kugelfunktenstrecke* berechnet werden:

$$C = Q_{\text{ges}}/U = 1,25 Q/U = 2,5 \pi\epsilon r_0 \quad (2.3-64)$$

Diese Kapazität ist niedriger als die Kapazität einer gleich großen Kugel gegen eine unendlich weit entfernte konzentrische Gegenelektrode, Gl. (2.3-6):

$$C = 4 \pi\epsilon r_0$$

Die Symmetrieebene zwischen den beiden Kugeln ist Äquipotentialfläche mit dem Potential $\varphi = 0$. Die berechnete Anordnung enthält also auch den Fall einer *Kugelelektrode gegen eine ebene Elektrode*. Gegenüber Gl. (2.3-74) verdoppelt sich die Kapazität:

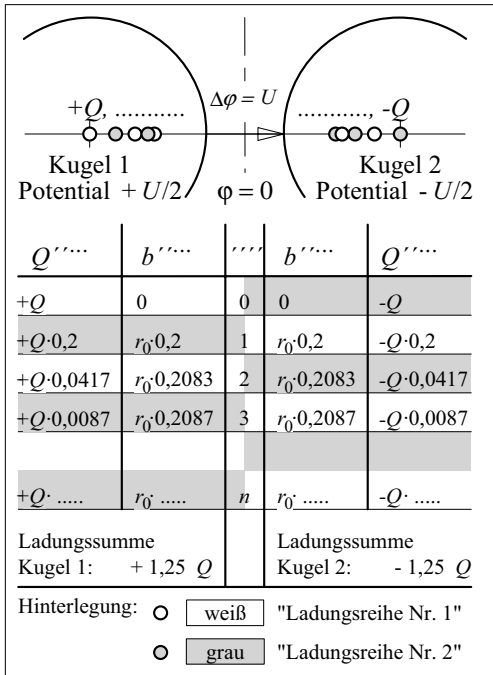


Bild 2.3-20: Position und Größe der Ersatzladungen für die Berechnung einer Kugelfunktenstrecke mit $r_0 = 0,2 d$.

$$C = 5 \pi \epsilon r_0 \quad (2.3-65)$$

Zu (2): Maximalfeldstärken

Wie im vorigen Kapitel 2.3.5.1 können die den einzelnen Ersatzladungen zuzuordnenden Potentiale überlagert werden. Durch Gradientenbildung ergibt sich dann die Feldverteilung aus der Potentialverteilung.

Für die Ermittlung der Maximalfeldstärke auf der Verbindungslinie der Kugelmittelpunkte an der Kugeloberfläche (Punkt A, Bild 2.3-19) können auch die einzelnen *Feldstärkebeiträge* direkt summiert werden, da in diesem Punkt alle von den Ersatzladungen ausgehenden Feldvektoren parallel gerichtet sind.

Nach Gl. (2.3-2) gilt für einen einzelnen Feldstärkebeitrag

$$E_i = Q_i / (4 \pi \epsilon r_i^2).$$

Der Index „i“ steht für die einzelnen Ersatzladungen, r_i ist der Abstand von der Ersatzla-

dung Q_i zum betrachteten Feldpunkt A, Bild 2.3-19.

Die Summation über alle Feldstärkebeiträge E_i muss immer mit gleichem positivem Vorzeichen erfolgen, da sowohl die positiven Ladungen in Kugel 1, als auch die negativen Ladungen in Kugel 2 in dem dazwischen liegenden Punkt A Feldstärkevektoren in die gleiche Richtung hervorrufen. Entsprechend der unterschiedlichen Ladungspolaritäten alterniert deshalb das Vorzeichen in Gl. (2.3-66):

$$E_{\max} = \frac{1}{4 \pi \epsilon} \left[\frac{+Q}{r_0^2} + \frac{-Q'}{(r_0 - b')^2} + \frac{+Q''}{(r_0 - b'')^2} + \dots \right. \\ \left. - \frac{-Q}{(d - r_0)^2} - \frac{+Q'}{(d - r_0 - b')^2} - \frac{-Q''}{(d - r_0 - b'')^2} - \dots \right] \quad (2.3-66)$$

Anmerkung: Der richtige Feldstärkebetrag im Punkt A ergibt sich auch, wenn alle *Ladungen als Beträge* eingesetzt und alle *Summanden mit positivem Vorzeichen* überlagert werden.

Die Ladungen gehören abwechselnd zur ersten Ladungsreihe (Start in Kugel 1 mit $+Q$) bzw. zur zweiten Reihe (Start in Kugel 2 mit $-Q$).

Dabei enthält die *erste Gleichungszeile* die Summation aller Beiträge der positiven Ladungen aus Kugel 1. Der Abstand von $+Q$ zum Punkt A ist gleich dem Kugelradius r_0 , die weiteren Abstände sind jeweils um b' , b'' , b''' , ... verkürzt.

Die *zweite Gleichungszeile* enthält die Summation aller Beiträge der negativen Ladungen aus Kugel 2. Der Abstand von $-Q$ zum Punkt A ist jetzt gleich $(d - r_0)$, die weiteren Abstände sind ebenfalls um b' , b'' , b''' , ... verkürzt.

Es ist nicht mehr sinnvoll Gl. (2.3-66) durch Einsetzen der Gl. (2.3-63) weiter auszuwerten. Vielmehr sollten die Zahlenwerte für die Ersatzladungen und ihre Positionen eingesetzt werden.

Beispiel: Kugelfunktenstrecke (Fortsetzung)

Für eine Kugelfunktenstrecke mit $r_0 = 0,2 d$ wurden im vorherigen Beispiel die Ersatzladungen Q , Q' , Q'' , Q'''

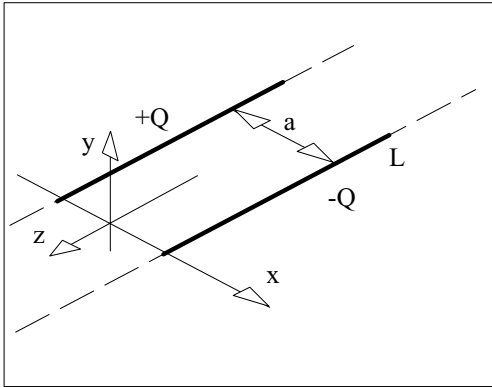


Bild 2.3-21: Unendlich ausgedehnte parallele Linienladungen.

und ihre Positionen b, b', b'', b''' bestimmt. Durch Einsetzen der Zahlenwerte in Gl. (2.3-66) folgt mit

$$Q = 0,5 U 4\pi\epsilon r_0$$

nach Gl. (2.3-63a):

$$E_{\max} = 0,736 U/r_0 = 3,68 U/d = 2,21 U/s$$

Dabei ist $r_0 = 0,2 d$ der Kugelradius, d der Abstand der Kugelmittelpunkte und $s = 0,6 d$ die „Schlagweite“ zwischen den Kugeln. Diese Werte können verglichen werden mit der Feldstärke im Plattenkondensator

$$E = 1 \cdot U/s,$$

der Feldstärke an der Oberfläche einer einzelnen Kugel

$$E = 1 \cdot U/r_0$$

und der Feldstärke bei einer Kugelfunkenstrecke mit sehr großem Abstand ($d \gg r_0$)

$$E = 0,5 \cdot U/r_0.$$

2.3.5.3 Parallele Linienladungen

Einige wichtige Anordnungen der Hochspannungstechnik lassen sich mit Hilfe von *Linienladungen* berechnen, bei denen die Ladung Q gleichmäßig über die Linienlänge L verteilt ist. Nachfolgend soll das elektrische Feld in der Umgebung von zwei parallelen, gleich großen Linienladungen entgegengesetzter Polarität betrachtet werden, Bild 2.3-21.

Die Potentialverteilung im Feldraum wird durch Überlagerung der den beiden Linienladungen zuzuordnenden Potentiale bestimmt.

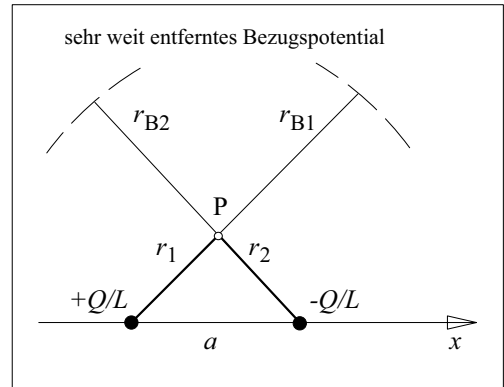


Bild 2.3-22: Unendlich ausgedehnte parallele Linienladungen (Schnittbild).

Es handelt sich um ein ebenes Feld, so dass die Betrachtung einer Ebene senkrecht zu den Linienladungen ausreicht, Bild 2.3-22. Die Gegenladungen und das Bezugspotential $\varphi_B = 0$ können nicht, wie im kugelsymmetrischen Feld, als unendlich weit entfernt angenommen werden, da sich sonst unendlich große Potentialdifferenzen ergeben würden, vgl. Kap. 2.3.1.3. In der Rechnung werden deshalb zunächst die endlichen Radien r_{B1} und r_{B2} zur Angabe der Gegenladungen eingeführt. Sie lassen sich später unter der Voraussetzung sehr weit entfernter Gegenladungen wieder eliminieren, Bild 2.3-22.

Für die Überlagerung der Potentiale φ_1 und φ_2 , die den Ladungen $+Q$ und $-Q$ zugeordnet werden, gilt im Punkt P mit Gl. (2.3-18)

$$\begin{aligned} \varphi &= \varphi_1 + \varphi_2 \\ &= \frac{Q/L}{2\pi\epsilon} \ln \frac{r_{B1}}{r_1} - \frac{Q/L}{2\pi\epsilon} \ln \frac{r_{B2}}{r_2} \\ &= \frac{Q/L}{2\pi\epsilon} \ln \left(\frac{r_{B1}}{r_1} \cdot \frac{r_2}{r_{B2}} \right) \end{aligned}$$

Unter der Annahme eines sehr weit entfernten Bezugspotentials, d.h. unter der Annahme

$$r_1, r_2, a \ll r_{B1} \approx r_{B2}$$

kann mit $r_{B1}/r_{B2} \approx 1$ der Abstand zum Bezugspotential gekürzt werden:

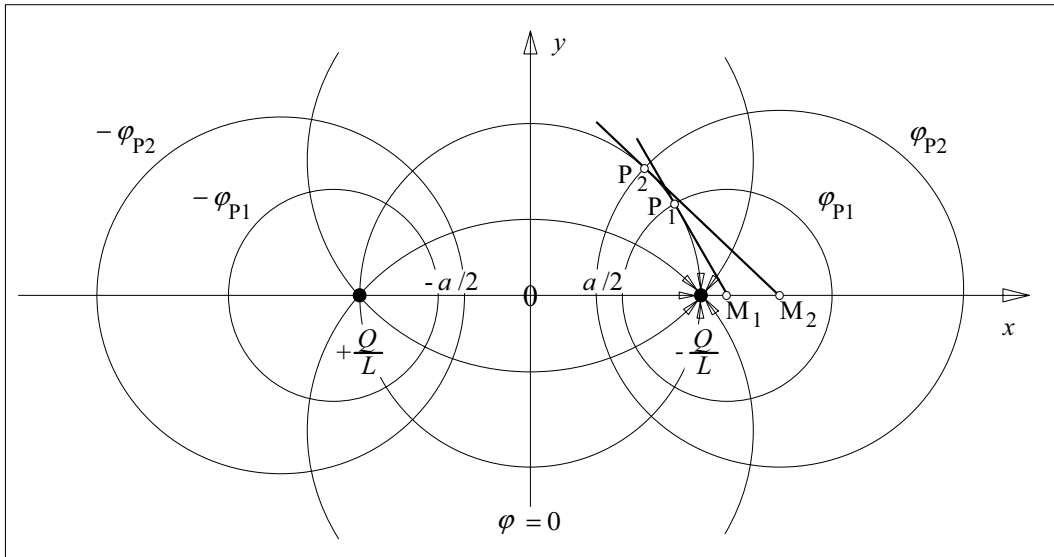


Bild 2.3-23: Graphische Konstruktion eines Feld- und Äquipotentiallinienbildes für parallele Linienladungen

$$\varphi = \frac{Q/L}{2\pi\epsilon} \ln \frac{r_2}{r_1} \quad (2.3-67)$$

Äquipotentialflächen $\varphi = \text{const.}$ werden nach Gl. (2.3-67) durch die Bedingung

$$r_2/r_1 = k = \text{const.} \quad (2.3-68)$$

beschrieben. Bei der Betrachtung von Punktladungen wurde in Kap. 2.3.5.1 bereits gezeigt, dass eine solche Bedingung eine *Kreisgleichung* für die betrachtete Zeichenebene ist, vgl. Gl. (2.3-47) ff. D.h. alle Äquipotentialflächen sind in dem betrachteten ebenen Feld *Zylinderflächen*.

Es lässt sich zeigen, dass auch die *Feldlinien Kreise* sind, die durch die Schnittpunkte der Linienladungen $+Q$ und $-Q$ mit der Zeichenebene verlaufen [2]. Dadurch ergibt sich ein *graphisches Konstruktionsverfahren* für ein Feld- und Äquipotentiallinienbild, Bild 2.3-23:

- Zunächst wird ein Kreis mit dem Radius $r = a/2$ durch die Ladungsspurpunkte $+Q$ und $-Q$ gezeichnet. Die beiden Halbkreise beschreiben zwei Feldlinien.
- In beliebigen Punkten $P_1, P_2, \dots$ wird der „Feldlinienkreis“ von den „Potentiallinienkreisen“ senkrecht geschnitten.

- Die Mittelpunkte $M_1, M_2, \dots$ der Potentiallinienkreise liegen aus Symmetriegründen auf der x -Achse. Außerdem berühren die Radien $M_1P_1, M_2P_2, \dots$ den Feldlinienkreis tangential. D.h. die Mittelpunkte ergeben sich aus den Schnittpunkten der Tangenten in $P_1, P_2, \dots$ mit der x -Achse.

- Weitere Feldlinien werden durch Kreise ergänzt, deren Mittelpunkte auf der y -Achse liegen.

Das Potential der Punkte $P_1, P_2, \dots$ und der durch sie verlaufenden Äquipotentialflächen ergibt sich aus Gl. (2.3-67). Die Symmetrieebene zwischen den Ladungen $+Q$ und $-Q$ ist Äquipotentialfläche mit dem Bezugspotential $\varphi = 0$. Feldlinien und Äquipotentialflächen auf der anderen Seite der Symmetrieebene ergeben sich durch Spiegelung, Potentialwerte durch Umkehrung des Vorzeichens, Bild 2.3-23.

Für Feldberechnungen nach dem Ersatzladungsverfahren können nun die von den Ersatzladungen hervorgerufenen Äquipotentialflächen als leitende Elektroden interpretiert werden. Das Feld der Linienladungen enthält einige wichtige hochspannungstechnische Elektrodenanordnungen, die in Kap. 2.5.3.4 als *Beispiele* betrachtet werden. Hierzu gehören

parallele Zylinder, zylindrische Leiter gegen ebene Elektroden, Rohrleiter mit exzentrischen Innenleitern und die Leiter von Drehstromfreileitungen, vgl. Bild 2.3-23.

2.3.5.4 Felder in der Umgebung zylindrischer Leiter

Beispiel 1: Parallele zylindrische Leiter („Zweidrahtleitung“)

Sind zwei zylindrische Leiter mit dem Radius r_0 und dem Mittellinienabstand d gegeben, so ist der Abstand a der Ersatzladungen unbekannt, d.h. die Position b der Ersatzladungen ist zu bestimmen, Bild 2.3-24.

Die hierfür notwendigen geometrischen Überlegungen wurden im Zusammenhang mit dem Feld zwischen Punktladungen bereits angestellt. In beiden Fällen beschreibt die Beziehung $r_2/r_1 = k = \text{const.}$ (Gl. (2.3-47) bzw. (-68)) einen Kreis mit dem Radius r_0 und dem Abstand b zwischen Kreismittelpunkt und Position der Ersatzladung.

Anmerkung: Im Falle der Punktladungen hat der Faktor k außer der geometrischen Bedeutung noch die Bedeutung eines Ladungsverhältnisses. D.h. bei gegebenen Ladungen gibt es nur eine einzige kreisförmige Äquipotentiallinie (bzw. kugelförmige Äquipotentialfläche). Im Falle der parallelen Linienladungen gibt es dagegen *keinen* Zusammenhang zwischen k und den Ladungen, so dass es auch beliebig viele kreisförmige Äquipotentiallinien (bzw. zylinderförmige Äquipotentialflächen) gibt.

Aus Kap. 2.3.5.1 können somit die geometrischen Beziehungen Gl. (2.3-48) und (2.3-49) übernommen werden:

$$\begin{aligned} b &= a / (k^2 - 1) \\ r_0 &= a k / (k^2 - 1) \end{aligned} \quad (2.3-69)$$

Die unbekannte *Position der Ersatzladungen* b (bzw. a) soll nun durch die gegebenen Größen r_0 und d ausgedrückt werden. Der Faktor k ist dabei zu eliminieren. Mit

$$\begin{aligned} d &= a + 2b \\ &= a + 2a / (k^2 - 1) \end{aligned}$$

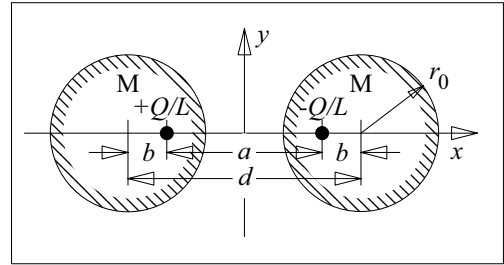


Bild 2.3-24: Parallele zylindrische Leiter, Berechnung mit (Linien-)Ersatzladungen.

$$= a (k^2 + 1) / (k^2 - 1)$$

bildet man

$$\begin{aligned} (d/2)^2 - r_0^2 &= \frac{a^2}{4} \cdot \frac{k^4 + 2k^2 + 1}{(k^2 - 1)^2} - \frac{a^2}{4} \cdot \frac{4k^2}{(k^2 - 1)^2} \\ &= \frac{a^2}{4} \cdot \frac{k^4 - 2k^2 + 1}{k^4 - 2k^2 + 1} = \frac{a^2}{4} \end{aligned}$$

Für den Abstand der Ersatzladungen folgt

$$a = 2 \sqrt{(d/2)^2 - r_0^2}$$

Wird der Leiterradius r_0 durch den Leiterdurchmesser $d_0 = 2r_0$ ersetzt, ergibt sich

$$a = \sqrt{d^2 - d_0^2} \quad (2.3-70)$$

Damit ist gemäß Bild 2.3-24 auch der gesuchte Abstand $b = (d - a)/2$ zwischen Leiterachse und Linienladung bestimmt.

Der *Potentialverlauf* auf der x -Achse, auf der die höchsten elektrischen Feldstärken auftreten, ergibt sich aus Gl. (2.3-67):

$$\varphi(x) = \frac{Q/L}{2\pi\epsilon} \ln \frac{r_2(x)}{r_1(x)}$$

Die Abstände $r_1(x)$ und $r_2(x)$ müssen bereichsweise so definiert werden, dass sich positive Werte ergeben. In dem interessierenden Bereich $-a/2 < x < +a/2$ (zwischen den Linienladungen) gilt

$$\varphi(x) = \frac{Q/L}{2\pi\epsilon} \ln \frac{a/2 - x}{a/2 + x} \quad (2.3-71)$$

Für den *Feldstärkeverlauf* $E(x) = E_x(x)$ entlang der x -Achse folgt aus Gl. (2.3-71):

$$\begin{aligned} E(x) &= -\partial\varphi/\partial x \\ &= -\frac{Q/L}{2\pi\epsilon} \cdot \frac{\partial}{\partial x} [\ln(a/2 - x) - \ln(a/2 + x)] \\ &= -\frac{Q/L}{2\pi\epsilon} \left[\frac{-1}{(a/2 - x)} - \frac{1}{(a/2 + x)} \right] \\ &= \frac{Q/L}{2\pi\epsilon} \left[\frac{1}{(a/2 - x)} + \frac{1}{(a/2 + x)} \right] \end{aligned} \quad (2.3-72)$$

Zum gleichen Ergebnis kommt man auch durch direkte *Überlagerung der einzelnen Feldstärken* gemäß Gl. (2.3-17).

Bild 2.3-25 stellt den Potential- und Feldstärkeverlauf nach Gl. (2.3-71) und (-72) entlang der x -Achse zwischen den Leitern dar.

Innerhalb der Leiter ergeben die auf der Ersatzladungsvorstellung beruhenden Gleichungen falsche Ergebnisse: Das Potential innerhalb eines idealen Leiters ist konstant, die elektrische Feldstärke geht gegen Null.

An der Außenseite der Leiter für $x > d/2 + r_0$ bzw. für $x < -d/2 - r_0$ nehmen die Potential- und Feldstärkebeträge nach außen hin ab. Die Feldstärkebeträge an der Leiternaßenseite sind wesentlich geringer als an der dem anderen Leiter zugewandten Seite.

Zur Berechnung der *Kapazität* C wird die Potentialdifferenz U mit Gl. (2.3-71) als Funktion der Ersatzladung Q ermittelt:

$$\begin{aligned} U &= \varphi(x = -d/2 + r_0) - \varphi(x = d/2 - r_0) \\ &= \frac{Q/L}{2\pi\epsilon} \ln \left[\frac{a/2 + d/2 - r_0}{a/2 - d/2 + r_0} \cdot \frac{a/2 + d/2 - r_0}{a/2 - d/2 + r_0} \right] \\ &= \frac{Q/L}{\pi\epsilon} \ln \frac{a/2 + d/2 - r_0}{a/2 - d/2 + r_0} \end{aligned}$$

Die Kapazität ergibt sich hieraus durch Bildung des Verhältnisses $C = Q/U$:

$$C = \frac{\pi\epsilon L}{\ln \frac{a/2 + (d/2 - r_0)}{a/2 - (d/2 - r_0)}} \quad (2.3-73)$$

Wird der Ladungsabstand a nach Gl. (2.3-70) eingesetzt, kann die Kapazität als Funktion der geometrischen Größen d und r_0 angegeben werden:

$$C = \frac{\pi\epsilon L}{\ln \left[\frac{d}{2r_0} + \sqrt{\left(\frac{d}{2r_0} \right)^2 - 1} \right]} \quad (2.3-74)$$

Anmerkung: Die Ableitung von Gl. (2.3-74) aus Gl. (2.3-73) erfordert Umrechnungen in mehreren Zwischenschritten. Dabei ist es sinnvoll, im Argument des Logarithmus den Ausdruck $(d/2 - r_0)^{-1/2}$ herauszukürzen und den Nenner durch Erweiterung rational zu machen.

Für $d \gg r_0$, d.h. für große Abstände bzw. kleine Leiterradien vereinfacht sich Gl. (2.3-74):

$$C \approx \frac{\pi\epsilon L}{\ln \frac{d}{r_0}} \quad (2.3-75)$$

Anmerkung: Diese Näherungsgleichung ergibt sich auch unmittelbar aus Gl. (2.3-73), wenn man berücksichtigt, dass bei großen Leiterabständen d der Ladungsabstand a etwa gleich d zu setzen ist (vgl. Gl. (2.3-70)). D.h. für den Zähler im Argument des Logarithmus gilt

$$a/2 + d/2 - r_0 \approx d - r_0 \approx d.$$

Für den Nenner gilt

$$a/2 - d/2 + r_0 = -b + r_0 \approx r_0,$$

weil der Abstand b zwischen Linienladung und Leiterachse klein gegen den Leiterradius r_0 wird.

Die Gültigkeitsgrenzen der Näherung (2.3-75) ergeben sich aus einer *Fehlerbetrachtung* für unterschiedliche Verhältnisse d/r_0 :

d/r_0	2,5	5	10	20
$C_{\text{Näherung}}/C$	0,757	0,973	0,996	0,9992
Fehler in %	24,3	2,7	0,4	0,08

D.h. bei sehr vielen Anordnungen der Hochspannungstechnik kann die vereinfachte Gl. (2.3-75) verwendet werden, weil der Leiterabstand d wesentlich größer ist als der Leiterradius r_0 .

Die *maximale Feldstärke* ergibt sich aus Gl. (2.3-72) an der Leiteroberfläche bei $x = d/2 - r_0$. Für Q wird $Q = C \cdot U$ mit C nach Gl. (2.3-74) eingesetzt, um eine exakte Lösung zu

erhalten:

$$E_{\max} = \frac{U \cdot \sqrt{\left(\frac{d}{2r_0}\right)^2 - 1}}{(d - 2r_0) \cdot \ln \left[\frac{d}{2r_0} + \sqrt{\left(\frac{d}{2r_0}\right)^2 - 1} \right]} \quad (2.3-76)$$

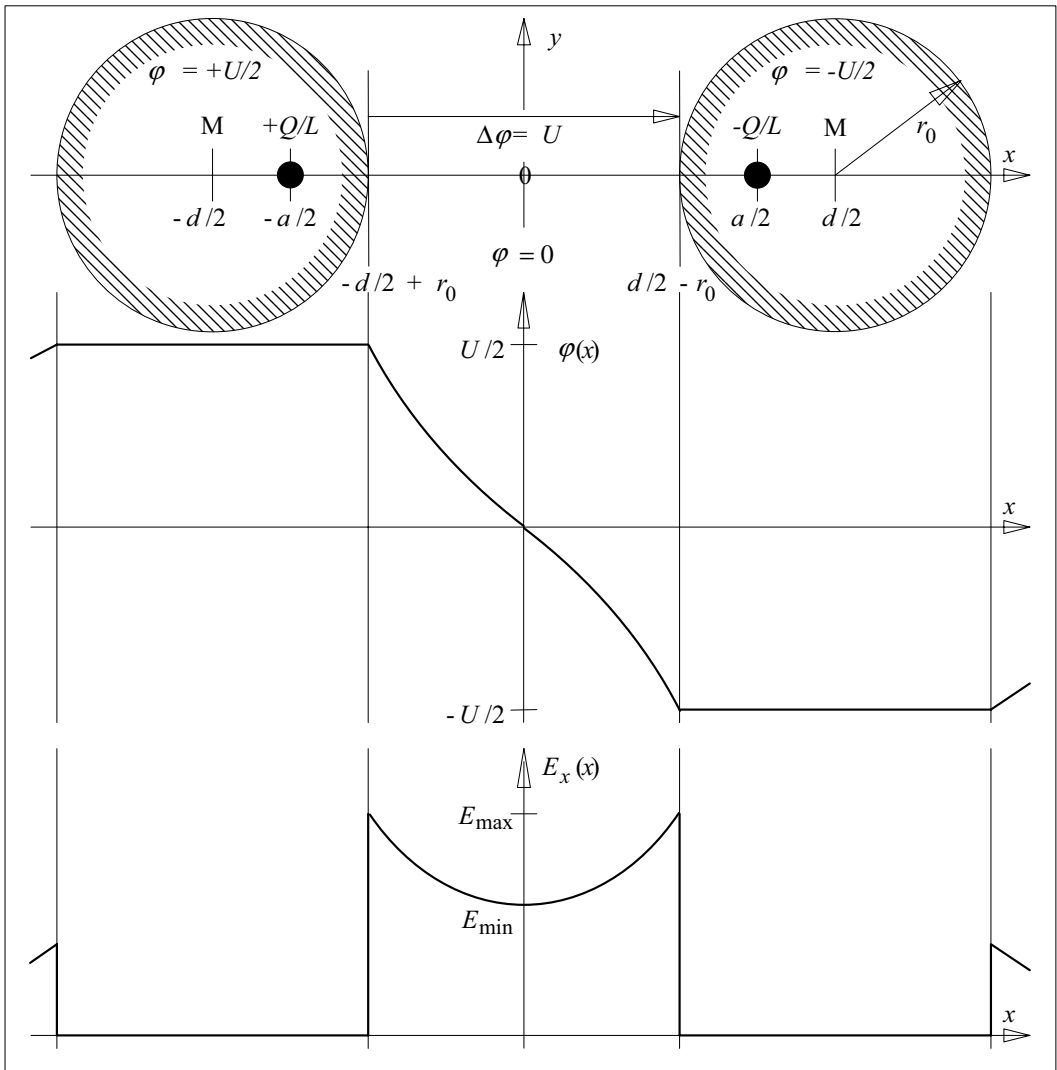


Bild 2.3-25: Parallele zylindrische Leiter, Potential- und Feldstärkeverlauf auf der Verbindungslinie der Leitermittelpunkte (x -Achse) in der x,y -Ebene. Die Verläufe innerhalb der Leiter können nicht aus den gesetzten Ersatzladungen bestimmt werden.

Für $d \gg r_0$, d.h. für große Abstände bzw. kleine Leiterradien vereinfacht sich Gl. (2.3-76):

$$E_{\max} \approx \frac{U}{2 r_0 \cdot \ln \frac{d}{r_0}} \quad (2.3-77)$$

Für dünne Drähte lässt sich daraus die *Einsatzspannung von Koronaentladungen* berechnen, wenn die Einsatzfeldstärke E_E der Entladungen bekannt ist:

$$U_E \approx E_E \cdot 2 r_0 \cdot \ln(d/r_0) \quad (2.3-78)$$

Die Gültigkeitsgrenzen der Näherungsgleichungen (2.3-77) und (-78) ergeben sich aus einer *Fehlerbetrachtung* für unterschiedliche Verhältnisse d/r_0 :

6

d/r_0	5	10	20	40
$E_{\text{Näherung}}/E$	0,637	0,813	0,904	0,951
Fehler in %	36,3	18,7	9,6	4,9

D.h. die Näherungsgleichungen (2.3-77) und (-78) für die maximale Feldstärke und die Koronaeinsatzspannung liefern erst bei sehr großen Verhältnissen d/r_0 befriedigende Genauigkeiten. Man muss deshalb i.d.R. die exakte Lösung nach Gl. (2.3-76) berechnen.

Beispiel 2: Zylinder über Ebene

Eine häufige Anordnung besteht aus einem zylindrischen Leiter, der in der Höhe h über oder neben einer leitenden Ebene geführt wird. Dieser Fall lässt sich auf das vorige Beispiel paralleler Zylinder zurückführen, wenn man die leitende Ebene als Symmetrieebene bzw. Äquipotentialfläche mit dem Potential $\varphi = 0$ auffasst und einen zweiten zylindrischen Leiter als Spiegelbild ergänzt, Bild 2.3-26. Die *Kapazität* C der Anordnung ist doppelt so groß wie die der entsprechenden parallelen Zylinder C' . Mit Gl. (2.3-75) gilt für $d' = 2h \gg r_0$

$$C \approx \frac{\pi \epsilon L}{\ln \frac{2h}{r_0}} \quad \dots (2.3-79)$$

Die *maximale Feldstärke* ergibt sich, wenn in Gl. (2.3-76) bzw. (-77) die Spannung U durch

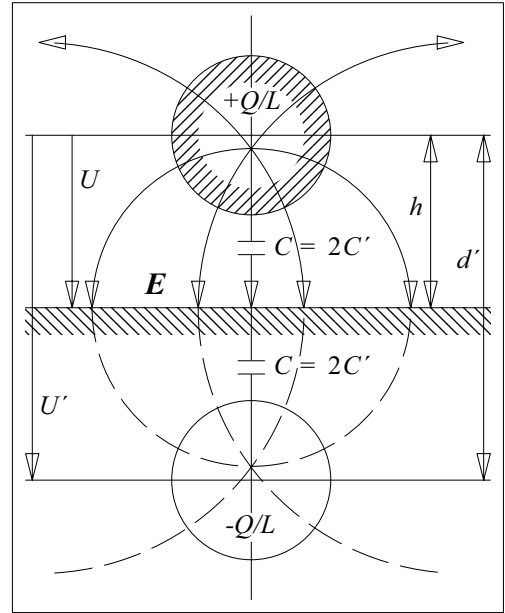


Bild 2.3-26: Zylindrischer Leiter über leitender Ebene. Berechnung mit Hilfe einer spiegelsymmetrischen Ladungsanordnung.

$U' = 2 U$ und der Achsenabstand d durch $d' = 2 h$ ersetzt werden. Für $d' = 2h \gg r_0$ gilt dann

$$E_{\max} \approx \frac{U}{r_0 \cdot \ln \frac{2h}{r_0}} \quad (2.3-80)$$

Für die *Koronaeinsatzspannung* eines dünnen Drahtes über einer leitenden Ebene folgt

$$U_E \approx E_E \cdot r_0 \cdot \ln(2h/r_0) \quad (2.3-81)$$

Zu Beispiel 2: Zylinder über Ebene (Zahlenbeispiel)

Die Durchmesser und Abstände von zylindrischen Leitern über leitenden Ebenen sollen für den Einsatz in Luft ($\dot{E} = 30 \text{ kV/cm}$, $\epsilon_r = 1$) und Isolieröl ($\dot{E} = 150 \text{ kV/cm}$, $\epsilon_r = 2,2$) für die Spannungsamplituden $\dot{U} = 10 \text{ kV}$, 100 kV und 1 MV so dimensioniert werden, dass die Feldstärken $2/3$ der Durchschlagsfeldstärke nicht überschreiten. Außerdem ist der Kapazitätsbelag der Anordnungen zu berechnen. In allen Fällen soll dabei das Verhältnis $h/r_0 = 10$ gleich angenommen werden.

Lösung: Wegen des Verhältnisses $d/r_0 = 20$ ist bei Anwendung der Näherungsgleichung (2.3-80) für die *maximale Feldstärke* mit einem Fehler von ca. 10 % zu rechnen (vgl. obige Abschätzung). Deshalb wird Gl. (2.3-76) ausgewertet. Durch Ausklammern von $2r_0$ im

Nenner kann nach r_0 aufgelöst werden. Für d ist $2h$ und für U ist $U' = 2U$ einzusetzen:

$$r_0 = \frac{\frac{2\hat{U}}{0,67\hat{E}_D} \sqrt{10^2 - 1}}{2(10-1) \ln \left[10 + \sqrt{10^2 - 1} \right]}$$

$$= 0,5540 \cdot \hat{U} / \hat{E}_D$$

Die Kapazität kann mit geringem Fehler nach Gl. (2.3-79) abgeschätzt werden.

Spannung $\hat{U}$:	10 kV	100 kV	1 MV
<u>Luft:</u>			
r_0	2 mm	1,9 cm	18,5 cm
h	3,7 cm	37 cm	3,7 m
C/L	18,5 pF/m	18,5 pF/m	18,5 pF/m
<u>Isolieröl:</u>			
r_0	0,4 mm	3,7 mm	3,7 cm
h	7,4 mm	7,4 cm	74 cm
C/L	40,8 pF/m	40,8 pF/m	40,8 pF/m

Anmerkung: Wie schon in den Beispielen der kugelförmigen Abschirmhauben (Kap. 2.3.1.2) und der zylindersymmetrischen Rohrleiter (Kap. 2.3.1.3) zeigt sich auch hier, dass luftisolierte Geräte im MV-Bereich Isolationsabstände und Krümmungsradien in der Größenordnung von Metern aufweisen müssen.

Wesentlich kompaktere *Abmessungen* sind durch den Einsatz elektrisch festerer Isolierstoffe (z.B. Isolieröl, Schwefelhexafluoridgas SF₆) möglich.

Die in den Beispielen genannten *elektrischen Festigkeiten* sind nicht, wie hier vereinfachend unterstellt werden könnte, konstante Größen. Sie hängen z.B. von der Art und Dauer der Beanspruchung, der Isolierstoffdicke, dem Isolierstoffvolumen, der Elektrodenoberfläche, der Inhomogenität des Feldes oder Umgebungseinflüssen (Druck, Temperatur, Feuchtigkeit, ...) ab.

Der *Kapazitätsbelag* verändert sich nicht mit den Abmessungen, da das kapazitätsbestimmende Verhältnis h/r_0 in diesem Beispiel als konstant angenommen wurde.

Beispiel 3: Erdseil

(Schirmwirkung und Feldüberhöhung)

Die über Hochspannungsfreileitungen gespannten Erdseile dienen dem Schutz der Leiter gegen einen direkten Blitzeinschlag. Es soll untersucht werden, inwieweit das senkrecht gerichtete elektrische Feld in der Atmosphäre („Luftfeld“) durch ein geerdetes Seil (Radius

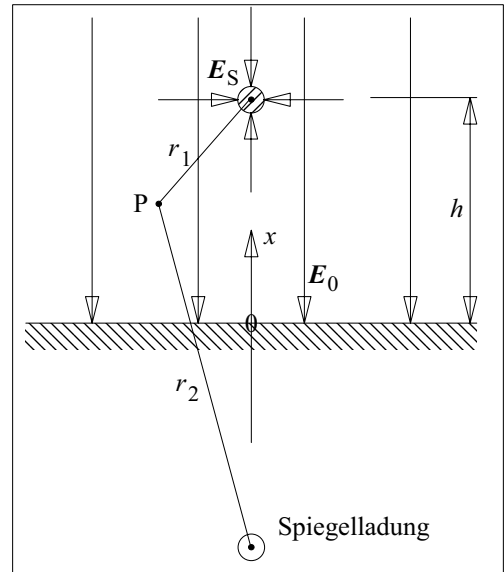


Bild 2.3-27: Verzerrung des elektrischen "Luftfeldes" durch ein geerdetes Leiterseil (Erdseil).

r_0 , Höhe h über dem Erdboden) verändert wird, Bild 2.3-27.

Das ursprüngliche *Luftfeld* E_0 wird als homogen angenommen, es ist in negative x -Richtung gerichtet.

Das Potential ergibt sich zu

$$\varphi_1 = E_0 \cdot x.$$

Im Erdseil wird die Ladung Q influenziert, deren Feld E_S sich dem ursprünglichen Feld E_0 überlagert. Das *zusätzliche Feld der Seilladung* gegen die geerdete Ebene ergibt sich aus der Überlagerung der Felder von Q und einer Spiegelladung $-Q$ auf der x -Achse bei $x = -h$. Nach Gl. (2.3-67) gilt für das Potential

$$\varphi_2 = \frac{Q}{2\pi\epsilon L} \ln \frac{r_2}{r_1}.$$

Auf der *Oberfläche des geerdeten Seiles* (und in der Symmetrieebene auf dem Erdboden) muss die Summe der Potentiale Null ergeben. Aus dieser Bedingung kann die Größe der influenzierten Ladung Q berechnet werden:

$$\varphi = \varphi_1 + \varphi_2 = 0$$

$$\varphi = E_0 \cdot x + \frac{Q}{2\pi\epsilon L} \ln \frac{r_2}{r_1} = 0$$

Für alle Punkte auf der Seiloberfläche gilt wegen der großen Höhe $h \gg r_0$ näherungsweise $r_2 \approx 2h$ und $r_1 \approx r_0$, da sich die Ersatzladung Q sehr nahe an der Leiterachse befindet. Für Q folgt daraus mit $x \approx h$

$$Q = -2\pi\epsilon L \frac{E_0 \cdot h}{\ln \frac{2h}{r_0}} \quad (2.3-82)$$

Die *Feldstärke* auf der x -Achse ergibt sich durch Ableitung des Potentials analog zu Gl. (2.3-72) oder durch Überlagerung der Feldstärkebeiträge nach Gl. (2.3-17). Für Q wird Gl. (2.3-82) eingesetzt:

$$\begin{aligned} E_x(x) &= E_0 + E_{+Q} + E_{-Q} \\ &\stackrel{(17)}{=} E_0 + \frac{Q}{2\pi\epsilon L} \left(\frac{1}{h-x} + \frac{1}{h+x} \right) \\ &\stackrel{(82)}{=} E_0 - \frac{E_0 \cdot h}{\ln \frac{2h}{r_0}} \left(\frac{1}{h-x} + \frac{1}{h+x} \right) \end{aligned} \quad (2.3-83)$$

Anmerkung: Die Überprüfung der *Vorzeichen* ergibt, dass unter dem Erdseil ($0 < x < h$) das Luftfeld E_0 und das Zusatzfeld der Ladungen entgegengesetzt gerichtet sind. Die Beiträge der Ersatzladungen $+Q$ und $-Q$ überlagern sich mit gleichem Vorzeichen. Über dem Erdseil ($x > h$) überlagern sich das Luftfeld E_0 und der Beitrag der oberen Ersatzladung $+Q$ mit gleichem Vorzeichen, der Beitrag der Spiegelladung $-Q$ ist entgegengesetzt gerichtet, vgl. auch Bild 2.3-27.

An der *Erdoberfläche* gilt für die Feldstärke mit der Bedingung $x = 0$

$$E_x(0) = E_0 \left(1 - \frac{2}{\ln \frac{2h}{r_0}} \right) \quad (2.3-84)$$

Anmerkung: Für ein Verhältnis $h/r_0 = 1000$ ist die Feldstärke $E_x(0) = 0,74 E_0$. D.h. an der Erdoberfläche wird das ursprüngliche Feld *nur wenig abgeschirmt*. Eine bessere Schirmwirkung lässt sich durch ein *Schirmgitter*, d.h. durch parallele Anordnung geerdeter Leiterseile in engem Abstand erreichen.

An der *Oberseite des Seiles* überwiegt der Beitrag der oberen Ersatzladung Q gemäß Gl. (2.3-82). Der Beitrag der weit entfernten Spiegelladung $-Q$ und das Luftfeld E_0 können dagegen vernachlässigt werden. Mit den Bedingungen $x = h + r_0$ und $2h/r_0 \gg 1$ folgt aus Gl. (2.3-83)

$$E_x(h+r_0) \approx E_0 \frac{h/r_0}{\ln \frac{2h}{r_0}} \quad (2.3-85)$$

Anmerkung: Für ein Verhältnis $h/r_0 = 1000$ ergibt sich hieraus eine *Feldstärkeüberhöhung* von $E/E_0 = 132$. Bei sehr hohen Luftfeldstärken kann es deshalb an scharfkantigen geerdeten Leitern zu *Entladungserscheinungen* kommen. Insbesondere kann bei einer Blitzentladung der aus der Wolke zur Erde vorwachsen- de Entladungskanal in einem begrenzten Bereich zu einem starken Feldstärkeanstieg führen. Durch die oben beschriebene Feldüberhöhung wird dann an Leiterseilen, Blitzableitern oder anderen geerdeten Strukturen eine „*Fangentladung*“ ausgelöst, die der eigentlichen Blitzentladung entgegenwächst und innerhalb eines begrenzten „*Fangbereiches*“ die Verbindung zum Erdpotential herstellt.

Beispiel 4: Exzentrischer Rohrleiter

Das elektrische Feld zwischen exzentrischen Rohrleitern kann mit parallelen Linienladungen berechnet werden, wenn Außen- und Innenleiter als zylindrische Äquipotentialflächen im Feld zweier spiegelsymmetrischer Linienladungen interpretiert werden, Bild 2.3-23 und Bild 2.3-28.

Gegeben sind die Zylinderradien r_{0i} und r_{0a} , sowie der Versatz der Zylinderachsen c (Exzentrizität). Unbekannt sind der Ersatzladungsabstand a und die Mittelpunktsabstände d_i und d_a . D.h. die Gleichungen (2.3-70) ff. sind nicht direkt anwendbar.

Man kann davon Gebrauch machen, dass der Ladungsabstand a sowohl für die Anordnung der großen Zylinder (r_{0a} , d_a), als auch für die Anordnung der kleinen Zylinder (r_{0i} , d_i) gleich ist. Aus Gl. (2.3-70) und Bild 2.3-28 folgt

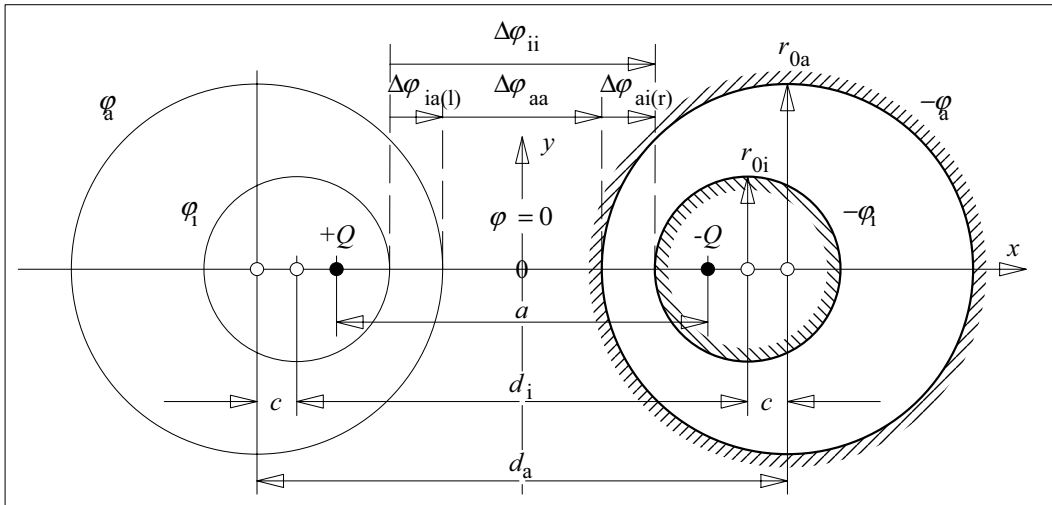


Bild 2.3-28: Berechnung exzentrischer zylindrischer Leiter mit parallelen Linien-Ersatzladungen.

$$a^2 = d_i^2 - 4r_{0i}^2 = d_a^2 - 4r_{0a}^2.$$

D.h.:

$$\begin{aligned} d_a^2 - d_i^2 &= 4r_{0a}^2 - 4r_{0i}^2 \\ (d_i + 2c)^2 - d_i^2 &= 4r_{0a}^2 - 4r_{0i}^2 \\ d_i &= (r_{0a}^2 - r_{0i}^2 - c^2)/c \quad (2.3-86) \end{aligned}$$

Damit sind alle unbekannten geometrischen Größen in Bild 2.3-28 bestimmt. Der Ladungsabstand a ergibt sich aus Gl. (2.3-70), für d_a gilt $d_a = d_i + 2c$.

Anstelle einer aufwendigen allgemeinen Rechnung empfiehlt sich hier die *numerische Auswertung* mit konkreten Zahlenwerten.

Zahlenbeispiel:

Für eine Anordnung aus exzentrischen Rohrleitern mit $r_{0i} = 5$ cm, $r_{0a} = c \cdot r_{0i} = 13,59$ cm und $c = 1$ cm soll untersucht werden, wie weit sich maximale Feldstärke und Kapazität im Vergleich zur coaxialen Anordnung ändern.

Aus Gl. (2.3-86) folgt $d_i = 158,73$ cm. Damit ergibt sich $d_a = 160,73$ cm und $a = 158,41$ cm. Für die *maximale Feldstärke* an der Oberfläche des inneren Zylinders kann Gl. (2.3-76) mit $d = d_i$ und $r_0 = r_{0i}$ herangezogen werden, wenn die Spannung U als Potentialdifferenz

$\Delta\varphi_{ii}$ zwischen den beiden inneren Zylindern aufgefasst wird:

$$E_{\max} = \Delta\varphi_{ii} / 32,45 \text{ cm} \quad (*)$$

Die Potentialdifferenz $\Delta\varphi_{ii}$ ist in Beziehung zu setzen mit der Potentialdifferenz $\Delta\varphi_{ai(r)}$ zwischen äußerem und innerem Zylinder auf der rechten Seite: Die x -Achse schneidet die inneren Zylinder bei $x_i = \pm(d_i/2 - r_{0i}) = \pm 74,37$ cm und die äußeren Zylinder bei $x_a = \pm(d_a/2 - r_{0a}) = \pm 66,78$ cm. Für die Punkte x_i und x_a auf der negativen x -Achse können die Potentiale nach Gl. (2.3-71) berechnet werden:

$$\varphi_i = 3,458 \cdot Q / (2\pi\epsilon L)$$

$$\varphi_a = 2,464 \cdot Q / (2\pi\epsilon L)$$

Hieraus ergeben sich die Potentialdifferenzen

$$\Delta\varphi_{ii} = (3,458 + 3,458) \cdot Q / (2\pi\epsilon L)$$

$$= 6,916 \cdot Q / (2\pi\epsilon L)$$

$$\Delta\varphi_{ai(r)} = (-2,464 + 3,458) \cdot Q / (2\pi\epsilon L)$$

$$= 0,994 \cdot Q / (2\pi\epsilon L)$$

D.h. für die Potentialdifferenzen

$$\Delta\varphi_{ii} / \Delta\varphi_{ai} = 6,958.$$

Die Maximalfeldstärke nach Gl. (*) ist damit

$$\begin{aligned} E_{\max} &= \Delta\varphi_{\text{ai}} \cdot 6,958 / 32,45 \text{ cm} \\ &= \Delta\varphi_{\text{ai}} / 4,664 \text{ cm} . \end{aligned}$$

Im zylindersymmetrischen Feld ergibt sich für die maximale Feldstärke nach Gl. (2.3-22)

$$E_{(\text{zyl})\max} = \Delta\varphi_{\text{ai}} / 5 \text{ cm} .$$

D.h. die *Feldstärkeüberhöhung* durch die Exzentrizität $c = 1 \text{ cm}$ beträgt 7,2 %:

$$E_{\max} / E_{(\text{zyl})\max} = 1,072$$

Ohne weitere Rechnung sei bemerkt, dass sich die *Kapazität* C_{ai} zwischen äußerem und innerem Zylinder ergibt, wenn man die Kapazitäten C_{ii} und C_{aa} zwischen den jeweils gleichartigen Zylindern nach Gl. (2.3-74) berechnet. C_{ii} kann dann als Reihenschaltung von C_{ia} , C_{aa} und C_{ai} aufgefasst werden, Bild 2.3-28.

Damit ist auch die *Größe der Ersatzladung* $Q = C_{\text{ai}} \cdot \Delta\varphi_{\text{ai}}$ bestimmt. Gl. (2.3-71) und (-72) erlauben dann die Berechnung des *Potential- und Feldstärkeverlaufes* entlang der x -Achse.

Beispiel 5: Drehstromfreileitung („Betriebskapazität“)

Bei einer Drehstromfreileitung handelt es sich um ein sogenanntes *Mehrleitersystem*, bei dem sich mehrere parallele, voneinander isolierte zylindrische Leiter auf verschieden hohem Potential befinden. Die Berechnung von Mehrleitersystemen ist mit Hilfe von Ersatz-Liniensystemen und ihren Spiegelladungen möglich. Für eine detaillierte Behandlung sei auf die grundlegende Literatur verwiesen [2], [4].

Hier soll als Beispiel eine *dreiphasige Drehstromfreileitung* an einem Drehspannungssystem (komplexe Amplituden der Phasenspannungen: $\underline{U}_{10}$, $\underline{U}_{20}$, $\underline{U}_{30}$) betrachtet werden. Es wird vollständige *Symmetrie* für die Spannungen, die Leitereigenschaften (Leitungsbeläge) und die Ströme (I_1 , I_2 , I_3) angenommen.

Bei der Berechnung von Drehstromsystemen werden Leitungen und Kabel durch Leitungsimpedanzen beschrieben, die sich aus Leitungswiderständen, Längsinduktivitäten, Querkapazitäten und Querleitwerten ergeben.

Das Ersatzladungsverfahren erlaubt hierbei die Berechnung der sogenannten „*Betriebskapazität*“ einer Drehstromfreileitung. Es handelt

sich dabei *nicht* um die Kapazität zwischen zwei entgegengesetzt gleich geladenen Leitern, eine solche Anordnung liegt beim Drehstromsystem *nicht* vor.

Die Betriebskapazität C_b ist über den kapazitiven Ladestrom I_{C1} einer leerlaufenden Freileitung definiert. Im einphasigen Ersatzschaltbild wird folgender formaler Zusammenhang definiert:

$$I_{C1} = j\omega C_b \cdot \underline{U}_{10} \quad (2.3-87)$$

Physikalisch gesehen wird allerdings der Ladestrom I_{C1} nicht nur von dem Verschiebungsfeld gespeist, das der Phasenspannung $\underline{U}_{10}$ zugeordnet ist. Auch die Felder zwischen der betrachteten Phase L1 und L2, sowie zwischen L1 und L3 führen zur Einkopplung von Verschiebungsstrom. D.h. es besteht auch ein Einfluss der verketteten Spannungen $\underline{U}_{12}$ und $\underline{U}_{31}$, Bild 2.3-29. Um trotzdem mit der einfachen Gl. (2.3-87) rechnen zu können, muss der *Einfluss aller Einkopplungen in der Größe der Betriebskapazität C_b berücksichtigt* werden.

Anmerkung: Die einfache Vorstellung eines einphasigen Ersatzschaltbildes, bei der z.B. die Phase L1 als repräsentativ für die anderen herausgegriffen wird und bei dem die kapazitiven Kopplungen durch eine Betriebskapazität berücksichtigt werden, ist nur im Falle *vollständiger Symmetrie* zulässig. D.h. die Drehstromleitung muss symmetrisch aufgebaut sein und symmetrisch betrieben werden.

Bei *unsymmetrisch* betriebenen Drehstromsystemen werden die drei gekoppelten Netzwerke L1, L2 und L3 durch eine Transformation in drei entkoppelte Netzwerke (Mitsystem, Gegensystem und Nullsystem) überführt, die eine einfachere und übersichtlichere Berechnung erlauben (*Methode der symmetrischen Komponenten* [20]). Die Angabe einer Betriebskapazität ist nicht mehr möglich, da die Voraussetzung symmetrischer Spannungen bzw. Felder nicht mehr erfüllt ist.

Im Sonderfall der vollständigen Symmetrie entspricht das einphasige Ersatzschaltbild dem Mitsystem. Nach Gl. (2.3-87) ist $j\omega C_b = \underline{U}_{10} / I_{C1}$ die „Mitimpedanz“ der leerlaufenden Leitung (bei Vernachlässigung der ohmschen und induktiven Anteile).

Die Betriebskapazität C_b soll aus dem Verhältnis der Ladung q_1 auf dem Leiter L1 zur Phasenspannung u_{10} berechnet werden. Dabei sind q_1 und u_{10} die Momentanwerte der zeit-

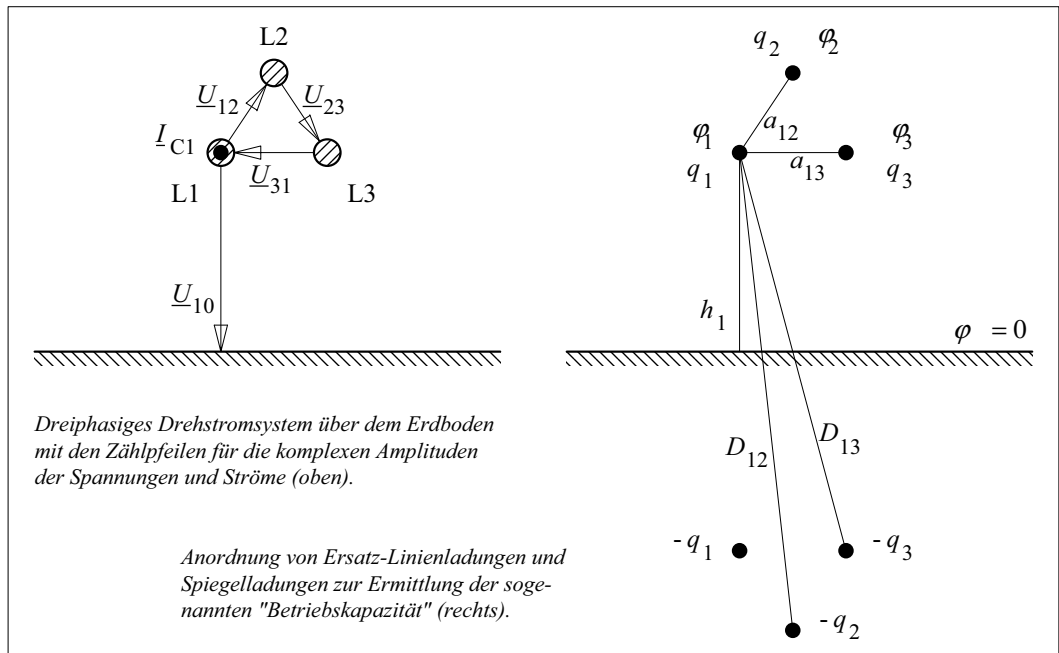


Bild 2.3-29: Berechnung der Betriebskapazität für ein symmetrisches Drehspannungssystem nach dem Ersatzladungsverfahren. Der Einfluß der Erde wird durch Spiegelladungen berücksichtigt.

lich veränderlichen Größen. Der Ladestrom $i_{C1}(t)$ bzw. I_{C1} muss die Ladung q_1 dem Leiter zu- bzw. vom Leiter abführen. Der Einfluss des leitfähigen Erdbodens wird durch Spiegelladungen berücksichtigt, Bild 2.3-29.

Die Spannung u_{10} entspricht dem Potential φ_1 , das sich aus der Überlagerung der Beiträge aller Ersatzladungspaare ergibt:

$$\varphi_1 = \varphi_1(q_1, -q_1) + \varphi_1(q_2, -q_2) + \varphi_1(q_3, -q_3)$$

Bei Freileitungen sind die Ladungsabstände a_{12} , a_{13} , D_{12} , D_{13} und $D_{11} \approx 2h$ sehr groß im Vergleich zum Leiterradius r_{01} . Mit Gl. (2.3-67) folgt das Potential an der Oberfläche des Leiters L1:

$$\varphi_1 = \frac{q_1}{2\pi\epsilon L} \ln \frac{2h_1}{r_{01}} + \frac{q_2}{2\pi\epsilon L} \ln \frac{D_{12}}{a_{12}} + \frac{q_3}{2\pi\epsilon L} \ln \frac{D_{13}}{a_{13}}$$

Für die Abstände von der jeweiligen Ladung zur Oberfläche des Leiters L1 wurden dabei (außer bei q_1) näherungsweise die Ladungsabstände zur Ladung q_1 eingesetzt. Der Abstand von q_1 zur Leiteroberfläche ist etwa gleich r_{01} .

In einem geometrisch vollständig symmetrischen System sind die jeweiligen Abstände untereinander gleich. In der Praxis werden Unsymmetrien durch zyklisches Vertauschen der Leiter herausgemittelt:

$$h_1 = h_2 = h_3 = h$$

$$r_{01} = r_{02} = r_{03} = r_0$$

$$D_{12} = D_{23} = D_{31} = D = 2h$$

$$a_{12} = a_{23} = a_{31} = a$$

Damit vereinfacht sich der Ausdruck für das Potential des Leiters L1:

$$\varphi_1 = \frac{1}{2\pi\epsilon L} \left[q_1 \ln \frac{D}{r_0} + (q_2 + q_3) \ln \frac{D}{a} \right]$$

Im symmetrischen Drehspannungssystem ist die Summe der Ladungen gleich Null:

$$q_1 + q_2 + q_3 = 0$$

D.h. es gilt

$$q_2 + q_3 = -q_1$$

Für das Potential φ_1 folgt daraus

$$\varphi_1 = \frac{q_1}{2\pi\epsilon L} \left[\ln \frac{D}{r_0} - \ln \frac{D}{a} \right]$$

$$\varphi_1 = \frac{q_1}{2\pi\epsilon L} \ln \frac{a}{r_0} .$$

Hieraus ergibt sich die Betriebskapazität:

$$C_b = \frac{q_1}{\varphi_1} = \frac{2\pi\epsilon L}{\ln \frac{a}{r_0}} \quad (2.3-88)$$

Es ist bemerkenswert, dass die Betriebskapazität, die man sich u.U. (fälschlicherweise) als Kapazität des Leiters L1 gegen den Erdboden vorstellen könnte, *nicht* vom Abstand h der Leiter gegen den Erdboden abhängt. Die Betriebskapazität ist ausschließlich vom Abstand a der *Leiter untereinander* und vom Leiterradius r_0 abhängig.

Bei Freileitungen mit *Bündelleitern* ist der Radius r_0 eines einzelnen Leiters durch den wesentlich größeren Ersatzradius R' nach Gl. (2.3-40) zu ersetzen, d.h. es ergibt sich eine größere Betriebskapazität als bei Einzelleitern.

Werden *mehrere Drehstromsysteme* in enger Nachbarschaft, z.B. auf gemeinsamen Masten betrieben, so wird die Betriebskapazität dadurch beeinflusst. Die obige Rechnung für φ_1 ist dann noch um die den weiteren Drehstromsystemen zuzuordnenden Terme zu ergänzen. Sie fallen aber wegen der i.d.R. relativ großen Abstände nur noch geringfügig ins Gewicht.

Grundsätzlich kann mit dem Ersatzladungsverfahren auch die Betriebskapazität eines *Dreileiterkabels* berechnet werden, bei dem die Leiterabstände nicht als groß gegen die Leiteradien angenommen werden dürfen [2]. In der Praxis werden jedoch meist messtechnisch von den Herstellern ermittelte Werte verwendet, die aber nur für ein bestimmtes Produkt gelten. *Hoch- und Höchstspannungskabel* werden einphasig mit koaxialsymmetrischem Feld ausgeführt, so dass die Betriebskapazität der Leiter-Erd-Kapazität nach Gl. (2.3-20) entspricht.

Die *Größenordnung* der Betriebskapazität beträgt bei Freileitungen etwa $C_b/L \approx 10$ nF/km, bei einphasigen Kunststoffkabeln etwa $C_b/L \approx 120$ nF/km (nach Gl. (2.3-20) für $\epsilon_r = 2,2$ und $R_a/R_i = e$). Für Öl-Papier-Kabel, sowie für Kabel mit kleinerem Radienverhältnis R_a/R_i (z.B. Mittelspannungskabel mit großem Leiterquerschnitt) können sich noch wesentlich höhere Werte ergeben.

Anmerkung: Wegen der hohen kapazitiven Ladeblindleistung ist eine *wirtschaftliche Drehstromübertragung mit Kabeln* i.d.R. nur über Entfernungen von einigen 10 km möglich.

Die *Messung der Betriebskapazität* C_b erfolgt über die Teilkapazitäten, Bild 2.3-30. Der Ladestrom I_{C1} ergibt sich aus der Überlagerung aller in L1 eingekoppelten Verschiebungsströme, die aus den Kapazitätskoeffizienten K_{1j} und den entsprechenden Potentialdifferenzen $\underline{U}_{1j}$ ermittelt werden:

$$I_{C1} = j\omega[K_{10}\underline{U}_{10} + K_{12}\underline{U}_{12} + K_{31}(-\underline{U}_{31})]$$

Wegen der Leitungssymmetrie gilt $K_{12} = K_{31}$:

$$I_{C1} = j\omega[K_{10}\underline{U}_{10} + K_{12}(\underline{U}_{12} - \underline{U}_{31})]$$

Mit Hilfe eines Zeigerdiagramms kann man zeigen, dass im symmetrischen Drehstromsystem $\underline{U}_{12} - \underline{U}_{31} = 3 \underline{U}_{10}$ ist. Damit folgt

$$I_{C1} = j\omega [K_{10} + 3 \cdot K_{12}] \underline{U}_{10} .$$

Durch Vergleich mit Gl. (2.3-87) ergibt sich die Betriebskapazität:

$$C_b = K_{10} + 3 \cdot K_{12} \quad (2.3-89)$$

Die Erdkapazität K_{10} und die Koppelkapazität K_{12} werden aus zwei Messungen ermittelt:

Bei der *ersten Messung* werden L2 und L3 geerdet, d.h. K_{20} und K_{30} sind kurzgeschlossen. Die zwischen L1 und dem Erdboden gemessene Kapazität C^* ist

$$C^* = K_{10} + K_{12} + K_{31} = K_{10} + 2 \cdot K_{12} .$$

Bei der *zweiten Messung* werden die Leiter L1, L2 und L3 untereinander verbunden. Die zwi-

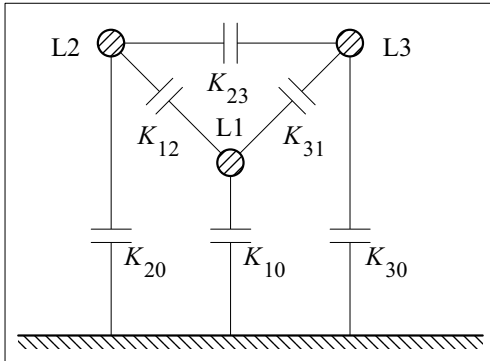


Bild 2.3-30: Koppel- und Erdkapazitäten (Kapazitätskoeffizienten) eines Drehstromsystems.

schen L1 und dem Erdboden gemessene Kapazität C^{**} ist jetzt

$$C^{**} = K_{10} + K_{20} + K_{30} = 3 \cdot K_{10}.$$

Für die Teilkapazitäten ergibt sich

$$K_{10} = C^{**}/3 \quad \text{und} \quad K_{12} = C^*/2 - C^{**}/6.$$

Damit lässt sich die Betriebskapazität als Funktion der Messwerte C^* und C^{**} angeben:

$$C_b = 3 \cdot C^*/2 - C^{**}/6 \quad (2.3-90)$$

Für die Berechnung von Feldstärken kann mit Hilfe von Gl. (2.3-88) die Größe der Ersatzladungen bestimmt werden. Dabei muss für die Feldberechnung ein Zeitpunkt ausgewählt werden, für den sich bestimmte Potentiale (bzw. Phasenspannungen) φ_1 , φ_2 und φ_3 und somit auch bestimmte Ersatzladungen q_1 , q_2 und q_3 ergeben. Die analytische Ermittlung der Feldstärken durch Bildung des Gradienten für das resultierende Potential oder durch vektorielle Überlagerung der verschiedenen Feldstärkekomponenten ist allerdings sehr aufwendig. Das Ergebnis ist nur für den betrachteten Zeitpunkt gültig. Für andere Zeitpunkte ergeben sich andere Feldverteilungen, d.h. auch andere Orte, Richtungen und Beträge der maximalen Feldstärke.

Anmerkung: Die maximale Spannungsdifferenz zwischen den Phasen L1 und L2 tritt bei Annahme einer sinusförmigen Spannung $u_{10}(t) = \sin \omega t$ im Zeitpunkt $\omega t = 60^\circ$ auf und beträgt $\sqrt{3} \cdot \sqrt{2} \cdot U_{ph}$. Das Potential der

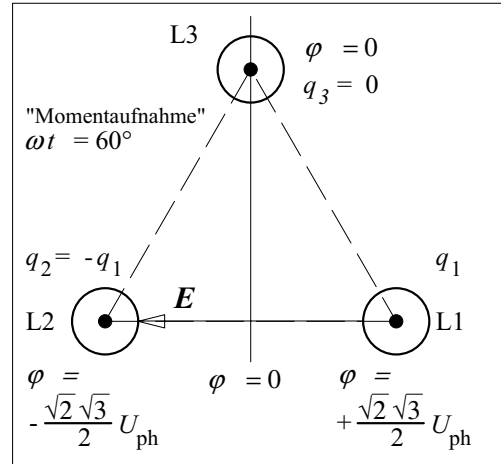


Bild 2.3-31: "Momentaufnahme" für einen Zeitpunkt maximaler Feldstärke an den Oberflächen von L1 und L2 (Einfluß des Erdbodens wird vernachlässigt).

Phase L3 ist in diesem Zeitpunkt Null. Bei Anordnung der Leiter in Form eines gleichseitigen Dreiecks und bei Vernachlässigung des Erdeinflusses, liegt das Feldstärkemaximum an der Leiteroberfläche von L1 bzw. L2 etwa auf der Verbindungslinie zwischen L1 und L2, Bild 2.3-31. Wegen

$$q_3(60^\circ) = 0$$

und

$$q_1(60^\circ) = -q_2(60^\circ) = C_b \cdot \Delta\varphi/2$$

können L1 und L2 näherungsweise als parallele zylindrische Leiter behandelt werden, Bild 2.3-25.

2.3.6 Ähnlichkeitsbeziehungen, Homogenitätsgrad

(„Schwaigerscher Ausnutzungsfaktor“)

In den vorigen Kapiteln wurden die gängigen analytischen Methoden zur Berechnung elektrischer Quellenfelder beschrieben. Die dabei behandelten hochspannungstechnischen Probleme und Beispiele sind natürlich nicht vollständig, sie haben eher exemplarischen Charakter, um in die Methoden und die Denkweisen einzuführen.

Dabei wird deutlich, dass es kein Standardverfahren gibt, das immer zum gewünschten Ergebnis führt. Vielfach ist ein gutes Maß an Intuition, Übung und Erfahrung erforderlich, um

die besten Rechenwege und die angemessenen Vereinfachungen zu finden.

Für die schnelle praktische Lösung ist es deshalb eine wesentliche Erleichterung, wenn man eine eigene aufwendige Rechnung vermeiden und *auf vorhandene Berechnungsergebnisse zurückgreifen* kann.

Solche Berechnungsergebnisse sind z.B. für die Kapazitäten der unterschiedlichsten Elektrodenanordnungen in der elektrotechnischen Grundlagenliteratur verfügbar, z.B. [2].

In der Hochspannungstechnik ist darüber hinaus *die zentrale Frage* zu beantworten:

„Wie groß ist die *maximale Feldstärke* in der gegebenen Anordnung?“

Das Ergebnis wird unabhängig von der angelegten Spannung angegeben, indem die höchste Feldstärke $E_{\max}$ als Vielfaches der homogenen Feldstärke E_0 in einem Plattenkondensator mit dem gleichen Elektrodenabstand s beschrieben wird:

$$E_{\max} = \frac{1}{\eta} E_0 \quad (2.3-91)$$

E_0 kann auch als mittlere Feldstärke zwischen den Elektroden angesehen werden:

$$E_{\text{mittel}} = \frac{1}{s} \int_{p_1}^{p_2} E \, dx = \frac{U}{s} = E_0$$

Für eine gegebene Spannung U bestimmt man die maximale Feldstärke, indem in Gl. (2.3-91) $E_0 = U/s$ gesetzt wird.

Der Faktor $\eta = E_0/E_{\max}$ wird als *Homogenitätsgrad* oder als *Ausnutzungsfaktor* (nach Schwaiger [21]), der Kehrwert $1/\eta$ als *Inhomogenitätsgrad* bezeichnet. Im homogenen Feld ist $E_{\max} = E_0$ und der Homogenitätsgrad η ist $\eta = 1$. In einem sehr stark inhomogenen Feld gilt $E_{\max} \gg E_0$ und für den Homogenitäts- bzw. Ausnutungsgrad gilt $\eta \ll 1$.

Beispiel: Halbkugelförmige Elektrode

In Kap. 2.3.5.1 wurde die Maximalfeldstärke an der Oberfläche einer halbkugelförmigen Elektrode auf einer leitenden Ebene berechnet, Bild 2.3-18. Für die maxi-

male Feldstärke ergab sich $E_{\max} = 3 E_0$. D.h. der Homogenitätsgrad bzw. der Ausnutzungsfaktor des Feldes beträgt $\eta = 0,333 = 33,3 \%$.

Ausnutzungsfaktoren sind für eine *sehr große Zahl von Elektrodenanordnungen* in katalogartigen Tabellen aus der Literatur verfügbar [4], [22], [23]. Die Bestimmung von η erfolgt in drei Schritten:

1. Zunächst sucht man aus den Tabellen den passenden *Elektrodentyp* heraus, beispielsweise Zylinder-Ebene, Kugel-Kugel, Toroid-Ebene, Kreisscheibe-Kreisscheibe, ...
2. Zu jedem Elektrodentyp wird ein spezieller *Geometriefaktor* p als Funktion der geometrischen Daten der Elektrodenanordnung angegeben. Er ist meist aus dem Elektrodenabstand s und dem maßgeblichen Krümmungsradius r zu bestimmen.

$$p = f(\text{Geometrie}) = f(s, r) \quad (2.3-92)$$

Sind weitere Radien R , Höhen h , oder Längen d erforderlich, um die Elektrodenanordnung zu beschreiben, so werden noch *Parameter* bestimmt. Es handelt sich dabei meist um die auf r bezogene zusätzliche Größe R/r , h/r oder d/r .

3. Zu jedem Elektrodentyp wird eine *Kurve* angegeben, die den Homogenitätsgrad bzw. den Ausnutzungsfaktor η als Funktion des Geometriefaktors p darstellt.

$$\eta = f(p) \quad (2.3-93)$$

Ist die Definition eines weiteren Parameters erforderlich, reicht eine Kurve nicht aus, man benötigt vielmehr eine *Kurvenschar* für unterschiedliche Werte des zusätzlichen Parameters.

Beispiel: Zylinder- und Kugelkondensator

Zylinder- und Kugelkondensator werden in den Geometrikatalogen wegen ihres gleichartigen Schnittbildes als gleichartiger Elektrodentyp mit gleichartigem Geometriefaktor $p = (r + s)/r$ geführt, Bild 2.3-32. Es wird dann allerdings zwischen ebenen Feldern (koaxiale Zylinder) und rotationssymmetrischen Feldern (konzentrische Kugeln) unterschieden.

Werden in den Gleichungen (2.3-22) und (-14) für die maximalen Feldstärken die Radien R_1 und R_2 durch r und $(r + s)$ und die Spannungen U durch $E_0 \cdot s$ ersetzt, ergeben sich unter Verwendung von $p = (r + s)/r$ analytische Ausdrücke für die Homogenitätsgrade, die in Bild 2.3-33 graphisch dargestellt sind:

$$\eta_{\text{Zyl.}} = \ln p / (p-1) \quad \text{und} \quad \eta_{\text{Kug.}} = 1/p$$

Für die praktische Anwendung sind solche Zusammenhänge meist als graphische Darstellung oder als Wertetabelle gegeben. Man bestimmt dann p aus der gegebenen Geometrie und liest η aus dem zugehörigen Diagramm ab, Bild 2.3-33.

Zahlenbeispiel: Für einen coaxialen, luftisolierten Rohrleiter mit $D_a = 30$ cm und $D_i = 10$ cm soll die maximal mögliche Spannung $\hat{U}$ ermittelt werden, wenn $\hat{E}_{\text{max}} = 15$ kV/cm zugelassen werden.

Aus den Durchmessern folgt $r = 5$ cm, $s = 10$ cm und $p = 3$. Aus Bild 2.3-33 ergibt sich ein Homogenitätsgrad $\eta \approx 0,55$. Nach Gl. (2.3-91) gilt dann

$$\hat{E}_0 = \eta \hat{E}_{\text{max}} = 8,25 \text{ kV/cm} \quad \text{und}$$

$$\hat{U} = \hat{E}_0 \cdot s = 82,5 \text{ kV.}$$

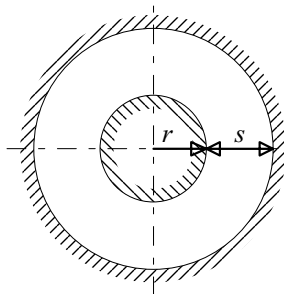
Elektrodentyp (Schnittbild)	
Geometriefaktor	$p = \frac{r + s}{r}$
Ebene Feldanordnung	Koaxiale Zylinder Bild 2.3-33, Kurve (1)
Rotations-symmetrische Feldanordnung	Konzentrische Kugeln Bild 2.3-33, Kurve (2)

Bild 2.3-32: Elektrodenanordnungen und Geometriefaktoren mit Verweis auf die Kurven zur Bestimmung der Homogenitätsgrade (Beispiel).

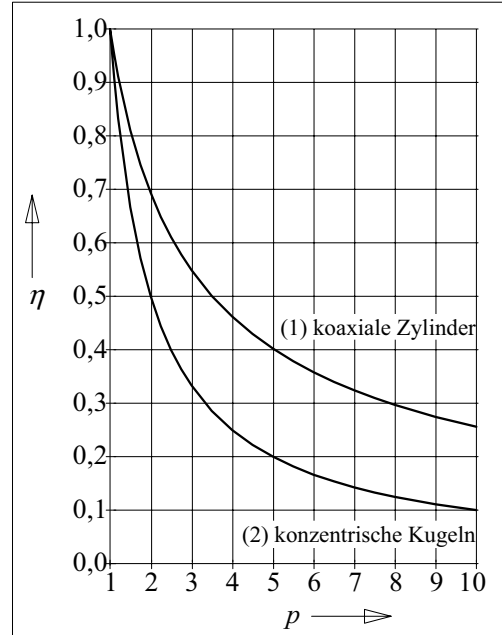


Bild 2.3-33: Homogenitätsgrad als Funktion des Geometriefaktors für koaxiale Zylinder- und konzentrische Kugelkondensatoranordnungen.

Anmerkung: Die Bestimmung von Homogenitätsgraden ist sehr vorteilhaft für die rasche überschlägige Bestimmung einzelner Zahlenwerte, insbesondere bei Anordnungen, die einer analytischen Berechnung nicht oder nur schwer zugänglich sind. Voraussetzung ist natürlich, dass die betrachtete Feldanordnung auch auf eine bereits katalogisierte und ausgewertete Elektrodenanordnung übertragen werden kann.

Nachteilig ist insbesondere die beschränkte Genauigkeit des Verfahrens. Bei sehr inhomogenen Feldern ergeben sich auch sehr kleine Werte des Homogenitätsgrades η , die aus einem Diagramm (wie z.B. aus Bild 2.3-33) nur mit sehr geringer Genauigkeit abgelesen werden können. Eine geschlossene Lösung ist somit sicher oft vorzuziehen, sie ermöglicht darüber hinaus noch die Durchführung von Optimierung (vgl. z.B. Kap. 2.3.1.2 und 2.3.1.3).

Bild 2.3-33 zeigt einen interessanten Zusammenhang zwischen ebenen und rotationssymmetrischen Anordnungen mit gleichem Schnittbild: Durch die zusätzliche Krümmung

nehmen die Homogenitätsgrade stark ab. Aus den analytischen Ausdrücken für η kann durch Elimination von p der Zusammenhang

$$\eta_{\text{Zyl.}} = -\ln \eta_{\text{Kug.}} / (1/\eta_{\text{Kug.}} - 1)$$

abgeleitet werden, der in Bild 2.3-34 graphisch dargestellt ist.

Bild 2.3-34 ist nach [22] auch eine brauchbare Näherung für den *allgemeinen Zusammenhang* zwischen den Homogenitätsgraden von ebenen Feldanordnungen und den entsprechenden rotationssymmetrischen Feldanordnungen für $\eta_{\text{eben}} > 0,6$ (bzw. $\eta_{\text{Zyl.}} > 0,6$). Für stärker inhomogene Felder ist Bild 2.3-34 nur noch zur Abschätzung anwendbar.

Beispiel: Kugelfunkstrecke

Die maximale Feldstärke einer *Kugelfunkstrecke* mit $r_0 = 0,2 d$ soll abgeschätzt werden (vgl. auch Kapitel 2.3.5.2, Beispiel Kugelfunkstrecke).

Zunächst soll der Homogenitätsgrad der *entsprechenden ebenen Anordnung* mit gleichem Schnittbild bestimmt werden. Es handelt sich dabei um zwei parallele zylindrische Leiter mit $r = r_0$ und mit dem Elektrodenabstand (Schlagweite) $s = 0,6 d = 3 r$.

Aus der Ersatzladungsberechnung folgt mit Gl. (2.3-76)

$$\begin{aligned} E_{\text{max(eben)}} &= 1,462 U/(d - 2r_0) \\ &= 1,462 E_0 s/(3 r_0) \\ &= 1,462 E_0 . \end{aligned}$$

Somit ist

$$\eta_{\text{eben}} = 1/1,462 = 0,684$$

Aus Bild 2.3-34 wird für die entsprechende rotationssymmetrische Anordnung

$$\eta_{\text{rot}} \approx 0,48$$

entnommen, sie ist erwartungsgemäß wesentlich inhomogener. Als Ergebnis folgt

$$E_{\text{max(rot)}} \approx U/(s \cdot 0,48) = 2,1 \cdot U/s ,$$

in guter Übereinstimmung mit $E_{\text{max}} = 2,21 \cdot U/s$ aus der Ersatzladungsberechnung in Kap. 2.3.5.2 (Beispiel Kugelfunkstrecke).

Aus vorstehendem Zahlenbeispiel wird deutlich, dass Bild 2.3-34 eine nützliche Hilfe bei der Berechnung rotationssymmetrischer Anordnungen sein kann, wenn der Homogeni-

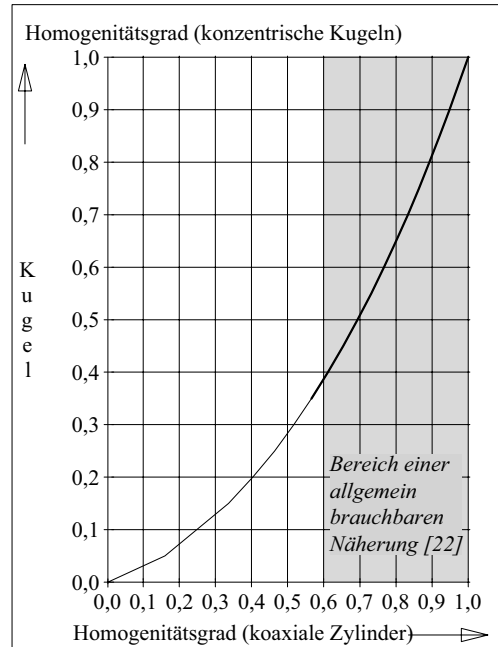


Bild 2.3-34: Vergleich der Homogenitätsgrade ebener und rotationssymmetrischer Elektrodenanordnungen am Beispiel Zylinder-/Kugelfunkstrecke.

tätsgrad für die entsprechende ebene Anordnung einfacher zu ermitteln ist. Allerdings ist auch dieses Verfahren mit dem Nachteil der graphischen Ablesegenauigkeit und dem Näherungscharakter der Kurve behaftet.

2.3.7 Ausmessung stationärer Strömungsfelder

Meist sind die zu bestimmenden elektrischen Felder einer direkten Messung nicht zugänglich oder es mangelt an geeigneten Messverfahren (vgl. Kap. 6). Man ist also auf die indirekte Bestimmung der elektrischen Beanspruchungen durch Berechnungen angewiesen.

Neben den behandelten analytischen Verfahren hatte sich die punktweise *Ausmessung stationärer Strömungsfelder* etabliert, um kompliziertere Potentialverteilungen zu ermitteln. Diese Methode ist in der industriellen Anwendung weitgehend durch die flexiblere und genauere *numerische Feldberechnung* abgelöst

worden. Allerdings ist die Analogie zwischen langsam veränderlichem dielektrischem Verschiebungsfeld (bei Wechselspannungsbeanspruchung) und stationärem Strömungsfeld (bei Gleichspannungsbeanspruchung) von grundsätzlicher Bedeutung.

2.3.7.1 Analogie zwischen dielektrischem Verschiebungsfeld und stationärem Strömungsfeld

Die Bestimmung von *Potentialfeldern* durch Ausmessung stationärer elektrischer Strömungsfelder beruht auf der Analogie zu den langsam veränderlichen dielektrischen Verschiebungsfeldern, vgl. auch Kap. 2.1.4. D.h. die Dielektrizitätszahl ε und die Verschiebungsdichte $\mathbf{D}$ sind durch die Leitfähigkeit κ und die Leitungsstromdichte $\mathbf{J}$ zu ersetzen, Gl. (2.1-19) und (-20):

$$\mathbf{D} = \varepsilon \mathbf{E} \quad \text{entspricht} \quad \mathbf{J} = \kappa \mathbf{E} \quad (2.3-94)$$

Die elektrische Feldstärke $\mathbf{E}$ wird in beiden Feldarten nach formal gleichartigen Gleichungen bestimmt. Anstelle der Ladung Q als Quelle des elektrischen Feldes tritt der in die Anordnung eingespeiste Strom I :

$$Q = \iint \mathbf{D} \, d\mathbf{A} \quad \text{entspricht} \quad I = \iint \mathbf{J} \, d\mathbf{A} \quad (2.3-95)$$

Die elektrischen Feldstärken $\mathbf{E}$ und die aus ihnen abgeleiteten Größen, Potential φ und Spannung U , entsprechen einander für die beiden unterschiedlichen Feldarten. Insbesondere ist auch die Potentialgleichung (2.3-31)ff.

$$\Delta \varphi = 0 \quad (2.3-96)$$

in dieser Form (für das raumladungsfreie bzw. stromquellenfreie Isolierstoffvolumen) für beide Feldarten gleichermaßen gültig.

D.h. die vorstehenden Feldberechnungen für die von Ladungen erzeugten Quellenfelder sind auch auf stationäre Strömungsfelder übertragbar. Umgekehrt können Potentialverteilungen, die in stationären Strömungsfeldern gemessen wurden, auch auf die von Ladungen erzeugten Quellenfelder übertragen werden.

Anmerkung: Häufig werden die mit festen (statischen) Ladungsverteilungen berechneten Quellenfelder auch als „statische elektrische Felder“ bezeichnet. Dabei handelt es sich jedoch um eine theoretische *Hilfsvorstellung*, da der statische Fall aufgrund der immer vorhandenen (Rest-)Leitfähigkeit des Isolierstoffes nicht existieren kann, es kommt zwangsläufig zur Ausbildung eines *stationären Strömungsfeldes*.

Das von Ladungen erzeugte Quellenfeld ist jedoch eine gute Näherung für *langsam veränderliche Felder* in Isolierstoffen mit sehr geringer (Rest-)Leitfähigkeit, wenn die Leitungsstromdichte $\mathbf{J}$ gegenüber der Verschiebungsstromdichte $\partial \mathbf{D} / \partial t$ vernachlässigt werden kann, vgl. auch Kap. 2.1.4.4.

Für die Ausmessung von Strömungsfeldern sind vor allem zwei Verfahren von Interesse, die Messung auf halbleitendem Papier und in halbleitenden Flüssigkeiten.

2.3.7.2 Messungen auf halbleitendem Papier („Widerstandspapier“)

Ebene Strömungsfelder können mit Hilfe von halbleitendem Papier („Widerstandspapier“) erzeugt werden, auf dem gut leitfähige Elektrodenkonturen aufgemalt oder ganzflächig angepresst werden. Der Rand des Papiers muss dabei einen großen Abstand zum interessierenden Feldbereich haben, um Feldverzerrungen durch die Begrenzungen zu vermeiden.

Nach Anlegen einer Gleichspannung an die Elektroden erfolgt die Messung des Potentials für beliebige Punkte mit Hilfe einer metallischen Sonde, die auf das Papier aufgesetzt wird. I.d.R. wird für die Messung eine *Brückenschaltung* mit Nullindikator eingesetzt, um rückwirkungsfrei messen zu können.

Für die Durchführung der Messung ist es sinnvoll, die Brücke auf einen festen Potentialwert einzustellen und dann mit der Sonde die zugehörige Äquipotentiallinie auf dem Widerstandspapier verfolgen zu können. Durch entsprechendes Markieren entsteht unmittelbar ein Potentiallinienbild.

Die Messungen an Widerstandspapier erlauben auch die Nachbildung unterschiedlicher Leitwerte (bzw. Dielektrizitätszahlen ε) durch Stapeln von Papieren in unterschiedlicher Anzahl. Dabei ist jedoch unbedingt auf ganzflächigen Kontakt der Blätter untereinander zu achten.

2.3.7.3 Messungen in halbleitenden Flüssigkeiten („Elektrolytischer Trog“)

Durch Versenken der Elektrodenanordnung in einer halbleitenden Flüssigkeit (z.B. in einem wässrigen Elektrolyten) kann auch eine beliebige *dreidimensionale* Feldanordnung punktweise vermessen werden (*Field Plotter*). Prinzipiell kann auf diese Weise auch die originale Elektrodenanordnung untersucht werden, falls ein ausreichend großer elektrolytischer Trog zur Verfügung steht.

Die Feldbegrenzung an den Behälterwänden darf keinen Einfluss auf das Feld im interessierenden Bereich nehmen, so dass sich häufig sehr große Behälterabmessungen ergeben.

Die Nachbildung unterschiedlicher Dielektrizitätszahlen durch Flüssigkeiten unterschiedlicher Leitfähigkeiten, die sich an definierten Grenzflächen berühren müssen, sich aber nicht durchmischen dürfen, ist nicht ohne weiteres realisierbar.

Für ein räumliches Potentialflächenbild ist eine große Anzahl von Daten aufzunehmen, so dass sich ein automatisierter Messablauf mit Positionierung der Messsonde empfiehlt.

Die in die Flüssigkeit getauchte Messsonde muss natürlich (bis auf die eigentliche Messspitze) gegen die Flüssigkeit isoliert sein.

2.4 Statische, stationäre und quasistationäre Felder in inhomogenen Dielektrika

Materie im elektrischen Feld hat einen wesentlichen Einfluss auf die Ausbildung der Feld- und Potentialverteilung:

- Durch Polarisierung, d.h. durch Verschiebung geladener Atome und Moleküle oder durch Orientierung von Dipolen im elektrischen Feld, entstehen zusätzliche Felder. Man berücksichtigt dies durch die sog. „*Dielektrizitätszahl*“ ε des Isolierstoffes.

- Durch Bewegung von Ladungsträgern im elektrischen Feld entsteht ein sogenanntes Strömungsfeld. Man berücksichtigt dies durch die sogenannte (*Rest*-) *Leitfähigkeit* κ des Isolierstoffes.

In Kap. 2.3 wurden die Felder in *homogenen Dielektrika* mit konstanten Dielektrizitätszahlen ε und Leitfähigkeiten κ behandelt. D.h. es bestand die Voraussetzung, dass sich im Feldraum keine Materie (ideales Vakuum) oder ein völlig homogener Stoff befindet. Eine Abhängigkeit von Umgebungsparametern (z.B. Temperatur), eine Feldabhängigkeit (Nichtlinearität) oder eine Richtungsabhängigkeit (Isotropie) wurden nicht berücksichtigt.

Unter diesen Voraussetzungen ergibt sich keinerlei Einfluss der Materialgrößen ε und κ auf die Potentialverteilung und auf Größe und Richtung der elektrischen Feldstärke E .

Allerdings sind die Feldgrößen D und J materialabhängig. Damit ist auch die Kapazität C der Elektrodenanordnung

$$C = \frac{Q}{U} = \frac{\oiint D \, dA}{U} = \varepsilon \frac{\oiint E \, dA}{U} \quad (2.4-1)$$

eine von der Dielektrizitätszahl ε abhängige Größe. Auch der (Durchgangs-)Widerstand R bzw. der Leitwert G der Elektrodenanordnung ist von der Leitfähigkeit κ abhängig:

$$G = \frac{1}{R} = \frac{I}{U} = \frac{\oiint J \, dA}{U} = \kappa \frac{\oiint E \, dA}{U} \quad (2.4-2)$$

Anmerkung: Aus diesen Gleichungen folgt für die „Eigenentladungszeitkonstante“ des Isolierstoffes

$$\tau_e = RC = \varepsilon \kappa \quad (2.4-3)$$

(vgl. auch Kap. 2.1.4.4, Beispiel Kondensatordielektrikum). D.h. bei gegebener Kapazität C kann unmittelbar auch der Widerstand R errechnet werden.

In der Hochspannungstechnik treten homogene Isolierstoffe immer nur bereichsweise auf, z.B. als Luftisolation bei Freileitungen, als Druckgasisolation in gekapselten Schaltanlagen oder

als Kabeldielektrikum. Zu einem funktionsfähigen **Isolationssystem** gehören immer noch *weitere Isolierstoffe*, z.B. in Form von Isolatoren (bei Freileitungen), von Stützern (bei gekapselten Schaltanlagen) oder von Endverschlüssen (bei Kabeln).

Man muss also grundsätzlich über die Betrachtung der Feldbereiche mit homogenem Isolierstoff hinaus auch die Bereiche mit *verschiedenen Isolierstoffen* betrachten. Komplexe Isolationssysteme (wie z.B. in Transformatoren, Durchführungen, Kabelendverschlüssen usw.) bestehen aus einer großen Zahl von Bauelementen mit verschiedenen Isolierstoffen (wie z.B. Öl, Papier, Pressspan, Kunststoff-Folien, Porzellan, Epoxidharz, Silikone oder Luft).

Die Feld- und Potentialverteilungen in Anordnungen mit mehreren Isolierstoffen können sich sehr stark von den Feld- und Potentialverteilungen in homogenen Anordnungen unterscheiden. Insbesondere treten an Grenzflächen Brechungen und Sprünge der Feldgrößen auf.

Nachfolgend werden zunächst Ursache und mathematische Beschreibung von *Polarisation und Leitfähigkeit* in Isolierstoffen dargestellt (Kap. 2.4.1).

Damit ist die Behandlung der *grundlegenden Isolierstoffschichtungen* quer, längs und schräg zur Feldrichtung möglich (Kap. 2.4.2).

Die Anwendung der *analytischen Feldberechnungsmethoden* auf Isolierstoffsysteme (Kap. 2.4.3) erlaubt die Berechnung wichtiger *Sonderfälle*, wie z.B. geschichtete Kondensatordielektrika, beschichtete Elektrodenoberflächen, Barriersysteme, Risse und Spalte, Blasen und Lunker, sowie Tripelpunkte und Zwickel an der Oberfläche von Elektroden.

Die Darstellung bezieht sich zunächst auf das *dielektrische Verschiebungsfeld* (bei Wechselspannung) und Medien mit unterschiedlichen Dielektrizitätszahlen ϵ . Wegen der in Kap. 2.3.7.1 beschriebenen Analogien können die Ergebnisse auch auf das *stationäre Strömungsfeld* (bei Gleichspannung) und Medien mit unterschiedlichen Leitfähigkeiten übertragen werden (Kap. 2.4.4).

2.4.1 Leitfähigkeit und Polarisation

Der Aufbau der Materie aus geladenen Protonen und Elektronen ist i.d.R. nicht unmittelbar feststellbar, weil die Ladungen statistisch gesehen gleichmäßig verteilt sind. Sie sind entweder beweglich oder ortsfest gebunden.

2.4.1.1 Leitfähigkeit

Unter der Kraftwirkung elektrischer Felder werden *bewegliche Ladungsträger* beschleunigt und durch Stöße wieder abgebremst. Im statistischen Mittel stellen sich eine konstante Driftgeschwindigkeit und eine konstante *Stromdichte* J ein, die der Feldstärke E proportional ist [24], [25]. Die Materialgleichung (2.1-20) beschreibt diesen Zusammenhang mit dem Proportionalitätsfaktor κ (*Leitfähigkeit*):

$$J = \kappa E \quad (2.4-4)$$

Anmerkung: In Gasen ist dieser lineare Zusammenhang bei hohen Feldstärken nicht mehr gültig. Es kommt zu einer Ladungsträgervermehrung durch Stoßprozesse und zu einem Stromanstieg (vgl. Kap. 3).

In flüssigen und festen Isolierstoffen kann man meist in guter Näherung von Gl. (2.4-4) ausgehen. Je nach Art der stromtragenden Ladungsträger unterscheidet man *Ionenleitung* und *Elektronenleitung*.

Leitfähigkeiten von Isolierstoffen hängen sehr stark von den verwendeten Materialien, Verunreinigungen, Fertigungsbedingungen und den Einsatzbedingungen (z.B. Temperatur, Beanspruchungszeit, z.T. auch Feldstärke) ab. Beispielsweise steigt die Leitfähigkeit oft exponentiell mit der Temperatur an. Die Unterschiede zwischen verschiedenen Isolierstoffen können mehrere Größenordnungen betragen. Eine genauere Betrachtung erfolgt in Kap. 4.

Die Verlässlichkeit einer Feldberechnung für ein stationäres Strömungsfeld (d.h. bei Gleichspannung) hängt sehr stark von der Verlässlichkeit der verwendeten Leitfähigkeitswerte ab. In der Praxis muss der Ermittlung von anwendungsgerechten Leitfähigkeitswerten besondere Aufmerksamkeit gewidmet werden.

2.4.1.2 Polarisation

Ortsfest gebundene positive und negative Ladungsträger können unter der Kraftwirkung des elektrischen Feldes gegeneinander verschoben werden, es entsteht eine *Polarisation* des Isolierstoffs, Bild 2.4-1. Dabei gibt es mehrere Polarisationsmechanismen [24], [25]:

- Durch Verschieben der negativen Elektronenhülle gegen den positiven Kern wird das Atom deformiert. Man spricht von *Elektronenpolarisation* (bzw. Deformationspolarisation).
- Durch Verschieben von Atomen, die unterschiedliche Ladung tragen können, werden Moleküle deformiert. Man spricht von *Atomspolarisation* (bzw. ebenfalls von Deformationspolarisation).
- Durch Verschieben unterschiedlich geladener Gitterbausteine eines Kristallgitters entsteht die *Gitterpolarisation*.
- Die Ausrichtung polarer Moleküle bzw. Molekülgruppen (sogenannter elektrischer Dipole) wird als *Orientierungspolarisation* bezeichnet.
- Auch der Stau von Ladungsträgern an makroskopischen oder mikroskopischen Grenzflächen zwischen Medien unterschiedlicher Leitfähigkeit führt zur Polarisation des Dielektrikum, d.h. zur sog. *Grenzflächenpolarisation*.

Die Wirkung der unterschiedlichen Polarisationsmechanismen ist immer gleich: Es entsteht ein zusätzliches elektrisches Feld E_{Dip} aus der Überlagerung vieler Dipolfelder, das sich dem ursprünglichen Feld E_0 einer gleichartigen Anordnung ohne Isolierstoff („Vakuumfeld“) überlagert, Bild 2.4-2b:

$$E = E_0 + E_{\text{Dip}} \quad (2.4-5)$$

Das Feld der verschobenen Ladungen ist dem ursprünglichen Feld entgegengerichtet. Deshalb gilt für die Beträge

$$E = E_0 - E_{\text{Dip}} \quad (2.4-6)$$

Die Zusammenhänge sollen mit Hilfe eines Gedankenexperiments erläutert werden:

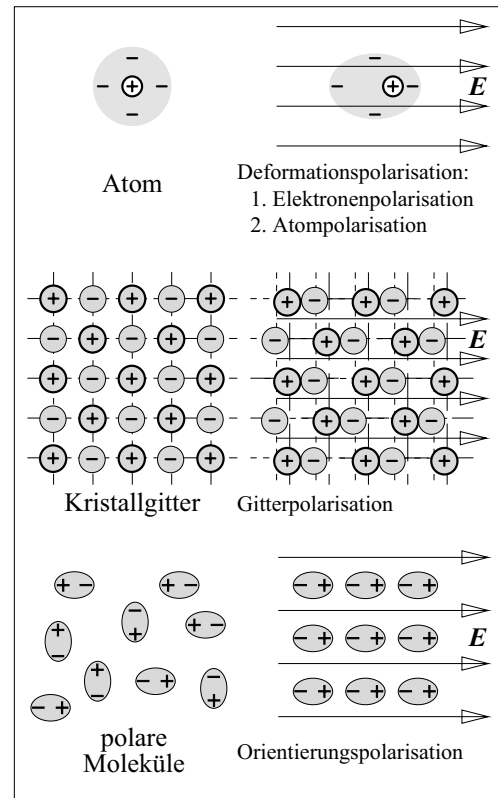


Bild 2.4-1: Polarisation von Isolierstoffen durch ein elektrisches Feld (rechts).

In einen Kondensator mit der Ladung Q wird ein Isolierstoff eingebracht, Bild 2.4-2a und -b. Dadurch ändert sich die Plattenladung Q nicht, wenn der Kondensator nicht mit einer äußeren Quelle verbunden ist. D.h. man geht von *konstanter Ladung* $Q = D \cdot A$ und damit auch von konstanter dielektrischer Verschiebungsdichte

$$D = \epsilon_0 \cdot E_0 = \text{const.}$$

aus. Mit Gl. (2.4-6) gilt

$$\begin{aligned} D &= \epsilon_0 \cdot (E + E_{\text{Dip}}) \\ &= \epsilon_0 \cdot E + P. \end{aligned}$$

Der Term $P = \epsilon_0 \cdot E_{\text{Dip}}$ wird als *elektrische Polarisation* bezeichnet. Er hat die gleiche Dimension wie die elektrische Verschiebungsdichte D . Der Vektor $\mathbf{P} = -\epsilon_0 \cdot \mathbf{E}_{\text{Dip}}$ kann als derjenige Anteil der Verschiebungsdichte $\mathbf{D}$ interpretiert werden, für den das elektrische

Bild 2.4-2a:
Elektrisches
Quellenfeld
in Vakuum.

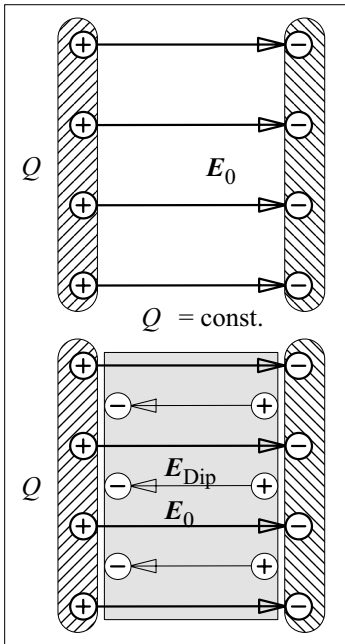


Bild 2.4-2b:
Elektrisches
Zusatzfeld
durch die
Polarisation
eines Isolier-
stoffs bei
konstanter
Ladung.

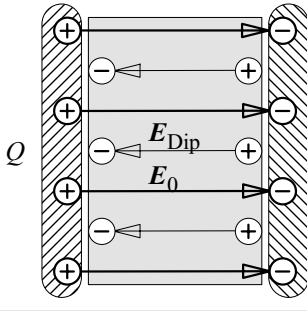


Bild 2.4-3a:
Elektrisches
Quellenfeld
in Vakuum.

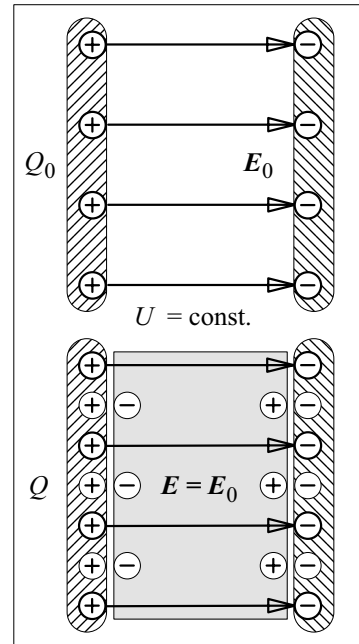
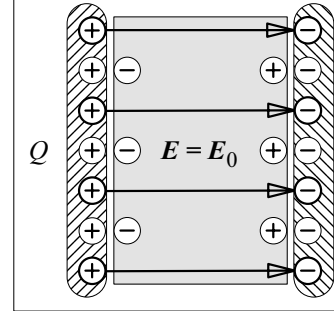


Bild 2.4-3b:
Bindung
zusätzlicher
Ladungen
durch die
Polarisation
eines Isolier-
stoffs bei
konstanter
Spannung.



Feld durch die polarisierten Ladungen kompensiert wird. Allgemein gilt

$$\mathbf{D} = \epsilon_0 \cdot \mathbf{E} + \mathbf{P}. \quad (2.4-7)$$

Der Anteil $\epsilon_0 \cdot \mathbf{E}$ ist denjenigen Ladungen auf der Elektrode zuzuordnen, die *nicht* von den polarisierten Ladungen im Isolierstoff kompensiert werden. Sie erzeugen dementsprechend ein gegenüber $\mathbf{E}_0$ reduziertes elektrisches Feld $\mathbf{E}$, vgl. auch Gl. (2.4-5) und (-6).

Es ist üblich, den Einfluss der Polarisation, d.h. den Einfluss des Isolierstoffs durch einen Faktor ϵ_r , die sogenannte *relative Dielektrizitätszahl*, zu beschreiben. Man erhält dann die schon erwähnte *zentrale Materialgleichung* (2.1-2) und (-19):

$$\mathbf{D} = \epsilon_0 \cdot \epsilon_r \cdot \mathbf{E} \quad (2.4-8)$$

Absolute und relative Dielektrizitätszahl werden oft zur Dielektrizitätszahl oder Permittivität ϵ zusammengefasst:

$$\epsilon = \epsilon_0 \cdot \epsilon_r \quad (2.4-9)$$

Aus der Gleichheit der Gleichungen (2.4-7) und (-8) folgt für die Polarisation

$$\mathbf{P} = \epsilon_0 \cdot (\epsilon_r - 1) \cdot \mathbf{E}. \quad (2.4-10)$$

Im Vakuum verschwindet die Polarisation, d.h. es gilt $\epsilon_r = 1$. Bei Anwesenheit von Materie gilt grundsätzlich $\epsilon_r > 1$.

Nach Gl. (2.4-1) führt das Einbringen eines Dielektrikums zur *Erhöhung der Kapazität*:

$$C = \epsilon_r \cdot C_0 \quad (2.4-11)$$

Anmerkung: Bisher wurde angenommen, dass ein Kondensator ohne und mit Dielektrikum eine bestimmte *konstante Ladung* Q trägt. Das Einbringen des Dielektrikums führt dann zur Verringerung der Feldstärke $\mathbf{E} = \mathbf{E}_0/\epsilon_r$ und der Kondensatorspannung U , Bild 2.4-2.

Eine entsprechende Überlegung kann auch für einen Kondensator durchgeführt werden, bei dem durch eine äußere Quelle eine *konstante Spannung* U und damit auch eine konstante Feldstärke $\mathbf{E}$ aufrechterhalten wird. Das Einbringen des Dielektrikums bewirkt dann durch die Polarisation, dass zusätzlich zur vorhandenen Elektrodenladung Q_0 weitere Ladungen auf den Elektroden gebunden werden, Bild 2.4-3. Sie müssen in Form eines Stromes aus der angeschlossenen Quelle geliefert werden. Dem Anstieg der Elektrodenladung auf Q entspricht ein Anstieg der Verschiebungsdichte $\mathbf{D}$ auf

$$\mathbf{D} = \epsilon_0 \cdot \epsilon_r \cdot \mathbf{E} = \epsilon_r \cdot \mathbf{D}_0. \quad (2.4-12)$$

Die Polarisation $\mathbf{P}$ in Gl. (2.4-7) kann dann als die Verschiebungsdichte interpretiert werden, die den zusätzlich auf den Elektroden gebundenen Ladungen entspricht.

Die Werte der relativen Dielektrizitätszahl hängen stark von den jeweiligen *Polarisationsmechanismen* ab, Bild 2.4-4. Nachfolgend sind typische Werte (für Raumtemperatur und Netzfrequenz $f = 50$ Hz) erläutert:

- Im idealen *Vakuum* befindet sich keine polarisierbare Masse. Deshalb gilt $\epsilon_r = 1$.
- In Gasen befindet sich vergleichsweise wenig Masse, die Moleküle besitzen keinen polaren Charakter. Durch Elektronenpolarisation entsteht eine geringe, oft vernachlässigte Erhöhung der relativen Dielektrizitätszahl. Für *Luft* gilt $\epsilon_r = 1,0006$.
- Stoffe mit *symmetrischen, unpolaren Molekülen* haben vergleichsweise niedrige Dielektrizitätszahlen, aufgrund von Elektronen-, Atom- und ggf. Gitterpolarisation. Für *Mineralöl* und für *Polyäthylen (PE)* gilt etwa $\epsilon_r = 2,2$.
- *Unsymmetrisch aufgebaute und komplexe Moleküle* besitzen oft ein hohes Dipolmoment. Durch Orientierungspolarisation ergeben sich höhere Dielektrizitätszahlen. Für *Polyvinylchlorid (PVC)* gilt etwa $\epsilon_r = 3,5$, für *Epoxidharze* etwa $\epsilon_r = 4$, für *Rizinusöl* etwa $\epsilon_r = 5$ und für *Zellulosefasern* bis zu $\epsilon_r = 7$.
- Flüssigkeiten aus *polaren Molekülen hoher Beweglichkeit* haben sehr hohe Dielektrizitätszahlen aufgrund von Orientierungspolarisation. Für *Glyzerin* gilt etwa $\epsilon_r = 40$, für *Wasser* $\epsilon_r = 81$.
- Extreme Dielektrizitätszahlen $\epsilon_r > 1000$ werden in sog. *Ferroelektrika* beobachtet. In der Nähe von Umwandlungstemperaturen der Kristallstruktur können sich die Bindungsverhältnisse so verändern, dass es unter der Wirkung eines elektrischen Feldes zur sog. "Polarisationskatastrophe", d.h. zum extremen Anstieg der Dielektrizitätszahl kommt [25]. Dieser Effekt ist

stark von der Temperatur und auch von der Feldstärke abhängig; er tritt nur in Richtung bestimmter Kristallachsen auf. Für *Bariumtitanat* gilt etwa $\epsilon_r = 3000 \dots 7000$.

Dielektrizitätszahlen sind keine konstanten Größen, sie verändern sich mit der *Temperatur* T und der *Frequenz* f des elektrischen Feldes, Bild 2.4-5, vgl. Kap. 4.

Bei Erhöhung der *Temperatur* erhöht sich einerseits die Beweglichkeit vorhandener Dipole, andererseits führt die Wärmebewegung zu einer zunehmenden Zerstörung der Dipolausrichtung durch Stöße. Dadurch kann es bei Temperaturerhöhung zunächst zu einer Erhöhung von ϵ_r kommen, wenn die bei niedrigeren Temperaturen "eingefrorenen" Dipole beweglicher werden. Dies geht oft einher mit einer strukturellen Veränderung des Isolierstoffes. Weitere Temperatursteigerung führt dann zum Absinken der Dielektrizitätszahl, Bild 2.4-5.

Bei zunehmender *Frequenz* ist zu beachten, dass die Polarisation einer mechanischen Trägheit unterliegt, die für die Ausrichtung großer Dipole am größten und für die Elektronenpolarisation am kleinsten ist. D.h. mit zunehmender Frequenz können die Dipole aufgrund ihrer Massenträgheit der Feldänderung nicht mehr

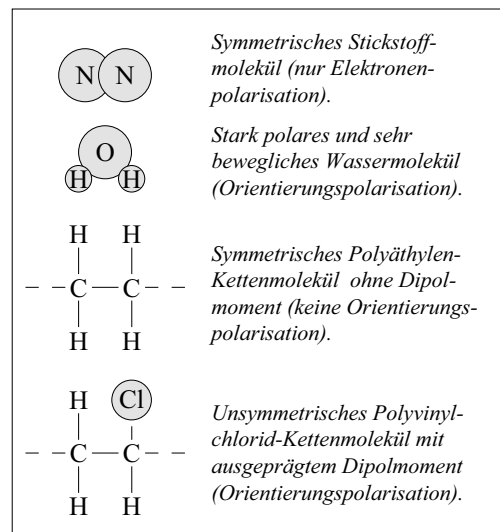


Bild 2.4-4: Beispiele für Polarisationsmechanismen in Isolierstoffen.

folgen. Dadurch entsteht eine starke Frequenzabhängigkeit (Dispersion) der Dielektrizitätszahl: Grundsätzlich nimmt ϵ_r mit der Frequenz in Stufen ab, die dem Aussetzen der Polarisationsmechanismen zugeordnet werden können, Bild 2.4-5 unten.

Anmerkung: Die Polarisation ist ein Vorgang, der ähnlich wie die Stromleitung, mit Verlusten, den sogenannten *Polarisationsverlusten*, verbunden ist. Sie entstehen durch Stöße bei der ständigen Umorientierung der Dipole mit der Frequenz des anliegenden Feldes. Bei niedrigen und hohen Frequenzen sind die Polarisationsverluste gering, weil die Dipole dem Feld unverzögert bzw. überhaupt nicht mehr folgen können. Im Übergangsbereich werden die Polarisationsverluste maximal, vgl. Kap. 4.

Für sinusförmige Wechselfelder können der dielektrische Verschiebungsstrom und ein fiktiver Verluststrom (der die Verluste durch Leitungsstrom und durch Polarisation angibt) im Frequenzbereich durch eine *komplexe Dielektrizitätszahl* beschrieben werden. Der Realteil entspricht dabei ϵ_r , der Imaginärteil ist ein verlustbeschreibender Term, vgl. Kap. 4.2.4.

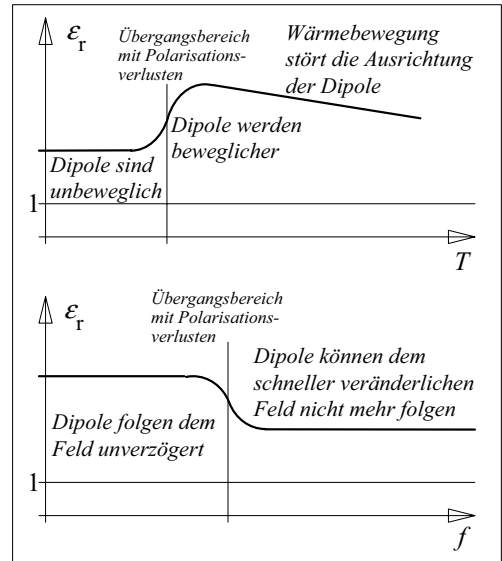


Bild 2.4-5: Grundsätzliche Abhängigkeit der relativen Dielektrizitätszahl von den Parametern Temperatur und Frequenz für ein Dielektrikum mit Orientierungspolarisation (schematisch).

2.4.2 Geschichtete Dielektrika

Ausgehend von den Maxwell'schen Gleichungen für langsam veränderliche Felder in Isolierstoffen, ergeben sich an Grenzflächen bestimmte Bedingungen für die Feldgrößen (Kap. 2.4.2.1). Für das dielektrische Verschiebungsfeld (i.d.R. bei Wechselfeldern in Isolierstoffen) werden das quer, längs und schräg zum elektrischen Feld geschichtete Dielektrikum behandelt (Kap. 2.4.2.2 bis 2.4.2.4). Analoge Betrachtungen ergeben sich für das stationäre Strömungsfeld bei Gleichspannung in Kap. 2.4.4.

2.4.2.1 Grenzflächen

Betrachtet wird die Grenzfläche zwischen zwei unterschiedlichen Dielektrika, Bild 2.4-6.

Aus der Integration über der elektrischen Feldstärke E längs eines geschlossenen Weges P_1 - P_2 - P_3 - P_4 - P_1 beiderseits der Grenzfläche folgt aus dem Induktionsgesetz nach Gl. (2.1-32)

$$\oint E \, ds = E_{1t} \cdot s + (-E_{2t}) \cdot s = 0.$$

D.h. die *Tangentialkomponenten der elektrischen Feldstärke* sind auf beiden Seiten der Grenzfläche gleich groß:

$$E_{1t} = E_{2t} \quad (2.4-13)$$

Wird die Linie P_1 - P_2 - P_3 - P_4 - P_1 als Kontur einer geschlossenen Hüllfläche angesehen, so folgt aus der Kontinuitätsgleichung (2.1-35), dass der (auf der einen Seite der Grenzfläche) in die Hülle hineinfließende Strom auf der anderen Seite wieder aus der Hülle herausfließen muss. Diese Bedingung ist gleichbedeutend mit der Kontinuität der *Normalkomponenten der Stromdichten* (Leitungs- und Verschiebungsstromdichte):

$$J_{1n} + \partial D_{1n} / \partial t = J_{2n} + \partial D_{2n} / \partial t \quad (2.4-14)$$

Oft kann man sich auf die *Sonderfälle* des stationären Strömungsfeldes (ohne Verschiebungsstrom) und des dielektrischen Verschiebungsfeldes (ohne Leitungsstrom) beschränken.

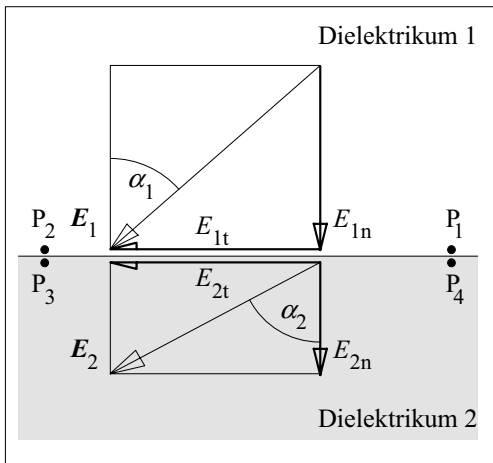


Bild 2.4-6: Vektoren der elektrischen Feldstärke an einer Grenzfläche zwischen zwei Isolierstoffen.

D.h. im **stationären Strömungsfeld** (bei Gleichspannung) gehen die *Normalkomponenten der Leitungsstromdichte J* stetig über:

$$J_{1n} = J_{2n} \quad (2.4-15)$$

Im **dielektrischen Verschiebungsfeld** (bei Wechselspannung, sofern der Leitungsstrom vernachlässigt werden kann) gehen die *Normalkomponenten der Verschiebungsdichte D* stetig über:

$$D_{1n} = D_{2n} \quad (2.4-16)$$

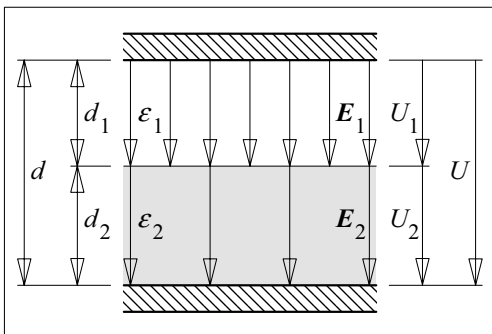


Bild 2.4-7: Quer geschichtetes Dielektrikum in einem Plattenkondensator ("Feldverdrängung").

Nachfolgend wird stets das *dielektrische Verschiebungsfeld* betrachtet, das i.d.R. für die Wechselfelder bei Netzfrequenz (und darüber) in Isolierstoffen angenommen werden darf.

Wegen der Analogie der Gleichungen (2.4-15) und (-16) können die Ergebnisse auch auf das stationäre Strömungsfeld bei Gleichfeldern übertragen werden (Kap. 2.4.4). Hierzu sind vor allem die Verhältnisse der Dielektrizitätszahlen ϵ_1/ϵ_2 durch die Verhältnisse der Leitfähigkeiten κ_1/κ_2 zu ersetzen.

2.4.2.2 Quer geschichtetes Dielektrikum („Feldverdrängung“)

Verläuft die Grenzfläche zwischen zwei Dielektrika (mit den Dielektrizitätszahlen $\epsilon_1 = \epsilon_0 \cdot \epsilon_{r1}$ und $\epsilon_2 = \epsilon_0 \cdot \epsilon_{r2}$) quer zum elektrischen Feld, geht die Verschiebungsdichte stetig über, Bild 2.4-7. Die Beträge der Feldgrößen D und E entsprechen den Beträgen der Normalkomponenten. Nach Gl. (2.4-16) gilt $D_1 = D_2$ bzw.

$$\frac{E_1}{E_2} = \frac{\epsilon_2}{\epsilon_1} \quad (2.4-17)$$

Die Feldstärkebeträge stehen im umgekehrten Verhältnis wie die Dielektrizitätszahlen.

Das Dielektrikum mit der *niedrigeren Dielektrizitätszahl* wird mit einer *höheren Feldstärke* belastet als das Medium mit der höheren Dielektrizitätszahl. Man bezeichnet dies als „*Feldverdrängung*“ in das Medium mit der niedrigeren Dielektrizitätszahl.

Anmerkung: Die Feldverdrängung ist von zentraler Bedeutung für die Hochspannungstechnik. Beispielsweise werden luft- bzw. gasgefüllte Isolierschichten, die ohnehin eine relativ schlechte elektrische Festigkeit aufweisen, durch den Effekt der Feldverdrängung mit stark erhöhten Feldstärken beansprucht. Gasgefüllte Spalte, Risse, Hohlräume, Lunker und Blasen sind deshalb eine der häufigsten Ursachen für fehlerhafte Isolationen, Bild 2.4-8. Oft treten dabei sogenannte Teilentladungen auf, die meist zu einer schleichenden Erosion des Isolierstoffes bis zum Durchschlag führen.

In inhomogenen Feldern kann der Effekt der Feldverdrängung genutzt werden, um Bereiche mit hoher Feldstärke zu entlasten und das Feld in feldschwächere Bereiche zu verdrängen.

Für das bereichsweise homogene Feld des Plattenkondensators nach Bild 2.4-7 gilt

$$U = U_1 + U_2 = E_1 \cdot d_1 + E_2 \cdot d_2.$$

Mit Gl. (2.4-17) folgt daraus

$$E_1 = \frac{U}{d_1 + d_2 \frac{\epsilon_{r1}}{\epsilon_{r2}}} \quad (2.4-18)$$

und

$$E_2 = \frac{U}{d_1 \frac{\epsilon_{r2}}{\epsilon_{r1}} + d_2} \quad (2.4-19)$$

Beispiel: Epoxidharzplatte in ölisiertem Plattenkondensator

In einen ölisierten Plattenkondensator ($d = 20 \text{ mm}$, $\epsilon_{r1} = 2,2$) wird eine Epoxidharzplatte ($d_2 = 12 \text{ mm}$, $\epsilon_{r2} = 4,4$) eingebracht. Es soll die Veränderung der Feldstärken für $\hat{U} = 80 \text{ kV}$ untersucht werden.

Vor Einbringen der Platte ist die Feldstärke $\hat{E}_0 = \hat{U}/d = 4 \text{ kV/mm}$. Nach Einbringen der Platte ergibt sich mit $d_1 = 8 \text{ mm}$ aus Gl. (2.4-18) und (-19) für den Ölpalt $\hat{E}_1 = 5,71 \text{ kV/mm} = 1,43 \cdot \hat{E}_0$ und für die Epoxidharzplatte $\hat{E}_2 = 2,86 \text{ kV/mm} = 0,71 \hat{E}_0$. Die Feldstärke im Öl steigt also durch das Einbringen der Platte um 43 %.

Anmerkung: Die *maximale* Feldverdrängung ergibt sich bei sehr dünnem Ölpalt. Mit $d_1 \ll d_2 \cong d$ gilt dann $\hat{E}_1 \cong \hat{U}/(0 + d \epsilon_{r1}/\epsilon_{r2}) = \hat{E}_0 \cdot \epsilon_{r2}/\epsilon_{r1} = 2 \cdot \hat{E}_0$.

Beispiel: Isolierstoffbarriere in luftisiertem Plattenkondensator

In einem luftisierten Plattenkondensator ($d = 5 \text{ cm}$) soll eine Isolierstoffbarriere ($d_2 = 4 \text{ cm}$, $\epsilon_{r2} = 5$) eingebracht werden. Die (makroskopische) Teilentladungseinsatzfeldstärke E_{TEE}

beträgt 15 kV/cm . Es soll durch Berechnung der Teilentladungseinsatzspannungen U_{TEE} untersucht werden, ob sich die elektrische Festigkeit durch Einbringen der Barriere erhöhen lässt.

Ohne Barriere ergibt sich $U_{\text{TEE}} = 75 \text{ kV}$. Im homogenen Feld kommt es beim Einsetzen von Entladungen unmittelbar zum Durchschlag. Mit Barriere folgt aus Gl. (2.4-18) $U_{\text{TEE}} = 27 \text{ kV}$. Bei dieser Spannung wird die Luftschicht durchschlagen (Teil-Entladung), die Barriere verhindert zunächst den vollständigen Durchschlag. Mit der Zeit wird permanente Entladungstätigkeit im Luftspalt aber die meisten Isolierstoffbarrieren (aus organischen Materialien) erodieren. D.h. die Isolierstoffbarriere *verschlechtert* die Qualität der Isolation!

Anmerkung: In Hochspannungsisolierungen wirkt man dem Effekt der Festigkeitsminderung infolge Feldverdrängung durch vollständige *Imprägnierung* aller Hohlräume und Spalte mit einem elektrisch festeren Isolieröl entgegen.

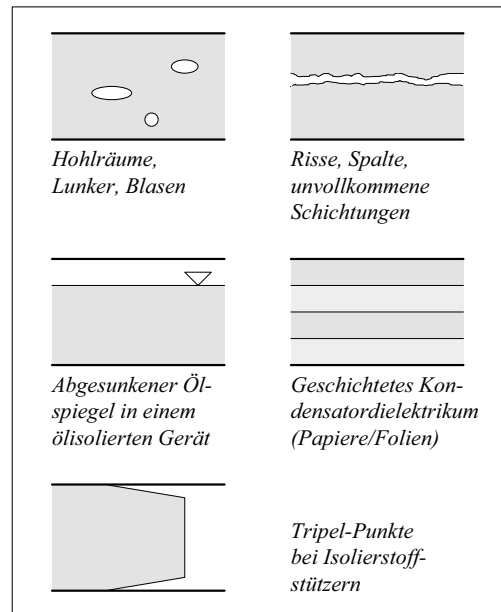


Bild 2.4-8: Beispiele für Feldverdrängung in der Hochspannungstechnik.

2.4.2.3 Längs geschichtetes Dielektrikum (Tangentiale Grenzfläche, „Interface“)

Verläuft die Grenzfläche zwischen zwei Dielektrika parallel zum elektrischen Feld, ist die Feldstärke auf beiden Seiten gleich groß. E ist nämlich tangential gerichtet und geht deshalb nach Gl. (2.3-13) stetig über, Bild 2.4-9.

$$E_1 = E_2 = E_0 = U/d \quad (2.4-20a)$$

Für die Verschiebungsdichten beiderseits der Grenzfläche folgt mit der Materialgl. (2.4-8)

$$D_1/\epsilon_1 = D_2/\epsilon_2. \quad (2.4-20b)$$

D.h. die Verschiebungsdichten sind unterschiedlich. Im Medium mit der höheren Dielektrizitätszahl wird durch die Polarisierung des Mediums auf der Plattenfläche mehr Ladung je Flächeneinheit gebunden als im Medium mit der niedrigeren Dielektrizitätszahl.

Wegen der Gleichheit der elektrischen Feldstärken in beiden Medien könnte man vermuten, dass das längsgeschichtete Dielektrikum eine gute Isolieranordnung wäre. Tatsächlich stellt man in der Praxis aber häufig fest, dass die **Festigkeit** der längsgeschichteten Anordnung *schlechter* ist, als die Festigkeit der beiden angrenzenden Medien.

Dieses paradox erscheinende *Grenzflächenproblem* kann je nach Art der Trennfläche verschiedene Ursachen haben:

- An der Oberfläche von Isolierstoffen sind die Materialeigenschaften gegenüber dem eigentlichen Isolierstoff oft verändert. In Störstellen sind Elektronen dann *nur schwach gebunden*, so dass dadurch zusätzliche Ladungsträger für die Ausbildung einer *Oberflächenentladung* zur Verfügung stehen.
- Die Ablagerung von leitenden oder halbleitenden *Fremdschichten* kann zusätzlich zu einer Potentialverschiebung und einer Feldstärkeüberhöhung an der Oberfläche führen. Der dadurch ausgelöste Überschlag wird als „*Fremdschichtüberschlag*“ bezeichnet.

Anmerkung: Besonders kritisch sind *Gleichspannungsbeanspruchungen*, da die Fremdschichten eine im Ver-

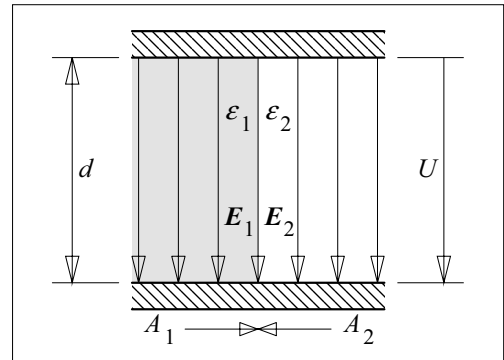


Bild 2.4-9: Längs geschichtetes Dielektrikum im Plattenkondensator ("Tangentiale Grenzfläche").

gleich zum Isoliermaterial sehr hohe Leitfähigkeit aufweisen können.

Aber auch bei *Wechselspannungsbeanspruchungen* können starke Verschmutzungen von Freiluftisolatoroberflächen in Verbindung mit Feuchtigkeit zu Feldverzerrungen und Überschlüssen führen. Isolatoren werden deshalb mit einem *Schirmprofil* versehen, das relativ saubere und trockene Zonen sicherstellt, vgl. auch Bild 1-1. In Extremfällen werden *wasserabweisende (hydrophobe) Materialien*, z.B. Silikonelastomere, eingesetzt.

- Isolatoroberflächen sind niemals völlig glatt und parallel zum Feld. Durch mikroskopische *Oberflächenrauigkeiten* gibt es auch mikroskopisch kleine Bereiche mit Trennflächen quer zum elektrischen Feld, so dass durch Feldverdrängung lokale *Feldüberhöhungen* entstehen können.

2.4.2.4 Schräg geschichtetes Dielektrikum („Brechungsgesetze“)

Schließt der Vektor der elektrischen Feldstärke E mit dem Flächenvektor A (senkrecht zur Grenzfläche) einen Winkel α zwischen 0° und 90° ein, spricht man vom „*schräg geschichtetem Dielektrikum*“, Bild 2.4-10. Beiderseits der Trennfläche ergeben sich unterschiedliche Winkel α_1 und α_2 . D.h. die Feldlinien und damit auch die Potentiallinien erfahren an der Grenzfläche eine *Brechung*.

Die sog. „*Brechungsgesetze*“ ergeben sich für das dielektrische Verschiebungsfeld nach Gl. (2.4-13) und (-16). Da die Normalkomponenten-

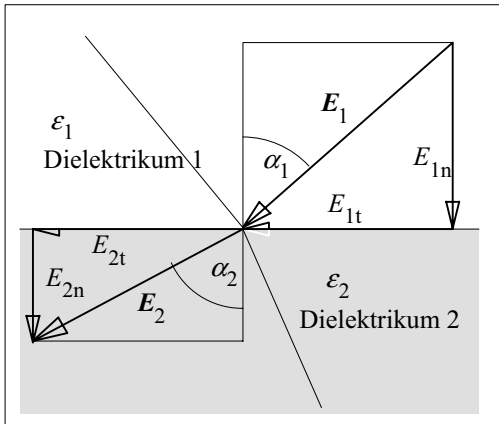


Bild 2.4-10: Vektoren der elektrischen Feldstärke an der Grenzfläche eines schräg geschichteten Dielektrikums: "Brechung" der elektrischen Feldlinien.

ten der Verschiebungsdichte stetig an der Grenzfläche übergehen, gilt

$$D_{1n} = D_{2n}$$

bzw. $\epsilon_{r1} \cdot E_{1n} = \epsilon_{r2} \cdot E_{2n}.$

Außerdem gilt die Stetigkeit der Tangentialkomponenten der elektrischen Feldstärke, d.h.

$$E_{1t} = E_{2t}.$$

Die Division der beiden Stetigkeitsbedingungen ergibt

$$E_{1t}/(E_{1n} \cdot \epsilon_{r1}) = E_{2t}/(E_{2n} \cdot \epsilon_{r2}).$$

Der Quotient aus Tangential- und Normalkomponente ist gleich dem Tangens des Winkels α_1 bzw. α_2 , Bild 2.4-10:

$$\frac{\tan \alpha_1}{\tan \alpha_2} = \frac{\epsilon_{r1}}{\epsilon_{r2}} \quad (2.4-21)$$

Gl. (2.4-21) wird als „Brechungsgesetz“ für die elektrischen Feldlinien und für die dazu senkrechten Äquipotentiallinien bezeichnet.

Das Brechungsgesetz besagt, dass der Winkel α zwischen Feldvektor E und der Flächennormalen mit der Dielektrizitätszahl zu- oder abnimmt. D.h. im dielektrisch dichteren Medium (mit der höheren Dielektrizitätszahl) werden die Feldlinien vom Lot weggebrochen, im Medium mit der kleineren Dielektrizitätszahl

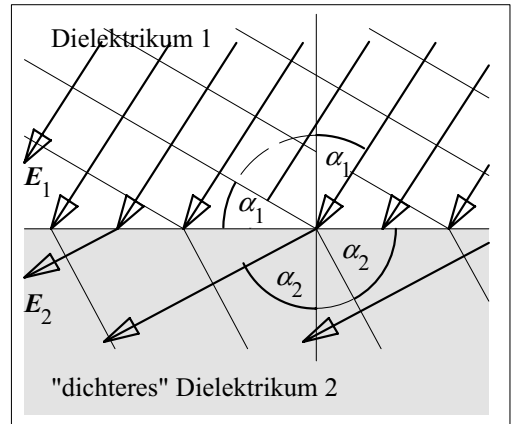


Bild 2.4-11: "Brechung" von Feld- und Potentiallinien an einer Grenzfläche zwischen zwei Dielektrika.

werden die Feldlinien zum Lot hingebrochen. Bei *sehr unterschiedlichen Dielektrizitätszahlen* würden die Feldlinien fast senkrecht aus dem Medium mit der sehr viel höheren Dielektrizitätszahl austreten.

Die senkrecht auf den Feldlinien stehenden *Potentiallinien* werden im dichteren Medium zum Lot hin- und im dünneren Medium vom Lot weggebrochen, Bild 2.4-11. Dabei können die Winkel α_1 und α_2 auch als Winkel zwischen den Äquipotentiallinien und der Grenzflächenkontur angesehen werden. Die Winkel in Bild 2.4-11 entsprechen etwa einem Verhältnis $\epsilon_{r1}/\epsilon_{r2} = 1/3$.

Für ebene Felder sind auch die Zeichenregeln für die **graphische Feldermittlung** anwendbar. Nach Gl. (2.3-35) würde sich aus dem Gedanken *gleicher Teilkapazitäten* für die aus Feld- und Potentiallinien gebildeten Rechtecke

$$\epsilon_r \cdot b/a = \text{const.} \quad (2.4-22a)$$

ergeben. D.h. das Seitenverhältnis der Rechtecke würde sich im Verhältnis der Dielektrizitätszahlen ändern.

Für die praktische Zeichnung ist es jedoch einfacher, überall im gesamten Feldraum von *gleichen Rechtecken* (z.B. quadratischen Kästchen) auszugehen:

$$b/a = \text{const.} \quad (2.4-22b)$$

Damit ist der Abstand der Feldlinien dem Abstand der Potentiallinien proportional und vermittelt einen anschaulichen Eindruck vom Betrag der elektrischen Feldstärke, Bild 2.4-11.

Für die *Kapazitätsabschätzung* müssen dann nach Gl. (2.3-35) bereichsweise unterschiedliche Teilkapazitäten berechnet werden, die in einem geeigneten Ersatznetzwerk zu verschalten sind. Man kann aber auch im Feld- und Potentiallinienbild Bereiche abgrenzen, die gleiche Teilkapazitäten aufweisen, Bild 2.4-12 (fett ausgezogene Feld- und Potentiallinien).

2.4.3 Analytische Berechnung geschichteter Dielektrika

Grundsätzlich werden auch geschichtete Dielektrika mit den in Kap. 2.3 erläuterten Verfahren berechnet. Zusätzlich sind noch die Grenzbedingungen nach Gl. (2.4-13) und (-16) zu erfüllen.

Nachfolgend werden einige wichtige geschichtete Isolieranordnungen behandelt:

Kap. 2.4.3.1 betrachtet ebene, zylindersymmetrische und kugelsymmetrische Schichtungen. Die Trennflächen sollen senkrecht zum elektrischen Feld stehen (quer geschichtete Dielektrika).

Schwachstellen in Isolierungen treten oft in Form von Schichtungen auf, wie z.B. Spalte und Risse (Kap. 2.4.3.2), Zwickel und Tripelpunkte (Kap. 2.4.3.3) oder Hohlräume und Einschlüsse (Kap. 2.4.3.4).

2.4.3.1 Ebene, zylindersymmetrische und kugelsymmetrische Schichtungen

Häufig sind Isolierungen aus der Schichtung mehrerer Isolierstoffe aufgebaut, die möglichst senkrecht zu den Trennflächen elektrisch beansprucht werden (quer geschichtetes Dielektrikum), um die Festigkeitsminderung bei tangentialer Beanspruchung (längs geschichtetes Dielektrikum) zu vermeiden.

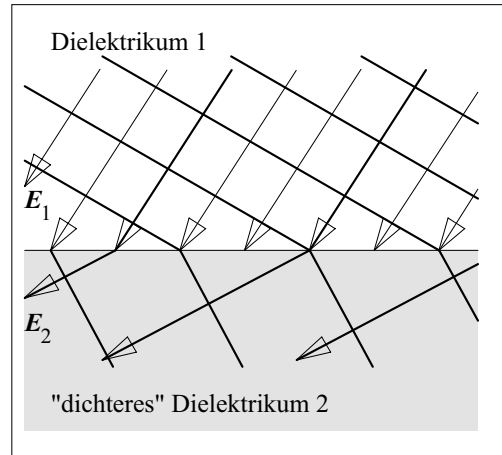


Bild 2.4-12: Bildung von Bereichen mit gleichen Teilkapazitäten für die Kapazitätsabschätzung in einer ebenen Anordnung.

Beispiele:

1. Kondensatordielektrika bestehen oft aus mehreren Lagen von dünnen Papieren oder Kunststoff-Folien. Die Hohlräume und Spalte werden von einer Imprägnierflüssigkeit ausgefüllt. Das Dielektrikum kann meist als ebene Schichtung angesehen werden.

2. Hochspannung führende Leiter von den Windungen eines Transformators zu den Durchführungen werden im Isolieröl geführt und zur Verbesserung der Isolation mit einer Papierschicht umhüllt. Bei sehr hohen Spannungen ist u.U. noch eine Unterteilung des Ölspaltes durch zylindrische Pressspanbarrieren erforderlich.

3. Auch Hochspannungsdurchführungen sind weitgehend zylindersymmetrisch geschichtete Anordnungen aus Hauptisolationskörper, Nebenisolationsspalt, Gehäuseisolator und Umgebungsmedium, vgl. Bild 1-1. Die Richtung der elektrischen Feldstärke kann allerdings nur näherungsweise und in bestimmten Bereichen als radial angenommen werden.

Nachfolgend soll die analytische Berechnung *grundlegender Schichtungen* in ebener, zylindersymmetrischer und kugelsymmetrischer Anordnung behandelt werden, Bild 2.4-13. Es handelt sich dabei immer um *quer* zum elektrischen Feld *geschichtete Dielektrika*, d.h. D und E sind immer normal (senkrecht) zur Grenzfläche (bzw. parallel zum Flächenvektor A) gerichtet. Die Grenzflächen werden zugleich als Äquipotentialflächen angesehen.

Wegen der Stetigkeit der Verschiebungsdichte gilt für eine beliebige Grenzfläche bei $x = x_k$ (bzw. bei $r = r_k$)

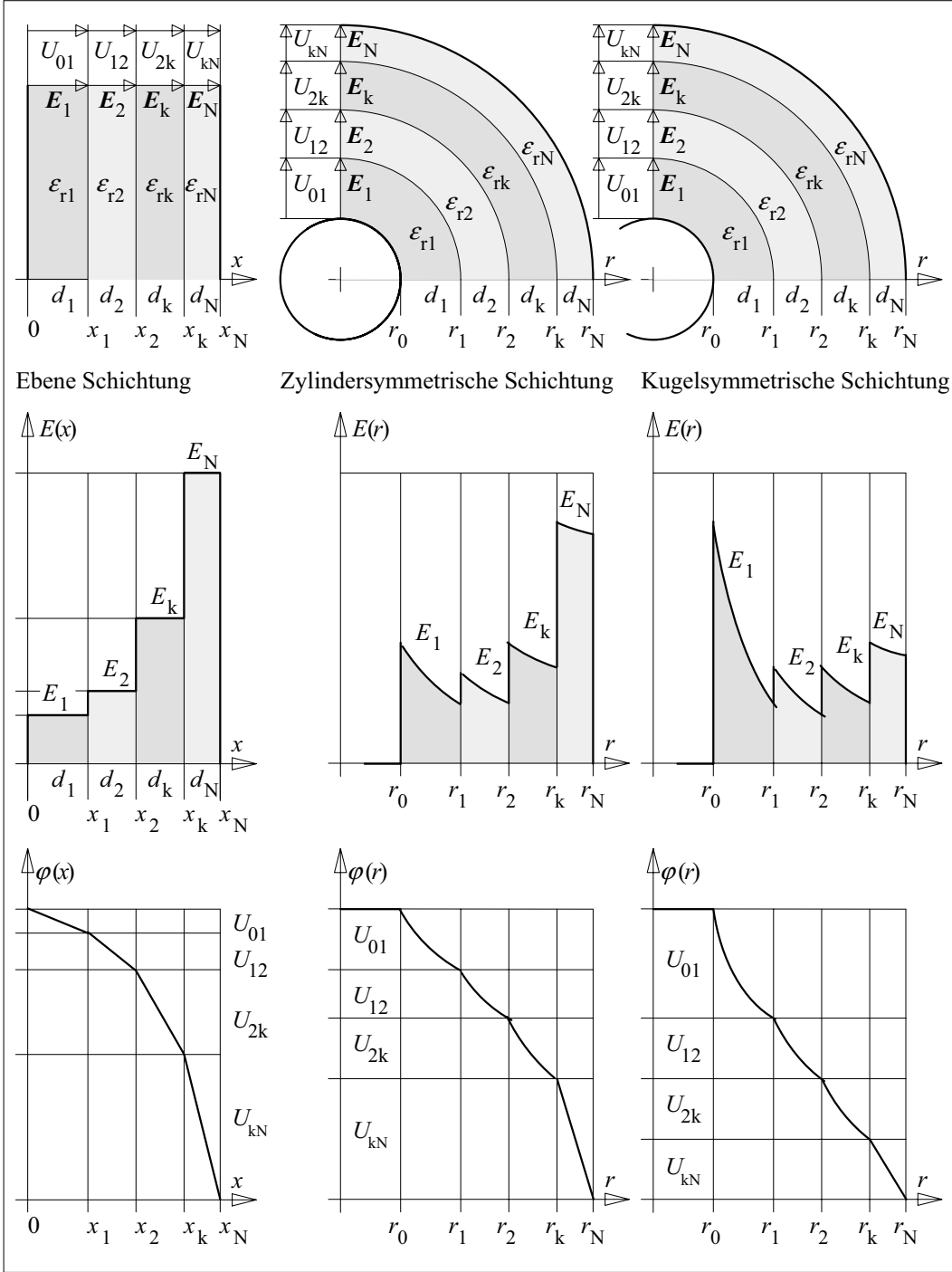


Bild 2.4-13: Ebene, zylindersymmetrische und kugelsymmetrische Schichtung von Isolierstoffen (oben) mit den Feldstärkeverläufen (mittig) und den Potentialverläufen (unten). Die gezeichneten Verläufe entsprechen etwa einer Abstufung der Dielektrizitätszahlen im Verhältnis 6 : 4 : 2 : 1 in x - bzw. in r -Richtung.

$$D_k(x_k) = D_{k+1}(x_k). \quad (2.4-23)$$

D.h. die elektrische Feldstärke ändert sich an der *Grenzfläche* sprunghaft im umgekehrten Verhältnis der Dielektrizitätszahlen:

$$E_{k+1}/E_k = \epsilon_k/\epsilon_{k+1} \quad (2.4-24)$$

Für die Darstellung in Bild 2.4-13 wurde eine Abstufung der relativen Dielektrizitätszahlen im Verhältnis 6 : 4 : 2 : 1 in x - bzw. in r -Richtung angenommen. Dies bedeutet, dass die elektrische Feldstärke in allen drei Anordnungen an der ersten Grenzfläche (bei x_1 bzw. r_1) um 50 % und an den beiden folgenden Grenzflächen jeweils um 100 % steigt, Bild 2.4-13 (Mitte).

Innerhalb der Dielektrika liegt bei der *ebenen Anordnung* ein homogenes Feld vor, d.h. E ist bereichsweise konstant. Aufgrund der Feldverdrängung beträgt die Feldstärke E_N im Medium N 600 % der Feldstärke E_1 in Medium 1.

In den Dielektrika der *zylindersymmetrischen Anordnung* mit der Länge z gilt nach Gl. (2.3-17) allgemein

$$E_k(r) = \frac{Q/z}{2\pi\epsilon_0\epsilon_{rk}} \cdot \frac{1}{r}. \quad (2.4-25)$$

Der Feldstärkeverlauf in Bild 2.4-13 ergibt sich somit aus einer Abnahme $E_k(r) \sim 1/r$ im jeweiligen Dielektrikum und aus Feldstärke-sprüngen an den Grenzflächen. Im Vergleich zur ebenen Anordnung tritt eine Vergleichmäßigung der Beanspruchung auf, d.h. außen erfolgt eine Entlastung, innen eine Belastung.

In den Dielektrika der *kugelsymmetrischen Anordnung* gilt nach Gl. (2.3-2) allgemein

$$E_k(r) = \frac{Q}{4\pi\epsilon_0\epsilon_{rk}} \cdot \frac{1}{r^2}. \quad (2.4-26)$$

Der Feldstärkeverlauf in Bild 2.4-13 ergibt sich somit aus einer Abnahme $E_k(r) \sim 1/r^2$ im jeweiligen Dielektrikum und aus den Feldstärke-sprüngen an den Grenzflächen. Im Vergleich zur ebenen und zur zylindersymmetrischen Anordnung erfolgt außen eine starke Entlastung, das in den anderen Anordnungen

schwach belastete Medium 1 ist jetzt am stärksten belastet.

Anmerkung: Theoretisch könnte man auch in den zylinder- und kugelsymmetrischen Anordnungen *konstante Feldstärken* erreichen, wenn für die Dielektrizitätszahlen nach Gl. (2.4-25) und (-26) mit

$$\epsilon_1(r) \sim 1/r \quad \text{und} \quad \epsilon_1(r) \sim 1/r^2$$

als kontinuierlich abnehmend angenommen werden könnten (refraktive Potentialsteuerung). Hierfür gibt es aber keine technisch praktikable Lösung. Auch die Approximation der idealen Verläufe durch diskrete Schichten mit entsprechenden Dielektrizitätszahlen wird in der Regel nicht möglich sein, da die Isolierstoffauswahl in der Praxis durch eine große Zahl von Randbedingungen (z.B. mechanische, thermische oder chemische Beanspruchungen, Kosten usw.) meist sehr stark eingeschränkt ist. Optimierungsaufgaben sind deshalb oft unter Hinnahme gegebener Materialien zu lösen.

Beispiel: Beschichtete kugelförmige Elektrode

Für die kugelsymmetrische Schichtung nach Bild 2.4-13 (rechts) ergibt sich eine starke Belastung des inneren Mediums 1 (z.B. Epoxidharzschicht mit $\epsilon_{r1} = 6$) und eine wesentlich schwächere Belastung des äußeren Mediums N (z.B. Luftspalt mit $\epsilon_{rN} = 1$). Wegen der sehr viel höheren elektrischen Festigkeit des Epoxidharzes wäre es nicht sinnvoll, eine Vergleichmäßigung der Feldstärken anzustreben. Schichtungen sollten nach Möglichkeit so aufgebaut werden, dass die *elektrisch festeren Medien* auch elektrisch *stärker beansprucht* werden, als die elektrisch schwächeren Medien.

Bei der **Berechnung der ebenen Anordnung** kann von konstanter Verschiebungsdichte ausgegangen werden, Bild 2.4-13 (links):

$$D = Q/A = \text{const.}$$

Für die einzelnen Feldstärken gilt

$$E_k = Q/(A \epsilon_k).$$

Aus der Gesamtspannung

$$U = \sum_{i=1}^N E_i d_i = \frac{Q}{A} \cdot \sum_{i=1}^N \frac{d_i}{\epsilon_i}$$

folgt die Ladungsdichte

$$\frac{Q}{A} = U / \sum_{i=1}^N \frac{d_i}{\epsilon_i}$$

und die *Feldstärke* E_k in einer beliebigen Schicht k :

$$E_k = \frac{U}{\varepsilon_k \sum_{i=1}^N \frac{d_i}{\varepsilon_i}} = \frac{U}{\varepsilon_k \left(\frac{d_1}{\varepsilon_1} + \frac{d_2}{\varepsilon_2} + \dots + \frac{d_N}{\varepsilon_N} \right)} \quad (2.4-27)$$

Der *Potentialverlauf* ergibt sich aus der bereichsweisen Integration der elektrischen Feldstärken, Bild 2.4-13 (links unten).

Die *Kapazität* der Anordnung kann aus der Reihenschaltung der Teilkapazitäten

$$C_k = \varepsilon_k A / d_k$$

oder aus dem oben aufgestellten Zusammenhang zwischen Q und U ermittelt werden:

$$C = \frac{A}{\sum_{i=1}^N \frac{d_i}{\varepsilon_i}} = \frac{A}{\frac{d_1}{\varepsilon_1} + \frac{d_2}{\varepsilon_2} + \dots + \frac{d_N}{\varepsilon_N}} \quad (2.4-28)$$

Bei der **Berechnung der zylindersymmetrischen Anordnung** ist die Abhängigkeit der Verschiebungsdichte vom Radius r zu berücksichtigen, Bild 2.4-13 (mittig). Aus

$$D = Q/A(r) = Q/(2\pi r \cdot z)$$

folgt Gl. (2.4-25) für die Feldstärke $E_k(r)$ in einer beliebigen Schicht k . Dabei ist z die Länge der Anordnung. Die Integration von $E_k(r)$ in radialer Richtung ergibt die Teilspannung

$$U_{(k-1)k} = Q/(2\pi\varepsilon_k \cdot z) \cdot \ln(r_k/r_{k-1}).$$

Nach Summation der Teilspannungen zur Gesamtspannung U kann Q als Funktion von U bestimmt und in Gl. (2.4-25) eliminiert werden:

$$E_k(r) = \frac{U}{r \cdot \varepsilon_k \sum_{i=1}^N \left\{ \frac{1}{\varepsilon_i} \cdot \ln \frac{r_i}{r_{i-1}} \right\}} \quad (2.4-29)$$

Dieser Ausdruck ist innerhalb einer beliebigen Schicht k , d.h. also für $r_{k-1} < r < r_k$ gültig.

Der *Potentialverlauf* ergibt sich aus der bereichsweisen Integration der elektrischen Feldstärken, Bild 2.4-13 (mittig unten).

Die *Kapazität* der Anordnung kann aus der Reihenschaltung der zylindrischen Teilkapazitäten nach Gl. (2.3-20)

$$C_k = 2\pi\varepsilon_k z / \ln(r_k/r_{k-1})$$

oder aus dem Zusammenhang $C = Q/U$ ermittelt werden:

$$C = \frac{2\pi z}{\sum_{i=1}^N \left\{ \frac{1}{\varepsilon_i} \cdot \ln \frac{r_i}{r_{i-1}} \right\}} \quad (2.4-30)$$

Auch bei der **Berechnung der kugelsymmetrischen Anordnung** ist die Abhängigkeit der Verschiebungsdichte vom Radius r zu berücksichtigen, Bild 2.4-13 (rechts). Aus

$$D = Q/A(r) = Q/(4\pi r^2)$$

folgt Gl. (2.4-26) für die Feldstärke $E_k(r)$ in einer beliebigen Schicht k . Die Integration von $E_k(r)$ in radialer Richtung ergibt die Teilspannung

$$U_{(k-1)k} = (1/r_{k-1} - 1/r_k) \cdot Q/(4\pi\varepsilon_k).$$

Nach Summation der Teilspannungen zur Gesamtspannung U kann Q als Funktion von U bestimmt und in Gl. (2.4-26) eliminiert werden:

$$E_k(r) = \frac{U}{r^2 \cdot \varepsilon_k \sum_{i=1}^N \left\{ \frac{1}{\varepsilon_i} \left(\frac{1}{r_{i-1}} - \frac{1}{r_i} \right) \right\}} \quad (2.4-31)$$

Dieser Ausdruck ist innerhalb einer beliebigen Schicht k , d.h. also für $r_{k-1} < r < r_k$ gültig.

Der *Potentialverlauf* ergibt sich aus der bereichsweisen Integration der elektrischen Feldstärken, Bild 2.4-13 (rechts unten).

Die *Kapazität* der Anordnung kann aus der Reihenschaltung der zylindrischen Teilkapazitäten nach Gl. (2.3-12)

$$C_k = 4\pi\varepsilon_k / (1/r_{k-1} - 1/r_k)$$

oder aus dem Zusammenhang $C = Q/U$ ermittelt werden:

$$C = \frac{4\pi\epsilon_0}{\sum_{i=1}^N \left\{ \frac{1}{\epsilon_i} \left(\frac{1}{r_{i-1}} - \frac{1}{r_i} \right) \right\}} \quad (2.4-32)$$

Beispiel: Ummantelter zylindrischer Leiter

Für einen zylindrischen Leiter ($r_0 = 2$ cm) soll die Stärke bzw. der Radius r_1 einer Gießharzummantelung ($\epsilon_{r1} = 5$) so bestimmt werden, dass die maximale Feldstärke im umgebenden Gas minimal wird. Der Leiter wird in einem koaxialen Außenleiter ($r_2 = 10$ cm) in Luft geführt, Bild 2.4-14 (oben). Der Scheitelwert der anliegenden Wechselspannung soll $\hat{U} = 100$ kV betragen.

Die maximale Feldstärke im Gas tritt an der Gießharzoberfläche bei $r = r_1$ auf. Die Berechnung von $E_{\text{Gas(max)}} = E_2(r_1)$ erfolgt nach Gl. (2.4-29). Die Dimensionierung der Gießharz-

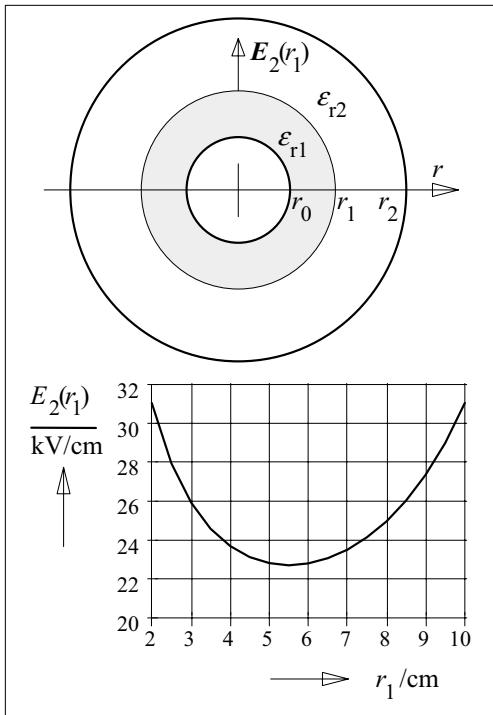


Bild 2.4-14: Gießharzummantelter Leiter in einem gasgefüllten Rohrleiter (oben) und Maximalfeldstärke im Gas als Funktion der Ummantelungsstärke (unten).

schicht (Radius r_1) für minimale Feldstärke ist prinzipiell als Extremwertbestimmung durch Differentiation möglich. Aus Gründen der Anschaulichkeit wird hier jedoch die numerische Auswertung von Gl. (2.4-29) vorgezogen, Bild 2.4-14 (unten).

Es ergibt sich für eine Schichtdicke von 3,5 cm, d.h. für $r_1 = 5,5$ cm ein Feldstärkeminimum unterhalb der Durchschlagsfeldstärke von Luft ($\hat{E}_D = 30$ kV/cm unter Normalbedingungen). Für $r_1 \rightarrow r_0 = 2$ cm und für $r_1 \rightarrow r_2 = 10$ cm ergeben sich Feldstärkewerte über dem Wert von $\hat{E}_D$. Aus dem Diagramm wird deutlich, dass bereits mit einer 1 cm starken Gießharzschicht 60 % der maximal möglichen Feldstärkereduzierung erreicht werden.

Die Verwendung von SF_6 würde bei gleichem Druck zu einer etwa dreifach höheren elektrischen Festigkeit führen und damit auch etwa dreifach höhere Spannungen erlauben.

Anmerkung: Ähnliche Leiterkonfigurationen treten z.B. bei Leitern auf, die unter Öl geführt werden und mit Papier umwickelt sind.

Beispiel: Hochspannungselektrode mit Beschichtung

Eine kugelförmige Hochspannungselektrode mit dem Radius $r_1 = 3$ cm soll verglichen werden mit einer kleineren Elektrode mit dem Radius r_0 , die durch eine Gießharzschicht ($\epsilon_{r1} = 5$) ebenfalls den Außenradius r_1 erhält. Die Gegenelektrode wird in sehr großem Abstand $r_2 \gg r_1$ angenommen, Bild 2.4-15.

Für zulässige Maximalfeldstärken $\hat{E}_{\text{GH}} = 200$ kV/cm in der Gießharzschicht und $\hat{E}_L = 20$ kV/cm in der umgebenden Luft sollen die Spannungen ermittelt werden, die an die beiden Elektroden gelegt werden können.

An die metallische Kugelelektrode in Luft darf nach Gl. (2.3-8) die Spannung $\hat{U} = \hat{E}_L \cdot r_1 = 60$ kV gelegt werden.

Die beschichtete Kugelelektrode ist so zu dimensionieren, dass an der Leiteroberfläche bei

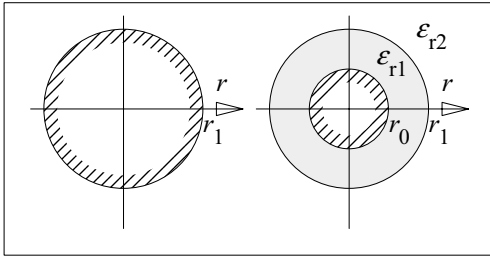


Bild 2.4-15: Kugelförmige metallische Elektrode (links) und beschichtete Elektrode (rechts) mit gleichen Außenradien.

$r = r_0$ gerade $E_1(r_0) = \hat{E}_{\text{GH}} = 200 \text{ kV/cm}$ und an der Gießharzoberfläche bei $r = r_1$ gerade $E_2(r_1) = \hat{E}_L = 20 \text{ kV/cm}$ erreicht werden. Mit Gl. (2.4-31) und $r_2 \rightarrow \infty$ ergeben sich die beiden Bedingungen

$$\hat{E}_1(r_0) = \hat{E}_{\text{GH}} = \frac{\hat{U}}{r_0^2 \left\{ \frac{1}{r_0} + \left(\frac{\epsilon_1}{\epsilon_2} - 1 \right) \frac{1}{r_1} \right\}}$$

und

$$\hat{E}_2(r_1) = \hat{E}_L = \frac{\hat{U}}{r_1^2 \frac{\epsilon_2}{\epsilon_1} \left\{ \frac{1}{r_0} + \left(\frac{\epsilon_1}{\epsilon_2} - 1 \right) \frac{1}{r_1} \right\}}$$

Durch Division der beiden Bedingungen werden die Spannung $\hat{U}$ und der Klammerausdruck im Nenner eliminiert:

$$\hat{E}_{\text{GH}}/\hat{E}_L = (r_1^2 \cdot \epsilon_2)/(r_0^2 \cdot \epsilon_1)$$

Durch Auflösung nach r_0 ergibt sich $r_0 = 0,42 \text{ cm}$. Damit kann die gesuchte Spannung $\hat{U}$ aus einer der beiden obigen Bedingungen errechnet werden:

$$\hat{U} = 132 \text{ kV}$$

D.h. theoretisch ist an der beschichteten Elektrode mehr als die doppelte Spannung zulässig. Allerdings ist es mit hohem Aufwand verbunden, auf größeren Elektroden eine fehlerfreie Gießharzschicht so stark aufzubringen, dass der größte Teil der Spannung abgebaut werden kann. In der Praxis setzt man deshalb größere metallische Elektroden ein, weil in Luft i.d.R. ausreichende Abmessungen vorhanden sind.

2.4.3.2 Spalte und Risse

Spalte und Risse sind unbedingt zu vermeidende Fehlstellen in hochbeanspruchten Isolierungen. Spalte entstehen z.B. bei der Schichtung von Isolierstoffen ohne (vollständige) Imprägnierung der verbleibenden Zwischenräume. Risse treten oft nach längerer Zeit infolge der Isolierstoffalterung auf, meist unter der Wirkung mechanischer und thermischer Beanspruchungen. Auch beim Aushärten gegossener Körper kann es infolge von Schrumpfspannungen zu Rissen kommen.

Spalte und Risse **parallel zum elektrischen Feld** sind besonders kritisch, weil dadurch ein großer Teil der Isolationsstrecke (evtl. sogar die gesamte Isolation) durch eine *Grenzfläche sehr geringer elektrischer Festigkeit mit tangentialer Beanspruchung* überbrückt wird. Die (makroskopische) Feldverteilung wird meist nicht sehr stark beeinflusst. Im Spalt und an den Grenzflächen kommt es aber zu mikroskopischen Feldüberhöhungen und drastisch reduzierter elektrischer Festigkeit, vgl. Kap. 2.4.2.3 (Längs geschichtetes Dielektrikum).

Beispiel:

Glasfaserverstärkte Kunststoffe (GFK) besitzen eine außerordentlich erhöhte mechanische Festigkeit durch Glasfasern, die in den Kunststoff („Kunststoffmatrix“) eingebettet sind. Stäbe und Rohre aus verstärktem Epoxidharz dienen als mechanisch und elektrisch beanspruchte Teile von Hänge- und Gehäuseisolatoren. Dabei kommt der hohlraumfreien und dauerhaften chemischen Verbindung von Harz- und Glasfaseroberfläche besondere Bedeutung zu, sie wird durch Aufbringen einer geeigneten Schichte auf die Glasoberfläche sichergestellt (*Silanisierung*). Mangelnde oder fehlerhafte Silanisierung führt zur Ablösung der Fasern vom Harz. In den entstehenden sehr langen Spalten kann sich eindiffundierende Feuchtigkeit ansammeln, was zu einem weitgehenden Verlust der elektrischen Festigkeit führt.

Spalte und Risse **quer zum elektrischen Feld** können näherungsweise als quer geschichtetes Dielektrikum behandelt werden, Kap. 2.4.2.2. Die Feldstärke E_i in einem gasgefüllten Riss oder Spalt ($\epsilon_{ri} = 1$) ist durch den Effekt der Feldverdrängung nach Gl. (2.4-17) im Verhältnis der Dielektrizitätszahlen $\epsilon_r/\epsilon_{ri} = \epsilon_r$ gegenüber der ursprünglichen Feldstärke erhöht:

$$E_i = \varepsilon_r \cdot E \quad (2.4-33)$$

Aufgrund der niedrigen elektrischen Festigkeit luftgefüllter Spalte kommt es bei sehr niedrigen Spannungen zum Einsatz von *Teilentladungen*, die den Isolierstoff erodieren und mit der Zeit zum Durchschlag führen (*Erosionsdurchschlag*).

Beispiel: Ablösung eines Dielektrikums

Der Epoxidharzverguss eines Zylinderkondensators ($R_2 = 5 \text{ cm}$, $R_1 = R_2/e$, $\varepsilon_r = 4$) schrumpft beim Aushärten auf den Innenleiter auf und löst sich dabei teilweise vom Außenleiter ab. Es entsteht ein umlaufender Spalt mit der Spaltweite $d_i = 0$ bis 1 mm, Bild 2.4-16. Es soll der Effektivwert der anliegenden Wechselspannung U abgeschätzt werden, bei dem mit dem Einsatz von Teilentladungen zu rechnen ist.

Die elektrische Festigkeit beträgt in Luft bei Normalbedingungen etwa $\hat{E} = 30 \text{ kV/cm} = 3 \text{ kV/mm}$, sie nimmt mit abnehmenden Abständen zu, vgl. Kap. 3.2. D.h. die Festigkeit des Luftspaltes ist bei dem größten Abstand $d_i = 1 \text{ mm}$ am geringsten. Sie beträgt für diesen Abstand etwa $\hat{E}(1\text{mm}) = 4 \text{ kV/cm}$. Wenn man von gleichmäßiger Feldstärke im Spalt ausgeht, ist also der Entladungseinsatz bei $d_i = 1 \text{ mm}$ zu erwarten.

Aus Gl. (2.3-21) für die Feldstärke beim äußeren Radius $r = R_2$ und aus Gl. (2.4-33) für die Feldüberhöhung durch die Spaltbildung folgt

$$U = E \cdot R_2 \cdot \ln(R_2/R_1) = (E_i/\varepsilon_r) \cdot R_2 \cdot \ln(R_2/R_1).$$

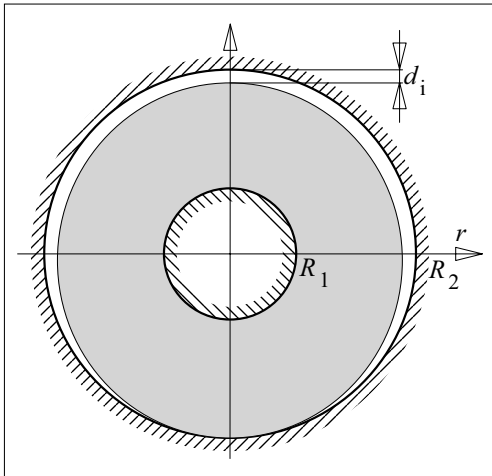


Bild 2.4-16: Ablösung eines Dielektrikums vom äußeren zylindrischen Leiter beim Aufschrumpfen auf den inneren zylindrischen Leiter.

Wird für $\hat{E}_i$ die Teilentladungseinsatzfeldstärke mit 4 kV/mm eingesetzt, ergibt sich für die *Teilentladungseinsatzspannung* der Scheitelwert $\hat{U} = 5 \text{ kV}$ bzw. der Effektivwert $U = 3,5 \text{ kV}$.

Anmerkung: Der Teilentladungseinsatz bei $U = 3,5 \text{ kV}$ bedeutet praktisch den *Verlust der elektrischen Festigkeit* der Anordnung. Ohne Spaltbildung würde nämlich die höchste Feldstärke bei $r = R_1$ auftreten. Wenn im Epoxidharz $\hat{E} = 40 \text{ kV/mm}$ zugelassen wird, ergäbe sich nach Gl. (2.3-22) für die zulässige Spannung der Scheitelwert $\hat{U} = 74 \text{ kV}$ bzw. der Effektivwert $U = 52 \text{ kV}$.

Beispiel: Hartpapierdurchführung

Die früher verwendeten Durchführungswickel aus phenolharzgetränktem Papier ergaben feste Isolierkörper („Hartpapier“), die aber *nicht spaltfrei* aushärten durften, um zu große mechanischen Spannungen zu vermeiden. Dadurch waren schon bei Betriebsspannung Teilentladungen möglich, gegen die das Phenolharz aber relativ widerstandsfähig ist. Trotzdem stellen die permanenten Teilentladungen nach heutigen Maßstäben einen erheblichen Qualitätsmangel dar, weil Erosionsdurchschläge (oft auch parallel zu den Papierlagen aufgrund tangentialer Feldstärkekomponenten) nicht auszuschließen sind.

Man verwendet deshalb inzwischen hohlraumfrei vergossene und teilentladungsfreie Epoxidharzkörper.

Beispiel:

Kondensatordielektrikum aus Kunststofffolien

Ein Kondensatordielektrikum wird aus $12 \text{ }\mu\text{m}$ starken Polypropylenfolien ($\varepsilon_r = 2,2$) gewickelt. Zwischen den aufeinanderliegenden Folien entstehen luftgefüllte Spalte bis zu einer Stärke von $4 \text{ }\mu\text{m}$, die nicht imprägniert werden können. Es soll abgeschätzt werden, mit welcher Spannung ein vierlagiges Dielektrikum beansprucht werden darf.

Wegen der Abnahme der elektrischen Festigkeit mit zunehmender Spaltweite ist mit dem Entladungseinsatz an den Stellen des größten Abstandes $d_i = 4 \text{ }\mu\text{m}$ zu rechnen. Für die Festigkeit des Luftspaltes gilt dabei nach dem Paschen-Gesetz für Luft (Kap. 3.2) etwa $\hat{U}_i = 360 \text{ V}$ bzw. $\hat{E}_i = 90 \text{ V}/\mu\text{m}$.

Für die Feldstärke im Kunststoffdielektrikum folgt mit Gl. (2.4-33) näherungsweise $\hat{E} = \hat{E}_i/\varepsilon_r = 41 \text{ V}/\mu\text{m}$. Das Dielektrikum mit der Dicke $d = 4 \cdot 12 \text{ }\mu\text{m} = 48 \text{ }\mu\text{m}$ kann danach mit einer Spannung in der Größenordnung $\hat{U} = 48 \text{ }\mu\text{m} \cdot 41 \text{ V}/\mu\text{m} = 2,0 \text{ kV}$ beansprucht werden. Es handelt sich hierbei nur um eine Abschätzung der Teilentladungseinsatzspannung, so dass eine genauere Berechnung der dielektrischen Schichtung nach Gl. (2.4-27) nicht sinnvoll erscheint.

Anmerkung 1: Höhere Spannungen sind möglich, wenn die maximale Spaltweite reduziert werden kann. Aller-

dings ist auch darauf zu achten, dass die Feldstärken in den Kunststoffolien die jeweiligen Festigkeiten nicht überschreiten.

Anmerkung 2: Bei Kondensatordielektrika aus Folien oder Papieren wird das Teilentladungsverhalten wesentlich von den Rändern der Metallfolien bestimmt, die als Elektroden mit den Dielektrika aufgewickelt werden. An den Rändern treten nämlich erhebliche Feldverzerrungen und Feldüberhöhungen, sowie nicht von Folien ausgefüllte Zwickel auf. Auf eine *Imprägnierung* kann deshalb bei Hochspannungskondensatoren nicht verzichtet werden.

2.4.3.3 Zwickel (Tripel-Punkte)

Tangential beanspruchte Grenzflächen stellen besondere Schwachstellen einer Isolieranordnung dar, Bild 2.4-17 (links). Man versucht deshalb nach Möglichkeit, diese „*Stützeranordnung*“ zu vermeiden und die Grenzflächen senkrecht zum elektrischen Feld auszurichten, Bild 2.4-17 (rechts). Die tangential Beanspruchung wird dadurch erheblich reduziert und nimmt nach außen hin auf vernachlässigbar kleine Werte ab. Wegen des Zusammenstreffens dreier Materialien spricht man auch vom „*Tripel-Punkt*“.

Leider entsteht in dem Zwickel zwischen Isolierstoffplatte und abhebender Elektrode durch Feldverdrängung eine verstärkte *normal gerichtete elektrische Beanspruchung*. Besitzt das Medium im Zwickel nur eine geringe elektrische Festigkeit (wie z.B. Luft), so kann es schon bei sehr geringen Spannungen zum Einsatz von Teilentladungen kommen, die sich bei (erheblich) höheren Spannungen zu Gleitentladungen entlang der Isolierstoffoberfläche bis

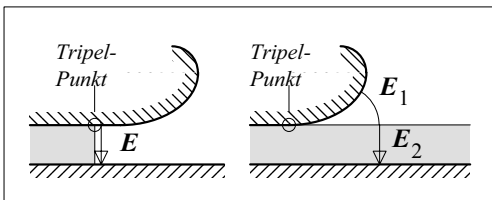


Bild 2.4-17: Isolierstoffplatte zwischen Elektroden: „*Stützeranordnung*“ mit tangentialer Beanspruchung der Isolierstoffgrenzfläche (links) und „*Gleit-anordnung*“ mit normaler Beanspruchung des Isolierstoffzwickels (rechts).

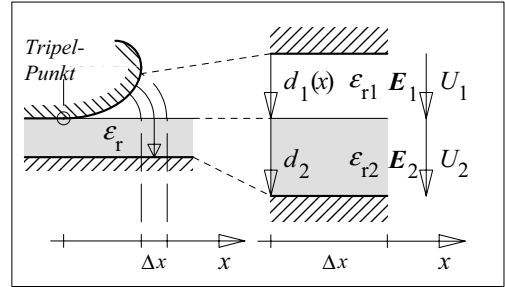


Bild 2.4-18: „*Gleit-anordnung*“ mit hochbeanspruchtem Zwickel (links) und Ersatzanordnung eines Ausschnittes für die näherungsweise Berechnung (rechts).

zum Überschlag ausweiten können. Man spricht deshalb von der sogenannten „**Gleit-anordnung**“.

Anmerkung: Es handelt sich hierbei um ein *grundlegendes Problem* der Hochspannungstechnik, da man in sehr vielen technischen Anordnungen solche Gleitanordnungen nicht vermeiden kann. Viele technische Maßnahmen zielen deshalb darauf ab, den Einsatz von Entladungen in Zwickeln und die Ausweitung zu Oberflächenentladungen zu vermeiden [26].

Für die überschlägige Abschätzung der *Teilentladungseinsetzspannung* U_{TEE} wird vereinfachend angenommen, dass es sich um ein quer geschichtetes Dielektrikum mit bereichsweise homogenem Feld handeln soll, Bild 2.4-18. Die Spaltweite d_1 des Zwickels nimmt dabei mit zunehmendem Abstand x vom Tripel-Punkt zu. Betrachtet wird ein Ausschnitt Δx mit näherungsweise homogenen Feldbereichen 1 (Zwickel) und 2 (Isolierstoffplatte). Die Feldstärke im Zwickel ist nach Gl. (2.4-18)

$$E_1(d_1) = \frac{U}{d_1 + d_2 \frac{\epsilon_{r1}}{\epsilon_{r2}}} \quad (2.4-34)$$

Beispiel: Elektrodenrand über einer Isolierstoffplatte

Betrachtet wird ein Elektrodenrand über einer Isolierstoffplatte nach Bild 2.4-18. Bild 2.4-19 zeigt die numerische Auswertung von Gl. (2.4-34) für eine Gesamtspannung $\hat{U} = 8 \text{ kV}$ (Effektivwert $U = 5,7 \text{ kV}$), für die Isolierstoffdi-

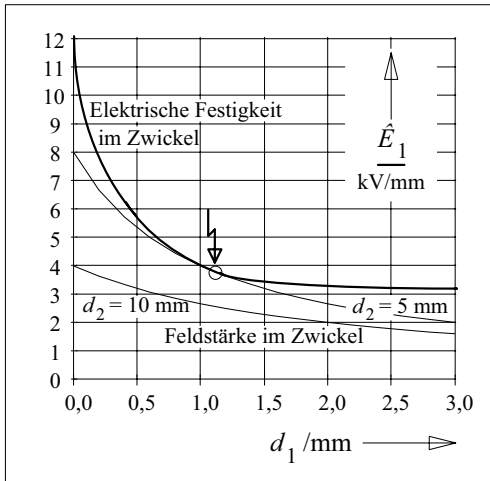


Bild 2.4-19: Feldstärke im Zwickel als Funktion der Spaltweite bei $\dot{U} = 8 \text{ kV}$ für 5 mm und 10 mm starke Isolierstoffplatten (unten) sowie Verlauf der elektrischen Festigkeit (oben). Das Verhältnis der Dielektrizitätszahlen wurde als 1:5 angenommen.

cken $d_2 = 5 \text{ mm}$ und 10 mm und für das Verhältnis der Dielektrizitätszahlen $\epsilon_{r1}/\epsilon_{r2} = 1/5$.

Es ergibt sich eine *Feldstärkeabnahme im Zwickel* mit zunehmender Spaltweite d_1 . Bei Verdopplung der Isolierstoffdicke von 5 auf 10 mm nimmt die Feldstärke bei $d_1 = 0$ auf den halben Wert ab, der weitere Abfall über d_1 erfolgt jedoch langsamer.

Bild 2.4-19 enthält ebenfalls den Verlauf der *elektrischen Festigkeit im Zwickel*. Die Zunahme der Festigkeit mit abnehmender Schichtdicke d_1 ist typisch für sehr viele Isolierstoffe, wie z.B. Luft, SF_6 und Isolieröl. Die gezeichnete Kurve entspricht etwa der Festigkeit von *Luft* bei Atmosphärendruck.

Bei der Isolierstoffplatte mit der Dicke $d_2 = 5 \text{ mm}$ erreicht die Feldstärke im Spalt etwa für $d_1 = 1 \text{ mm}$ die Festigkeit des Spaltes, es kommt zu Teilentladungen. Offenbar entspricht die Spannung $U = 5,7 \text{ kV}$ ($\dot{U} = 8 \text{ kV}$) der *Teilentladungseinsetzspannung* U_{TEE} .

Bei doppelt starker Isolierung ($d_2 = 10 \text{ mm}$) tritt bei $\dot{U} = 8 \text{ kV}$ ($U = 5,7 \text{ kV}$) noch keine Entladung auf. Aus Bild 2.4-19 wird allerdings

deutlich, dass die Spannung nur noch um ca. 40 % gesteigert werden müsste, damit die Kurve der elektrischen Festigkeit erreicht wird.

Anmerkung: Es besteht offenbar *kein linearer Zusammenhang* zwischen *Isolierstoffdicke* d_2 und dem Scheitelwert der *Teilentladungseinsetzspannung* $\dot{U}_{\text{TEE}}$:

$$\dot{U}_{\text{TEE}} \sim d_2^{0,5}$$

Nach Gl. (2.4-34) wird die Feldstärke im Zwickel durch das Produkt $d_2 \cdot \epsilon_{r1}/\epsilon_{r2}$ beeinflusst, d.h. es gilt nach der beschriebenen **Modellvorstellung** für den Scheitelwert der Teilentladungseinsetzspannung

$$\frac{\dot{U}_{\text{TEE}}}{\text{kV}} = \sqrt{2} K \left(\frac{d_2 \cdot \epsilon_{r1}}{\text{cm} \cdot \epsilon_{r2}} \right)^a \quad (2.4-35)$$

Aus Bild 2.4-19 könnte man für den Proportionalitätsfaktor K in Luft den Wert 18 ermitteln. In **Experimenten** hat sich jedoch ergeben, dass man nur mit einem etwa halb so großen Wert rechnen kann. Offenbar ist die beschriebene Modellvorstellung mit bereichsweise homogenen Feldern nach Bild 2.4-18 zu einfach, außerdem wurden Oberflächeneffekte nicht berücksichtigt. Die prinzipiellen Abhängigkeiten der Gl. (2.4-35) stimmen (für den Exponenten $a = 0,45 \dots 0,5$) gut mit der Erfahrung überein [22], [23].

Für *Luft* gilt etwa $K = 8$ und für SF_6 $K = 21$ [23]. Für *Isolieröl* wird ohne Berücksichtigung von ϵ_{r1} der Wert $K = 30$ angegeben [23]. Ohne Berücksichtigung des Verhältnisses $\epsilon_{r1}/\epsilon_{r2}$ wird je nach Art des Elektrodenrandes $K = 21,6$ bis $K = 15,6$ (für scharfkantige Elektroden) genannt [22].

Beispiel: Belagsränder in Kondensatordielektrika

Bei Wickelkondensatoren werden die metallischen Folienbeläge zusammen mit den Isolierfolien bzw. Isolierpapieren aufgewickelt, verbleibende Hohlräume werden mit einem Imprägniermittel gefüllt, Bild 2.4-20. Der Anschluss der nach links und rechts gegeneinan-

der versetzten Beläge erfolgt an den Stirnseiten über eingelegte Zungen oder großflächig über alle herausstehenden Folienkanten.

Besonders hohe elektrische Beanspruchungen treten in den Isolierstoffwickeln vor den Rändern der metallischen Beläge auf. Dabei ist weniger die normale Beanspruchung des Imprägniermittels unter der abhebenden Elektrode kritisch (vgl. voriges Beispiel). Problematisch ist vor allem die *tangentiale Beanspruchung der Isolierstoffoberflächen*, die durch die extreme Feldüberhöhung vor der stark gekrümmten Elektrodenkante entsteht.

Für eine überschlägige Berechnung wird näherungsweise eine zylindersymmetrische An-

ordnung mit $R_1 = d_M/2$ und $R_2 = d_M/2 + d_I$ angenommen. Dabei wird die gekrümmte Elektrodenkante als „Innenleiter“ aufgefasst, die angrenzenden Beläge werden als „Außenleiter“ angesehen. Die Schichtung der Dielektrika hat in erster Näherung keinen Einfluss auf die Höhe der elektrischen Feldstärke im Imprägniermittelspalt, da das elektrische Feld parallel zur Trennfläche verläuft, Bild 2.4-20 (unten), d.h. es handelt sich um ein längs geschichtetes Dielektrikum, vgl. auch Bild 2.4-9.

Mit Gl. (2.3-22) ergibt sich für die Randfeldstärke (Kantenfeldstärke)

$$E_{\text{Rand}} = \frac{U}{R_1 \ln \frac{R_2}{R_1}} = \frac{E_0 d_I}{\frac{d_M}{2} \ln(1 + \frac{2d_I}{d_M})}$$

und für die Feldstärkeüberhöhung als Kehrwert des Homogenitätsgrades η

$$\frac{E_{\text{Rand}}}{E_0} = \frac{1}{\eta} = \frac{\frac{2d_I}{d_M}}{\ln(1 + \frac{2d_I}{d_M})} \quad (2.4-36)$$

Die numerische Auswertung von Gl. (2.4-36) zeigt, dass schon bei runden Kanten erhebliche Feldstärkeüberhöhungen auftreten können, Bild 2.4-21 (untere Kurve). Nimmt man eine weitere Überhöhung durch Unebenheiten der Oberflächen in Anlehnung an Gl. (2.3-62) mit einem Faktor 3 an, so ergeben sich noch extremere Werte, Bild 2.4-21 (obere Kurve).

Zahlenbeispiel:

Ein Kondensator besteht aus papierisolierten Wickeln mit einer Isolationsdicke $d_I = 50 \mu\text{m}$, die mit Mineralöl imprägniert sind. Die Kanten der metallischen Beläge bestehen aus umgeschlagenen $6 \mu\text{m}$ starken Aluminium-Folien. Teilentladungseinsatz wurde bei einer Wechselspannungsbeanspruchung mit $E_0 = 60 \text{ kV/mm}$ gemessen. Es soll die Belastung des Öles vor der Kante abgeschätzt werden.

Mit $d_M = 2 \cdot 6 \mu\text{m} = 12 \mu\text{m}$ und $d_M/d_I = 0,24$ folgt aus Gl. (2.4-36) oder aus Bild 2.4-21 $E_{\text{Rand}}/E_0 = 3,7$. Für den Effektivwert der Randfeldstärke ergibt sich damit $E_{\text{Rand}} = 220 \text{ kV/mm}$. Solche Festigkeitswerte kann man noch von Ölsplattweiten im Bereich von einigen μm erwarten [27]. Die abgeschätzte Maximalfeldstärke tritt jedoch nur unmittelbar vor der stark gekrümmten Kante

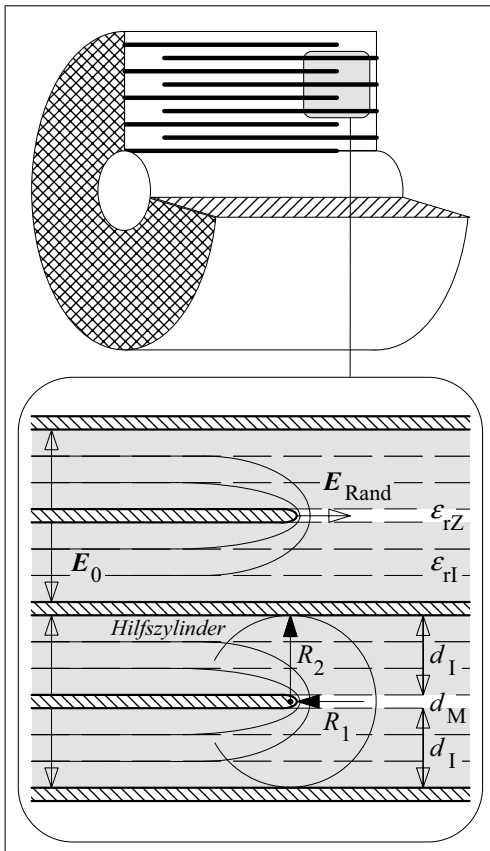


Bild 2.4-20: Rundwickelkondensator mit Stirnkontaktierung der gegeneinander versetzten metallischen Beläge (oben) und Schnittbild für den rechten Belagsrand mit Äquipotentiallinien (unten).

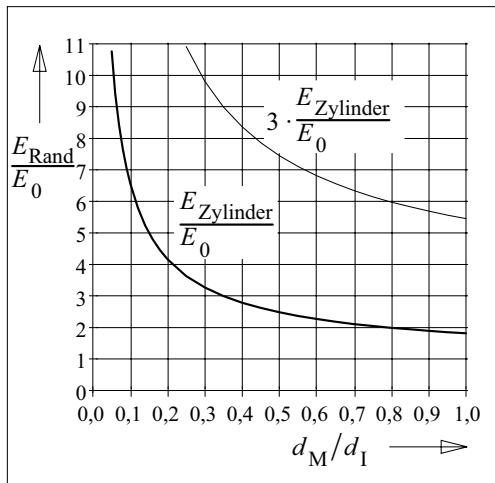


Bild 2.4-21: Feldstärkeüberhöhung in einem Kondensatorwickel an den Rändern eines Elektrodenbelages. Untere Kurve: Rechnung unter Annahme eines zylindersymmetrischen Feldes. Obere Kurve: Berücksichtigung einer zusätzlichen Überhöhung durch Oberflächenrauigkeiten bzw. Spitzen.

auf und nimmt mit zunehmender Entfernung sehr stark $\sim 1/r$ ab, d.h. im Abstand von $6 \mu\text{m}$ ($r = 12 \mu\text{m}$) auf 110 kV/mm und im Abstand von $18 \mu\text{m}$ ($r = 24 \mu\text{m}$) auf 55 kV/mm .

Anmerkung: In der Praxis ist eine Berechnung der Randfeldstärken und der Teilentladungseinsetzspannungen wegen vieler unbekannter Parameter in der Regel nicht möglich. Es sind deshalb *Versuche mit unterschiedlichem Isolationsaufbau* erforderlich, um die zulässige Belastung zu ermitteln. Beispielsweise würde die TE-Einsatzfeldstärke in o.g. Beispiel bei scharfkantig geschnittenen Aluminiumfolienrändern auf ca. 50 kV/mm absinken. Durch die Verwendung spezieller synthetischer Isolierflüssigkeiten ist eine erhebliche Steigerung der Teilentladungseinsatzfeldstärke möglich.

Theoretisch lässt sich das Volumen eines Kondensators durch die Wahl einer optimalen Metallfoliendicke d_M minimieren: Für $d_M \rightarrow 0$ wird der Überhöhungsfaktor unendlich groß, d.h. die zulässige Feldstärke und die Energiedichte gehen gegen Null. Für $d_M \gg d_1$ ist das Totvolumen des Belages V_M sehr viel größer als das Speichervolumen des Dielektrikums V_I , die Energiedichte geht ebenfalls gegen Null.

Dazwischen muss ein *Maximum der Energiedichte* existieren:

$$w = 0,5 \varepsilon E_0^2 V_I / (V_I + V_M) \quad (2.4-37)$$

Diese Gleichung kann mit den geometrischen Beziehungen für die Volumina, mit Gl. (2.4-36) für E_0 und mit Vorgabe einer maximalen Randfeldstärke zur Maximierung der Energiedichte w benutzt werden.

Durch Nullsetzen der Ableitung von w nach dem Verhältnis d_I/d_M ergibt sich eine transcendente Gleichung für dieses Verhältnis, die sich iterativ mit $d_I/d_M = 0,24$ lösen lässt. D.h. der metallische Belag sollte theoretisch etwa viermal so stark sein wie der Isolierstoff.

In der Praxis liegt das Optimum bei *sehr viel dünneren Belägen*, da die zulässige Randfeldstärke *nicht konstant* ist. Sie nimmt mit abnehmendem Krümmungsradius stark zu. Der optimale Isolationsaufbau muss deshalb, wie oben schon erwähnt, durch Versuche ermittelt werden.

2.4.3.4 Hohlräume und dielektrische Kugeln

Allseits geschlossene Hohlräume in einem Medium höherer Dielektrizitätszahl treten z.B. als *Bläschen* in einer Isolierflüssigkeit, als *Lunker* bei einem Epoxidharzverguss oder als *Hohlraum* in einem Porzellankörper auf, Bild 2.4-22.

Fehlstellen können auch als kugelförmige Dielektrika in Medien niedrigerer Dielektrizitätszahl auftreten, z.B. als *nichtleitende Partikel* in Öl oder Gas.

Der prinzipielle Effekt der Feldverdrängung in Medien niedrigerer Dielektrizitätszahl wurde schon am Beispiel der Risse und Spalte in Kap. 2.4.3.2 behandelt. Bei allseits begrenzten kugelförmigen Fehlstellen, ist allerdings die Feldverdrängung weniger stark ausgeprägt.

Bei Lösung der Potentialgleichung für die kugelsymmetrische Anordnung nach Bild 2.4-22 ist als Randbedingung zu beachten, dass sich in unendlich großer Entfernung ein homogenes

Feld E_0 ergibt. Außerdem müssen die Grenzbedingungen nach Gl. (2.4-13) und (-16) an der Kugeloberfläche erfüllt sein. Als Lösung ergibt sich *im Inneren der Kugel* ein homogenes Feld [2]:

$$E_1 = E_0 \cdot 3 \varepsilon_2 / (\varepsilon_1 + 2 \varepsilon_2) \quad (2.4-38)$$

Außerhalb der Kugel gilt an der Kugeloberfläche auf der vom äußeren Feld E_0 bestimmten x -Achse

$$E_2 = E_0 \cdot 3 \varepsilon_1 / (\varepsilon_1 + 2 \varepsilon_2). \quad (2.4-39)$$

Der Vergleich der Gleichungen (2.4-38) und (-39) zeigt, dass die Beträge der *normal* zur Oberfläche gerichteten Feldstärken im umgekehrten Verhältnis der Dielektrizitätszahlen stehen (Gl. (2.4-17), quer geschichtetes Dielektrikum). In der y -Achse gilt an der Kugeloberfläche die Stetigkeit der *tangentialen* Komponenten $E_1 = E_2$.

Im Falle eines **Hohlraumes** mit niedrigerer Dielektrizitätszahl $\varepsilon_1 < \varepsilon_2$ ist die Feldstärke E_1 im Hohlraum gegenüber E_0 erhöht. Der maximale Wert für $\varepsilon_1 \ll \varepsilon_2$ beträgt nach Gl. (2.4-38) $E_1 = 1,5 \cdot E_0$. D.h. in kugelförmigen Hohlräumen gibt es *nur eine mäßige Feldstärkeüberhöhung*. Gravierender ist meist die *geringe elektrische Festigkeit* eines gasgefüllten Hohlraumes im Vergleich zu einem hoch beanspruchbaren umgebenden Isolierstoff. Dadurch treten Teilentladungen schon bei wesentlich niedrigeren Spannungen auf als bei einem homogenen festen oder flüssigen Isolierstoff.

Für ein **dielektrisches Partikel**, dessen Dielektrizitätszahl ε_1 größer ist als die Dielektrizitätszahl ε_2 des umgebenden Mediums, ist die Feldstärke E_2 außerhalb der Kugel größer als im Inneren. Für $\varepsilon_1 \gg \varepsilon_2$ ergibt sich aus Gl. (2.4-39) der Maximalwert $E_2 = 3 \cdot E_0$ auf der x -Achse an der Kugeloberfläche. D.h. dielektrische Partikel können zu deutlichen Feldstärkeüberhöhungen in flüssigen und vor allem in gasförmigen Medien führen.

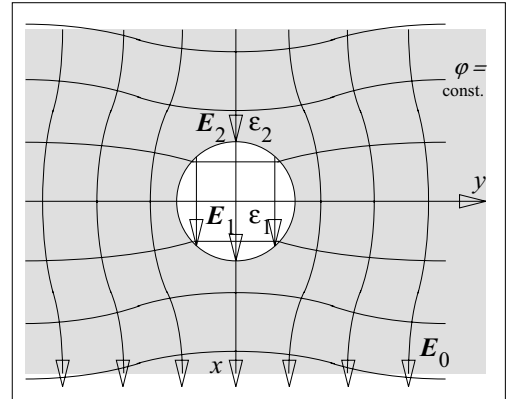


Bild 2.4-22: "Dielektrische Kugel" als Modell eines Hohlraumes in einem Isolierstoff bzw. eines dielektrischen Partikels.

Besonders störend ist oft, dass Partikel den **elektrischen Feldkräften** folgen können und sich im Bereich der höchsten Feldstärke anreichern. Für die mechanische Zugspannung auf eine *Grenzfläche senkrecht zum elektrischen Feld* gilt [2]

$$\sigma = \partial F / \partial A = \frac{1}{2} \varepsilon_1^2 (\varepsilon_2 - \varepsilon_1) \varepsilon_1 / \varepsilon_2. \quad (2.4-40)$$

Sie wirkt in Richtung auf die niedrigere Dielektrizitätszahl („Längszug“). Im *inhomogenen Feld* sind die Kräfte auf beiden Seiten eines dielektrischen Körpers nicht mehr gleich groß, er wird durch eine resultierende Kraft in die Richtung zunehmender Feldstärke gezogen.

Beispiel: In Isolieröl orientieren sich faserförmige Verunreinigungen parallel zu den Feldlinien, vorwiegend im inhomogenen Teil des Feldes. Dies reduziert die Festigkeit von großen Ölspalten erheblich („Faserbrückendurchschlag“). Auch in **gasisolierten Schaltanlagen** führt die Anwesenheit von dielektrischen (und leitfähigen) Partikeln zu einer Reduzierung der Festigkeit [28].

Anmerkung: Auch die Feldkomponente E_t *tangential* zu einer Trennfläche übt eine Kraft senkrecht auf die Grenzfläche in Richtung auf die niedrigere Dielektrizitätszahl aus. Für den sogenannten „Querdruck“ gilt

$$\begin{aligned} \sigma &= \partial F / \partial A \\ &= \frac{1}{2} \cdot \varepsilon_t^2 (\varepsilon_2 - \varepsilon_1). \end{aligned} \quad (2.4-41)$$

Die Zugspannung auf *metallische Elektrodenoberflächen* ergibt sich aus dem immer normal zur Oberfläche wirkenden Feld zu

$$\begin{aligned}\sigma &= \partial F / \partial A \\ &= \frac{1}{2} \cdot E_n^2 \cdot \varepsilon.\end{aligned}\quad (2.4-42)$$

Die *Ableitung* von Gl. (2.4-40) bis (-42) erfolgt aus einer *Energiebilanz* bei einer gedachten Verschiebung der Trennfläche um eine infinitesimale Strecke Δx . Die dabei geleistete mechanische Arbeit $F \cdot \Delta x$ ergibt die gesuchte Kraft F . Durch Bezug auf die Fläche ergibt sich die mechanische Druck- oder Zugspannung σ [2].

2.4.4 Gleichspannung und Übergangsvorgänge

Zwischen dem bei reiner Gleichspannungsbeanspruchung vorliegenden stationären Strömungsfeld und dem bisher behandelten dielektrischen Verschiebungsfeld besteht eine vollständige *Analogie*, aus der sich die *Gesetzmäßigkeiten des Strömungsfeldes* ableiten lassen (Kap. 2.4.4.1). Damit lassen sich einige typische *Beispiele* für gleichspannungsbeanspruchte Isolationssysteme berechnen (Kap. 2.4.4.2). Oft liegen aber keine stationären Verhältnisse vor: Beim Zuschalten einer Gleichspannung, bei Umpolvorgängen und bei Spannungsveränderungen tritt zunächst ein Verschiebungsfeld auf, das erst in einem *Übergangsvorgang* in einen neuen stationären Zustand übergeht (Kap. 2.4.4.3).

2.4.4.1 Analogien zum dielektrischen Verschiebungsfeld

Aus den Materialgleichungen (2.1-19) und (2.1-20) ergibt sich eine vollständige Analogie zwischen dem Feld der dielektrischen Verschiebungsdichte $\mathbf{D}$ und dem Feld der Leitungsstromdichte $\mathbf{J}$.

Die einander entsprechenden Gleichungen des Verschiebungsfeldes und des stationären Strömungsfeldes werden nachfolgend nebeneinander gestellt:

$$\mathbf{D} = \varepsilon \mathbf{E} \qquad \mathbf{J} = \kappa \mathbf{E} \quad (2.4-43)$$

Aus Gl. (2.4-15) und Gl. (2.4-16) folgt die Stetigkeit der Normalkomponenten für die Feldgrößen $\mathbf{D}$ und $\mathbf{J}$ an Grenzflächen:

$$D_{1n} = D_{2n} \qquad J_{1n} = J_{2n} \quad (2.4-44)$$

An Grenzflächen geht nach Gl. (2.4-13) auch die Tangentialkomponente der elektrischen Feldstärke $\mathbf{E}$ sowohl im Verschiebungsfeld, als auch im Strömungsfeld stetig über:

$$E_{1t} = E_{2t} \qquad E_{1t} = E_{2t} \quad (2.4-45)$$

An die Stelle der Kapazität C im Verschiebungsfeld tritt im Strömungsfeld der Leitwert $G = 1/R$ (Kehrwert des Widerstandes). Für einen Plattenkondensator heißt dies beispielsweise

$$C = \varepsilon A / d \qquad G = 1/R = \kappa A / d. \quad (2.4-46)$$

Die Gegenüberstellung zeigt, dass alle Beziehungen des Verschiebungsfeldes auch für das stationäre Strömungsfeld gelten, wenn die Dielektrizitätszahlen ε durch die Leitfähigkeiten κ ; die Verschiebungsdichte $\mathbf{D}$ durch die Leitungsstromdichte $\mathbf{J}$ und die Kapazitäten C durch die Leitwerte G ersetzt werden. Dies gilt auch für die abgeleiteten Gleichungen (2.4-17) bis (2.4-32), die sich auf Grenzflächen quer, längs und schräg zur Feldrichtung beziehen.

Für die **quer geschichteten Isolierstoffe** gilt die Stetigkeit der normal zur Trennfläche gerichteten Stromdichte $\mathbf{J}_1 = \mathbf{J}_2 = \mathbf{J}$. In Analogie zu Gl. (2.4-17) folgt daraus

$$\frac{E_1}{E_2} = \frac{\kappa_2}{\kappa_1}. \quad (2.4-47)$$

Die *Feldstärkebeträge* stehen im *umgekehrten Verhältnis* wie die *Leitfähigkeiten*. Analog zur dielektrischen Feldverdrängung gilt hier, dass das Medium mit der niedrigeren Leitfähigkeit mit einer höheren Feldstärke beansprucht wird, als das Medium mit der höheren Leitfähigkeit.

Anmerkung: Leitfähigkeiten unterscheiden sich oft um mehrere Größenordnungen. Dadurch wird der Isolierstoff mit der höheren Leitfähigkeit nahezu vollständig entlastet, der

Beispiel: Kondensator(-misch-)dielektrikum

Nahzu vollständige Feldverdrängung liegt z.B. in Kon

ke
die
dicke L
schiebungsa.
ner *Flächenladung*,
che. Man spricht auch
risation, Bild 2.4-23:

$$\begin{aligned}\sigma &= D_{2n} - D_{1n} \\ &= \varepsilon_2 E_2 - \varepsilon_1 E_1 \\ &= E_1 \cdot (\varepsilon_2 \cdot \kappa_1 / \kappa_2 - \varepsilon_1) \quad (2.4-48)\end{aligned}$$

Nach einem Kurzschluss der Elektroden verschwindet diese Flächenladung (Grenzflächenpolarisation) nicht sofort, sie baut sich erst mit einer Zeitkonstanten $R_2 C_1$ ab, die sich aus der Geometrie und den Materialgrößen κ_2 und ε_1 ergibt, vgl. auch Bild 2.1-16. Wird der Kurzschluss zu rasch wieder aufgehoben kann es zu einer oft unerwarteten und deshalb gefährlichen Nachladung der Elektroden kommen (vgl. Kap. 2.4.4.3).

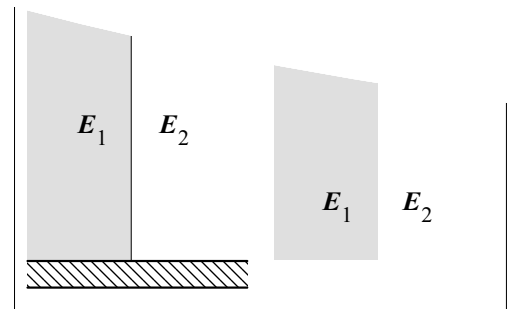


Bild 2.4-24: Längs geschichtete, mit Gleichspannung beanspruchte Dielektrika. Links: Ideale Po-

$$\frac{\tan \alpha_1}{\tan \alpha_2} = \frac{\kappa_1}{\kappa_2} \quad (2.4-49)$$

α_1 und α_2 sind die Winkel zwischen den Flächennormalen und den Feldvektoren E_1 und E_2 , Bild 2.4-25.

Für den in der Praxis häufig vorliegenden Fall *sehr großer Leitfähigkeitsunterschiede*, d.h. für $\kappa_1 \gg \kappa_2$, strebt der Winkel α_1 selbst für kleine Winkel α_2 gegen 90° . D.h. die Feldlinien verlaufen im sehr viel besser leitfähigen Medium *nahezu parallel* zur Trennfläche, die Potentiallinien treten *nahezu senkrecht* aus der Fläche aus, Bild 2.4-26.

Anmerkung: Dieser Umstand lässt sich anschaulich dadurch erklären, dass in dem besser leitfähigen Medium ein *Strom* nur parallel zur Trennfläche fließen kann und somit Feldlinien parallel und Potentiallinien senkrecht zur Trennfläche orientiert sein müssen.

Beispiel: Bei *ölisolierten Geräten für hohe Gleichspannungen* wird die Potentialaufteilung im Öl dadurch gesteuert, dass durch hochohmige *Pressspanbarrieren* ein möglichst gleichmäßiger *Ölkanal* höherer Leitfähigkeit gebildet wird [7].

Auch bei schräg geschichteten Dielektrika bildet sich an der Grenzfläche eine *Flächenladung*. Sie kann ebenfalls aus der Differenz der

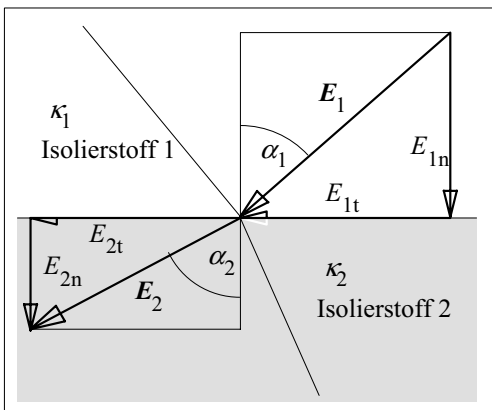


Bild 2.4-25: Vektoren der elektrischen Feldstärke und Potentiallinien an der Grenzfläche zwischen Isolierstoffen unterschiedlicher Leitfähigkeit ("Brechung" von Feld- und Potentiallinien bei schräg geschichteten Isolierstoffen im stationären Strömungsfeld).

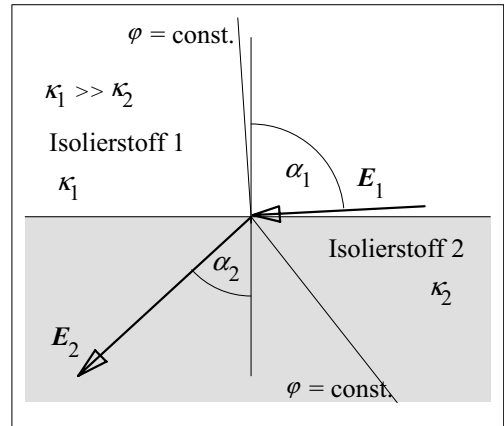


Bild 2.4-26: Brechung von Feld- und Potentiallinien des stationären Strömungsfeldes an der Grenzfläche zwischen Isolierstoffen mit sehr unterschiedlicher Leitfähigkeit.

Normalkomponenten der Verschiebungsdichte D berechnet werden.

Bei der *Berechnung* von Gleichspannungsfeldern kommt erschwerend hinzu, dass sich die Leitfähigkeiten nicht nur sehr stark unterscheiden können. Es ist oft auch schwer, *verlässliche Zahlenwerte* zu erhalten, da Leitfähigkeiten von der genauen Materialzusammensetzung, von den Fertigungsbedingungen und sehr stark auch von der Temperatur abhängen. Einige Beispiele sind nachfolgend genannt:

- Beispielsweise besitzen unterschiedliche Porzellanmischungen auch unterschiedliche Leitfähigkeiten.
- Bei ölprägniertem Papier beeinflusst der Feuchtigkeitsgehalt die Leitfähigkeit.
- Der Leitfähigkeitsunterschied in einer Öl-Pressspanisolierung mag bei 20°C $100 : 1$ betragen. Er nimmt bei Erhöhung der Betriebstemperatur auf 90°C u.U. auf nur noch $10 : 1$ ab.

Wie schon in Kap. 2.4.1.1 erwähnt, kommt der Bestimmung verlässlicher und anwendungsge rechter Leitfähigkeitswerte in der Praxis eine große Bedeutung zu. Angesichts der großen Schwankungsbreiten kann eine Feldberechnung mit falschen Werten zu völlig falschen Ergebnissen führen.

2.4.4.2 Typische Gleichspannungsfelder

Nachfolgend sollen einige Beispiele für typische Gleichspannungsfelder betrachtet werden. Durch die hohen Leitfähigkeitsunterschiede, die starke Temperaturabhängigkeit und die Empfindlichkeit gegen Fremdschichten ergeben sich Feldverteilungen, die sich völlig von einem vergleichbaren Wechselfeld unterscheiden.

Beispiel 1:

Kondensator(-misch-)dielektrikum

Das schon mehrfach behandelte Beispiel eines *Gleichspannungskondensators* mit Mischdielektrikum aus *Kunststofffolien* und *ölprägniertem Papier* mit hundertfach höherer Leit-

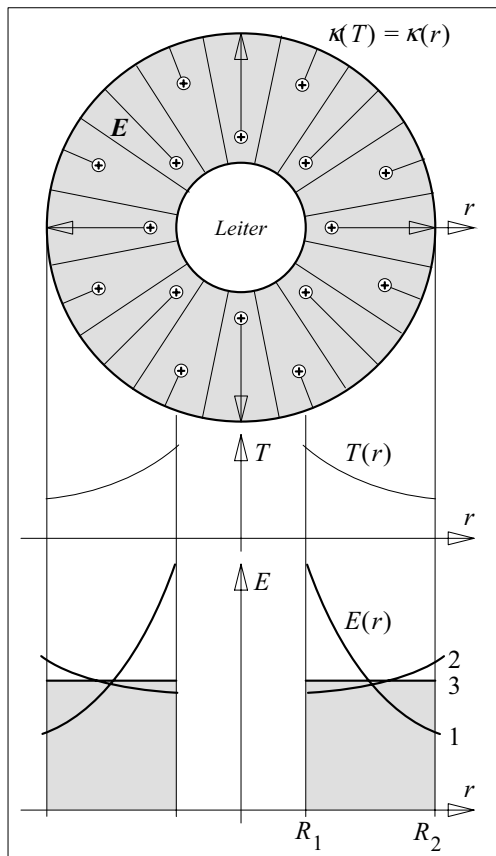


Bild 2.4-27: Gleichstromkabel mit temperaturbedingtem Leitfähigkeitsgradienten und Veränderung des ursprünglichen Feldstärkeverlaufs durch Raumladungen (Kurven 1, 2 und 3).

fähigkeit (Kap. 2.1.4.2 und 2.4.4.1) zeigt, dass fast die gesamte Spannung von den elektrisch festen Kunststofffolien isoliert werden muss. Das Volumen der Papiere ist elektrisch weitgehend entlastet.

Dabei wirkt sich nachteilig aus, dass das Papiervolumen nicht als kapazitives Speichervolumen wirkt. Aus Gewichtsgründen ist es deshalb erstrebenswert, auf den „Imprägnier-Docht“ Papier zu verzichten und die Imprägnierung durch eine ausreichende Oberflächenrauigkeit der Folien sicherzustellen.

Anmerkung: Bei *Wechselspannung* wird wegen der Feldverdrängung das Papier mit einer Feldstärke belastet, die etwa halb so groß ist wie in den Kunststofffolien (Gl. (2.4-17) mit $\epsilon_2/\epsilon_1 = 2$). Aufgrund der oft sehr viel besseren Isolationsfähigkeit von Kunststofffolien kann deshalb das Feld im Papier die kritische Größe sein, die die Spannung begrenzt, ohne dass die Festigkeit der Kunststofffolien ganz ausgenutzt wird. Auch hier ist es deshalb wünschenswert, das Papier durch Kunststofffolien zu ersetzen („Alldielektrikum“).

Beispiel 2: Gleichspannungskabel

In Gleichspannungskabeln ergibt sich bei homogenem Dielektrikum ein zylindersymmetrisches Feld. Nach Gl. (2.3-21) fällt die Feldstärke zwischen Innen- und Außenleiter $\sim 1/r$ ab, Bild 2.4-27 (Kurve 1). Im Betrieb wird der Innenleiter durch die Stromwärme erwärmt, es entsteht ein *Temperaturgefälle* $T(r)$ von innen nach außen. Da die Leitfähigkeit sehr stark temperaturabhängig ist, entsteht auch ein *Leitfähigkeitsgefälle*. Dadurch ergibt sich eine kontinuierliche Feldverdrängung von innen nach außen. Je nach Leitertemperatur und Art des Isolierstoffs wird der *Feldstärkeverlauf* mehr oder weniger gut *vergleichsmäßig*, Bild 2.4-27 (Kurven 2 und 3).

Für die Dimensionierung des Kabels muss allerdings vom *kalten Ausgangszustand* ausgegangen werden, da das Kabel ja unmittelbar nach dem Zuschalten die Spannung auch im noch kalten Zustand halten muss.

Die kontinuierliche Veränderung der Leitfähigkeit bewirkt die Ansammlung von Ladung im Isolierstoff. Sie ist allerdings nicht wie bei den quer geschichteten Isolierstoffen als Flä-

chenladung an der Grenzfläche konzentriert sondern als *Raumladung* im gesamten *inhomogenen Isolierstoff* verteilt. Dies führt letztlich zur Abweichung des Feldstärkeverlaufes vom ursprünglichen Verlauf $\sim 1/r$.

Für den Betrieb des Kabels ist die Raumladung von großer Bedeutung, weil nach einem *Polaritätswechsel* die noch vorhandene Raumladung zu einer starken *Feldüberhöhung* führen kann. Außerdem kann die Raumladung zu einem gefährlichen *Nachladen* des Kabels führen, wenn der Kurzschluss zwischen Innen- und Außenleiter wieder aufgehoben wird. Wegen der hohen Kapazität langer Kabel kann dabei schon bei relativ niedrigen „*wiederkehrenden Spannungen*“ eine erhebliche und gefährliche Ladungsmenge angesammelt werden.

Beispiel 3: Durchführung

Eine Hochspannungselektrode unter Öl soll über eine kapazitiv gesteuerte Durchführung angeschlossen werden, Bild 2.4-28. Bei *Wechselspannung* nehmen die kapazitiven Steuerbeläge aufgrund ihrer gegenseitigen Kapazitäten etwa die vorgegebenen Potentialwerte an. Damit wird die tangentielle Beanspruchung der Durchführungsoberfläche stark reduziert, Bild 2.4-28 (oben).

Bei *Gleichspannung* erfolgt im Inneren des als homogen angenommenen Durchführungskörpers die gewünschte Potentialaufteilung aufgrund der gegenseitigen Widerstände der Steuerbeläge, die jetzt resistiv und nicht mehr kapazitiv wirken. *Außerhalb* der Durchführung ergibt sich im Öl eine vollständig andere Potentialverteilung, die im wesentlichen von der Geometrie der Elektrode bestimmt wird. Die hochohmige Durchführung wirkt nur

noch wie eine Begrenzung des wesentlich besser leitfähigen Ölvolumens, Bild 2.4-28 (Mitte). Damit entsteht eine sehr hohe *tangentiale Belastung* der Durchführungsoberfläche.

Diese Feldkonzentration kann durch sehr große Elektrodendurchmesser in sehr großen Ölgefäßen vermieden werden.

Für die dargestellten beengten Einbauverhältnisse kann die tangentielle Feldstärkebelastung aber auch durch ein System hochohmiger, zylindrischer und in der Länge abgestufter *Pressspanbarrieren* vergleichmäßigt werden, Bild 2.4-28 (unten). Dadurch soll nach außen hin ein möglichst *gleichmäßiger Ölspace* abgegrenzt werden, in dem der von der Hochspannungs- zur Erdseite fließende Strom eine mög-

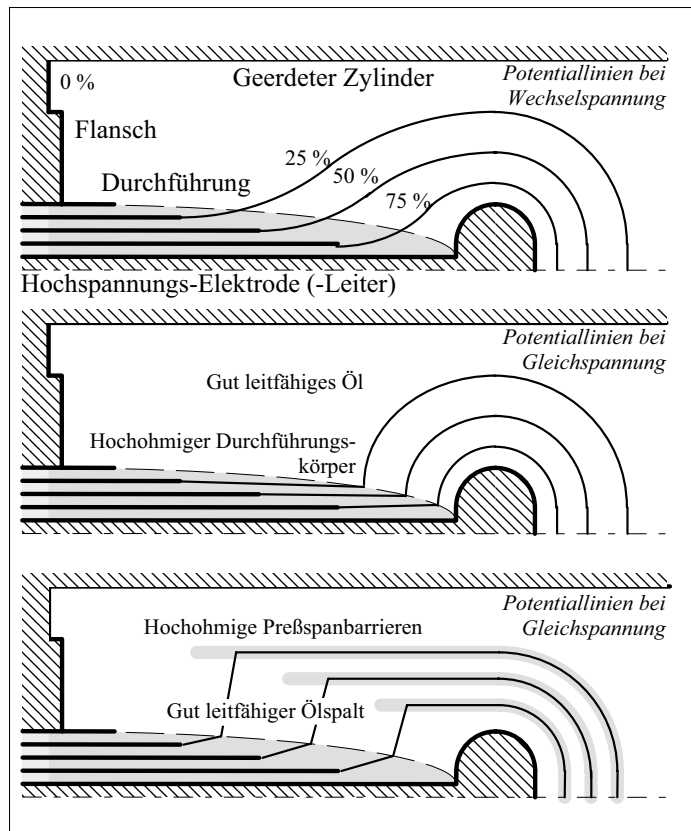


Bild 2.4-28: Anschluß einer Hochspannungselektrode unter Öl über eine kapazitiv gesteuerte Durchführung bei Wechselspannung (oben) und Gleichspannung (Mitte und unten). Verbesserung der Potentialverteilung bei Gleichspannung durch hochohmige Pressspanbarrieren (unten) [7].

lichst gleichmäßige Potentialaufteilung bewirkt.

Die Steuerwirkung der Barrieren beruht also darauf, dass die *äußere Potentialaufteilung* im Ölpalt an die *innere Steuerung* der Durchführungsbeläge angeglichen wird. Die Durchführung selbst kann das stationäre Strömungsfeld außerhalb der Durchführung nicht mehr beeinflussen [7], [10].

Bei *erhöhter Temperatur* verringern sich die Leitfähigkeitsunterschiede zwischen den verschiedenen Materialien und die Steuerwirkung der Barrieren ist weniger ausgeprägt. Ein ausreichend genaues Bild kann i.A. nur durch *numerische Feldeberechnung* mit korrekten Leitfähigkeitswerten gewonnen werden (Kap. 2.5).

Aus dem Brechungsgesetz Gl. (2.4-49) ergibt sich, dass die Potentiallinien im Bereich des Ölpaltes aus den schlecht leitfähigen Materialien (Durchführung und Barrieren) nahezu senkrecht austreten, vgl. Bild 2.4-26. Im Elektrodenebereich liegt ein *quer geschichtetes Dielektrikum* vor. Das Feld wird aus den gut leitfähigen Ölpalten in die hochohmigen Barrieren verdrängt. D.h. Dicke und Zahl der Barrieren muss so bemessen sein, dass die gesamte Spannung von den Barrieren isoliert wird.

Anmerkung: Die Barrieren erfüllen im übrigen auch bei *Wechselspannung* eine wichtige Funktion: Obwohl der Einfluss dünner Barrieren auf die Feldstärken im Öl gering ist, wird durch *Unterteilung der Ölstrecke* in engere Spalte die elektrische Festigkeit erheblich gesteigert.

Beispiel 4: HGÜ-Wanddurchführung

Auf der Freiluftseite von Wanddurchführungen bilden sich durch Ablagerung von Staub und Verschmutzungen *Fremdschichten*, die bei Einwirkung von *Feuchtigkeit* durch Betauung oder Beregnung eine vergleichsweise hohe *Leitfähigkeit* erhalten.

Bei *Wechselspannung* ist die Feldverzerrung durch die Leitungsströme wegen der vergleichsweise großen kapazitiven Verschiebungsströme meist vernachlässigbar. Bei *Gleichspannung* wirken sich Fremdschichten, die eine deutlich höhere Leitfähigkeit als der Durchführungsisolator haben, sehr stark feldverzerrend aus, insbesondere wenn die Fremdschicht die Oberfläche nicht vollständig gleichmäßig bedeckt.

In Anlagen für die *Hochspannungs-Gleichstromübertragung* (HGÜ) ist bei höheren Spannungen die *ungleichförmige Beregnung* (z.B. im Windschatten eines Gebäudes) kritisch, Bild 2.4-29. Dadurch wird das Hochspannungspotential über große Längen bis an die Grenze zwischen trockener und nasser Oberfläche verschoben. Dadurch entstehen, wie in einer Gleitanordnung, extreme tangential- und radiale Feldstärkeüberhöhungen, die (im günstigen Fall) zum Überschlag oder (im ungünstigen Fall) zu einem radialen Durchschlag der Durchführung führen.

Es ist deshalb häufig erforderlich, *hydrophobe* (wasserabweisende) Silikonpaste auf die Isola-

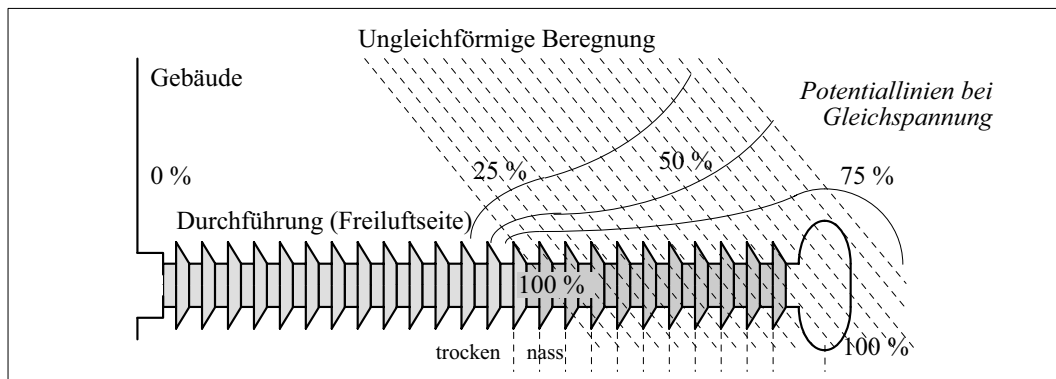


Bild 2.4-29: Freiluftseite einer HGÜ-Wanddurchführung und Ausbildung einer leitfähigen Fremdschicht, die aufgrund ungleichförmiger Beregnung nur einen Teil der Oberfläche überbrückt, vgl. Bild 7.2.4-1 und -2.

toroberfläche aufzutragen, um die Bildung leitfähiger Flüssigkeitsfilme auf der gut benetzbaren Porzellanoberfläche zu vermeiden. Auf den Auftrag und die regelmäßige Erneuerung der *Silikonpaste* kann verzichtet werden, wenn der Porzellanisolator durch einen *Verbundisolator* aus einem GFK-Rohr mit Schirmen aus *Silikon-Elastomer* ersetzt wird [7], [8], [9], [10], vgl. Kap. 5.3.3.4 mit Bild 5.3-18.

Beispiel 5: Energiespeicherkondensator

Energiespeicherkondensatoren werden mit *Gleichspannung* aufgeladen und i.d.R. *stoßartig* bzw. in einer gedämpften *hochfrequenten Schwingung* entladen.

Im stationären aufgeladenen Zustand, d.h. bei reiner *Gleichspannungsbeanspruchung*, unterscheidet sich die Potentialverteilung an den Rändern der Beläge erheblich von der in Bild 2.4-20 dargestellten Verteilung, Bild 2.4-30. Der Imprägnierspalt, der in dem Zwickel vor dem Belagsrand endet, hat i.d.R. eine höhere Leitfähigkeit κ_Z als die angrenzenden Isolierfolien mit κ_I . Dadurch entsteht ein relativ gleichmäßiger Spalt in dem ein potentialsteuernder Leitungsstrom fließen kann, Bild 2.4-30 (unten). Die *Belagsränder* werden *entlastet*.

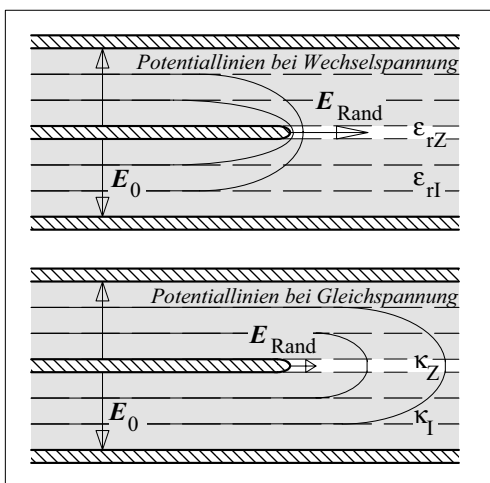


Bild 2.4-30: Belastung der Belagsränder in einem Kondensatordielektrikum bei Wechselfspannung (oben) und Entlastung der Ränder durch einen besser leitfähigen Imprägnierspalt bei Gleichspannung (unten).

Die *Gleichspannungsfestigkeit* eines Kondensatordielektrikums ist auch in der Praxis erheblich höher als die Wechselfspannungsfestigkeit. Oft kann man von einer etwa dreifach höheren Festigkeit ausgehen.

Die eigentliche Beanspruchung von Energiespeicherkondensatoren entsteht deshalb nicht im stationären Zustand bei anstehender Gleichspannung, sondern während der stoßartigen bzw. schwingenden *Entladung*. Das Wechselfeld entspricht eher der Darstellung in Bild 2.4-30 (oben). Hinzu kommt, dass sich im stationären Zustand *Raumladungen* an den Trennflächen zwischen Imprägnierspalt und Isolierfolien anlagern. Tritt bei schwingender Entladung eine *Polaritätsumkehr* ein, verstärken sich Wechselfeld und Raumladungsfeld und beanspruchen die Belagsränder stärker als bei reiner Gleich- oder Wechselbeanspruchung, vgl. Kap. 7.3.3.

Die *Lebensdauer* von Energiespeicher- bzw. Impulskondensatoren wird deshalb als Anzahl der möglichen Entladungen in Abhängigkeit von der Ladespannung, dem Prozentsatz des Durchschwingens („polarity reversal“) und der Frequenz der Entladungsschwingung angegeben [29].

2.4.4.3 Übergangsvorgänge

Die bisher betrachtete Gleichspannungsbeanspruchung setzt einen stationären Zustand voraus, dessen Erreichen bei Isolierstoffen mit niedriger Leitfähigkeit viele Stunden bis zu Tagen in Anspruch nehmen kann. Nach Gl. (2.1-41) sind hierfür Zeiten erforderlich, die sehr viel größer sind als die Eigenentladungszeitkonstanten der beteiligten Isolierstoffe:

$$t \gg \tau_e = \epsilon / \kappa \quad (2.4-50)$$

Beim **Anlegen einer Gleichspannung** muss man deshalb folgende Phasen unterscheiden (vgl. auch Bild 2.1-16):

a) Das Anlegen einer Spannung findet in der Regel innerhalb einer Zeit statt, die sehr viel kürzer ist als die Zeitkonstanten ϵ / κ der Materialien. Man kann dann zunächst von einem

dielektrischen Verschiebungsfeld ausgehen, dessen Ausbildung von den *Dielektrizitätszahlen* ϵ bestimmt wird. Bei einfachen Anordnungen kann ein Netzwerkmodell aufgestellt werden, das ausschließlich aus *Kapazitäten* besteht.

b) Danach läuft ein *Übergangsvorgang* ab, der aus Entladungs- und Umladungsvorgängen in den verschiedenen Dielektrika besteht. Für die mathematische Beschreibung ist es erforderlich, neben den Materialgleichungen $\mathbf{D} = \epsilon \mathbf{E}$ und $\mathbf{J} = \kappa \mathbf{E}$ auch die Kontinuitätsgleichung (2.1-35) in allgemeiner Form, d.h. unter Berücksichtigung von Leitungsstrom $\mathbf{J}$ und Verschiebungsstrom $\partial \mathbf{D} / \partial t$, anzusetzen. Für einfachere Anordnungen kann oft ein Netzwerkmodell mit *Kapazitäten* C (für die Beschreibung des Verschiebungsstromes) und mit *Widerständen* R (für die Beschreibung des Leitungsstromes) gebildet werden. Spannungen und Ströme werden dann mit den Methoden der *Netzwerkanalyse* berechnet. Hierfür hat sich die Verwendung der *Laplace-Transformation* als zweckmäßig erwiesen [2], [30], [31].

c) Nach Abklingen des Übergangsvorganges stellt sich der *stationäre Zustand* ein, dessen Ausbildung ausschließlich von den Leitfähigkeiten der Isolierstoffe bestimmt wird (vgl. Kap. 2.4.4.1 und 2.4.4.2). Für einfache Anordnungen kann ein Netzwerkmodell aus *Widerständen* gebildet werden.

Bei Gleichspannungsanwendungen tritt häufig der Fall auf, dass ein **vorliegender Zustand** durch einen Übergangsvorgang in einen **anderen Zustand** überführt wird. Beispiele sind hierfür der *Polaritätswechsel* (z.B. bei einer Gleichspannungsprüfung), die *Erhöhung oder Absenkung* des Gleichspannungswertes, der *Kurzschluss* bzw. die *Entladung* der Anordnung oder der Aufbau einer *wiederkehrenden Spannung*.

Für die Berechnung ergibt sich dann folgendes Vorgehen:

a) Zunächst muss der *Ausgangszustand* berechnet werden. Im einfachsten Fall handelt es sich dabei um einen stationären Zustand. In einem *Netzwerkmodell* wird der Ausgangszu-

stand durch den Ladezustand der Ersatzkapazitäten beschrieben. Bei komplexen Anordnungen, für die kein Netzwerkmodell angegeben werden kann, muss der Ausgangszustand durch ein in der Regel numerisch berechnetes *Feld- bzw. Potentiallinienbild* beschrieben werden.

b) Die *Spannungsänderung* wird in einem Netzwerkmodell durch eine entsprechende Spannungsquelle berücksichtigt. In komplexeren Anordnungen, die durch Feld- oder Potentiallinienbilder beschrieben werden, kann das mit der Spannungsänderung verbundene *dielektrische Verschiebungsfeld* in Form eines Feldbildes dem Ausgangszustand überlagert werden. Man erhält dadurch die elektrische Beanspruchung unmittelbar nach der erfolgten Spannungsänderung [7], [10].

c) Der *Übergangsvorgang* ergibt sich im Netzwerkmodell durch Netzwerkanalyse. Eine feldtheoretische Behandlung ist durch die dynamische numerische Feldberechnung möglich. In der Praxis begnügt man sich jedoch meist mit der Berechnung des *stationären Endzustandes*.

Nachfolgend werden einige praktische Beispiele behandelt. *Beispiel 1* befasst sich mit dem Anlegen einer Gleichspannung an ein quer geschichtetes Kondensatordielektrikum. Die wiederkehrende Spannung nach einem Kurzschluss des Kondensators wird in *Beispiel 2* betrachtet. *Beispiel 3* zeigt, dass während eines Übergangsvorganges in quer geschichteten Dielektrika an manchen Schichten Spannungsüberhöhungen auftreten können. *Beispiel 4* behandelt die komplexen Feldverhältnisse in einem Barrierensystem beim Umpolen der Gleichspannung.

Beispiel 1: Anlegen einer Gleichspannung

In Kap. 2.1.4.2 und 2.1.4.4 wurde als Beispiel für stationäre und langsam veränderliche kapazitive Felder ein zweischichtiges Kondensatordielektrikum aus Kunststofffolien und ölprägnierten Papieren mit $d_1 = d_2 = 30 \mu\text{m}$, $\epsilon_{r1} = 2,2$, $\epsilon_{r2} = 4,4$, $\kappa_1 = 10^{-16} \text{ S/m}$ und $\kappa_2 = 10^{-14} \text{ S/m}$ betrachtet, Bild 2.1-11, -15, und -16.

Da die Grenzflächen zwischen den Materialien hier auch Äquipotentialflächen sind, kann der Übergangsvorgang mit einem *Netzwerkmodell* aus Kapazitäten C_1 und C_2 mit parallelen Widerständen R_1 und R_2 beschrieben werden:

Unmittelbar nach Anlegen der Gleichspannung stellt sich aufgrund des dielektrischen Verschiebungsfeldes eine „kapazitive Spannungsverteilung“ ein, d.h. die Kunststofffolien werden mit $2/3$ und die Papiere mit $1/3$ der Spannung beansprucht.

In einem *näherungsweise exponentiellen Übergangsvorgang* wird die Kapazität C_1 der hochisolierenden Folien über den Widerstand R_2 des relativ leitfähigen Ölpapiers (Zeitkonstante $\tau = R_2 C_1$) so lange nachgeladen, bis sich die *stationäre („ohmsche“) Spannungsverteilung* eingestellt hat. Dies kann viele Stunden in Anspruch nehmen.

Die Kunststofffolien müssen dann fast die gesamte Spannung isolieren, die Papiere werden nur noch mit etwa 1 % der Gesamtspannung belastet.

Beispiel 2: Wiederkehrende Spannung

Bei dem im obigen Beispiel betrachteten Kondensator liegt im *stationären Zustand* an der Ersatzkapazität C_1 (Kunststofffolien) mit ca. $0,99 \cdot U$ nahezu die gesamte Spannung, während C_2 (Papiere) nur auf etwa $0,01 \cdot U$ geladen ist, Bild 2.4-31 (links).

Bei einem *Kurzschluss* des Kondensators an den äußeren Klemmen verteilt sich die Ladung $Q_1 \approx C_1 \cdot U$ so auf die beiden jetzt parallel geschalteten Teilkapazitäten C_1 und C_2 , dass entgegengesetzt gleiche Spannungen an C_1 und C_2 entstehen. Die Spannung zwischen den äußeren Klemmen wird damit Null. Mit $C_2 = 2 C_1$ und bei Vernachlässigung von $Q_2 = C_2 \cdot 0,01 \cdot U$ ergibt sich theoretisch die Spannung $u_1' = -u_2' = 1/3 \cdot (C_1 \cdot U) / C_1 = U/3$, Bild 2.4-31 (Mitte). Die Differenz der kapazitiv gespeicherten Energien vor und nach dem Kurzschluss wird als Stromwärme im Widerstand des Kurzschlusskreises umgesetzt. Wird der Kurzschluss nicht mehr aufgehoben, entladen

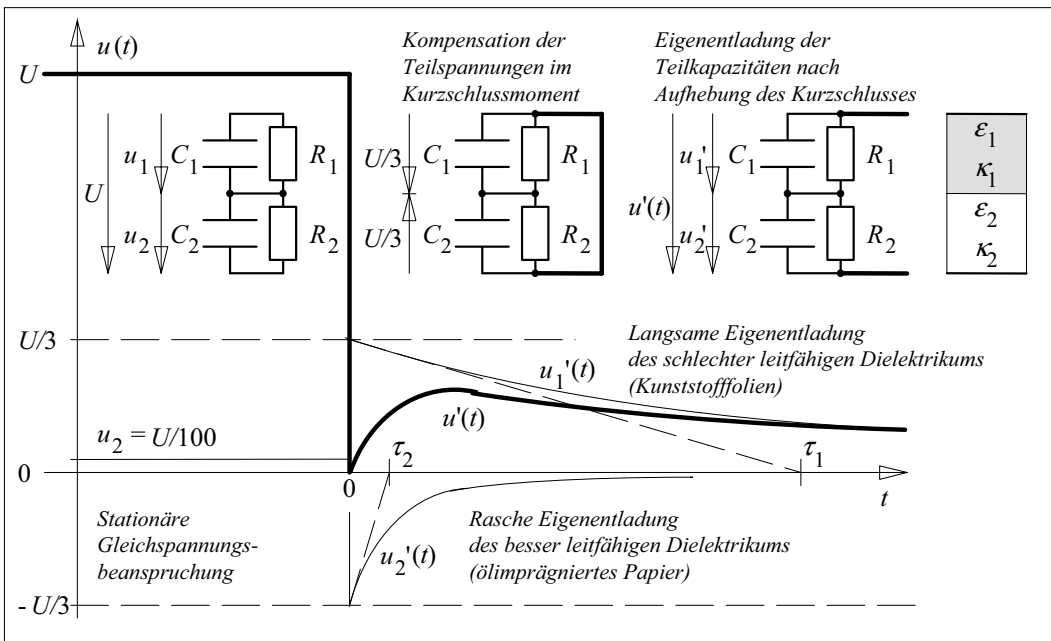


Bild 2.4-31: Gleichspannungsbeanspruchung und wiederkehrende Spannung an einem Dielektrikum aus Kunststofffolien und hundertfach besser leitfähigem ölimprägniertem Papier (weitere Erläuterungen im Text).

sich die parallelen Kapazitäten C_1 und C_2 exponentiell über $R_2 \ll R_1$ mit der Zeitkonstanten $\tau = (C_1 + C_2) \cdot R_2$.

Wird aber die *Verbindung* unmittelbar nach Herstellen des Kurzschlusses *wieder getrennt*, so können sich die auf $u_1' = U/3$ und $u_2' = -U/3$ geladenen Teilkapazitäten nur noch durch Eigenentladung, d.h. über den jeweils zugehörigen Ersatzwiderstand mit der Eigenentladungszeitkonstanten $\tau_1 = R_1 C_1 = \epsilon_1 / \kappa_1$ bzw. $\tau_2 = R_2 C_2 = \epsilon_2 / \kappa_2$ entladen. Im betrachteten Beispiel würde die Entladung von C_2 etwa fünfzigmal so schnell erfolgen wie die Entladung von C_1 , so dass an den offenen Klemmen die resultierende Spannung $u'(t) = u_1'(t) + u_2'(t)$ entsteht, die als „wiederkehrende Spannung“ (*Rückkehrspannung*, *recovery voltage*) bezeichnet wird, Bild 2.4-31 (rechts).

Anmerkung: Die wiederkehrende Spannung wird durch Umladung von Ladungen hervorgerufen, die an den Trennflächen im Dielektrikum gespeichert waren. Eine ähnliche Nachladung findet auch statt, wenn im Dielektrikum *Raumladungen* gespeichert sind (vgl. Beispiel Gleichspannungskabel in Kap. 2.4.4.2).

Anmerkung: Die wiederkehrende Spannung stellt eine der **Hauptgefahren beim Umgang mit hohen Spannungen** dar. Geräte mit gro-

ßen Kapazitäten (z.B. Kondensatoren, Kabel) müssen deshalb *dauernd kurzgeschlossen* werden. Bei einer *Reihenschaltung* von Kondensatoren müssen auch die *Einzelkondensatoren* in den Kurzschluss einbezogen werden, da bei einem Kurzschluss an den äußeren Klemmen die Einzelkondensatoren noch immer (entgegengesetzt) geladen sein können. Von einer vollständigen Identität der Einzelkondensatoren sollte man (schon wegen möglicher Temperaturunterschiede!) aus Sicherheitsgründen nicht ausgehen.

Anmerkung: Es wird versucht, Kenngrößen wiederkehrender Spannungen für die *dielektrische Diagnose*, z.B. bei Transformatoren und Kabeln einzusetzen [32], [33], vgl. Kap. 6.4.7.5.

Beispiel 3: Transiente Feldstärkeüberhöhungen in geschichteten Dielektrika

Der Übergangsvorgang von der kapazitiven zur ohmschen Potentialverteilung nach Anlegen einer Gleichspannung kann in geschichteten Dielektrika *vorübergehend zu höheren Belastungen* führen als dies aus den Anfangs- und Endzuständen erkennbar ist.

Betrachtet wird ein dreischichtiges Dielektrikum aus einer Kunststoffbarriere, die zwei Ölschichten unterschiedlicher Qualität trennt, Bild 2.4-32. Dabei wird angenommen, dass die *Eigenentladungszeitkonstanten* von gealtertem Öl, Kunststoffbarriere und neuwertigem Öl zueinander im Verhältnis 1 : 100 : 10 stehen. Das Verhältnis der *Ersatzkapazitäten* wird als 1 : 2 : 2 angenommen. Mit $\tau = RC$ ergibt sich daraus ein Verhältnis der *Ersatzwiderstände* von 1 : 50 : 5.

Beim Anlegen der Gleichspannung stellt sich aufgrund des dielektrischen Verschiebungsfeldes zunächst die *kapazitive Spannungsverteilung* ein, Bild 2.4-33. D.h. Dielektrikum 1 wird mit der halben Spannung beansprucht, auf die Dielektrika 2 und 3 entfällt jeweils ein Viertel der Spannung U .

Wegen der geringen Eigenentladungszeitkonstanten τ_1 des Dielektrikums 1 wird C_1 *rasch entladen*, $u_1(t)$ nimmt sehr rasch ab. Die Dielektrika 2 und 3 müssen dann einen zusätzli-

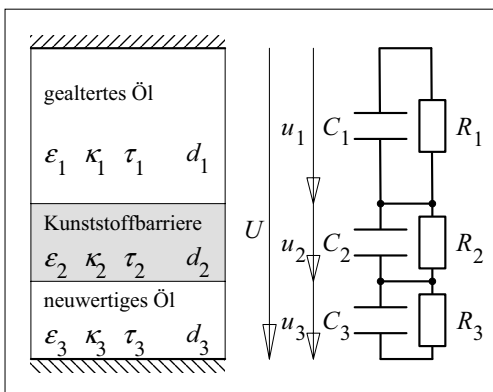


Bild 2.4-32: Dreischichtiges Dielektrikum mit unterschiedlichen Eigenentladungszeitkonstanten (z.B. im Verhältnis 1 : 100 : 10), vgl. Bild 2.4-33 mit den zugehörigen Spannungsverläufen beim Anlegen einer Gleichspannung U .

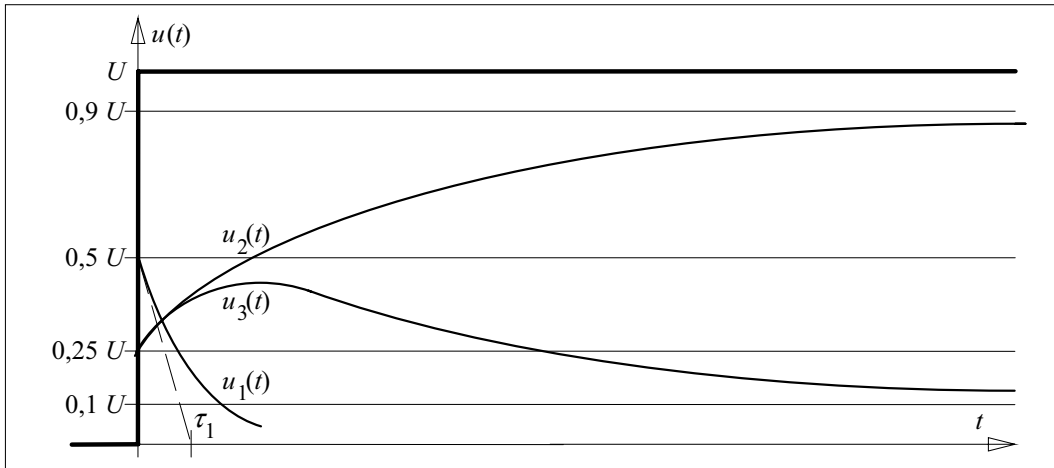


Bild 2.4-33: Spannungsverläufe am dreischichtigen Dielektrikum nach Bild 2.4-32 mit vorübergehender Spannungsüberhöhung am Dielektrikum 3 nach Anlegen einer Gleichspannung.

chen Anteil der anliegenden Spannung U übernehmen. D.h. die Ersatzkapazitäten C_2 und C_3 werden über R_1 nachgeladen. Deshalb steigen die Spannungen $u_2(t)$ und $u_3(t)$ zu Beginn in gleicher Weise an, Bild 2.4-33.

Im weiteren Verlauf macht sich die geringere Eigenentladungszeitkonstante des Dielektrikums 3 bemerkbar, indem C_3 wieder entladen und C_2 über R_3 auf noch höhere Spannungen geladen wird. Dadurch ergibt sich für $u_3(t)$ ein zunächst steigender und langfristig fallender Verlauf mit einem ausgeprägten Maximum.

Dieses Maximum ist erheblich höher als der anfängliche Spannungswert und beträgt ein Vielfaches des stationären Endwertes. Es handelt sich somit um eine *Überbeanspruchung* des Dielektrikums 3 im Verlauf des oft nicht weiter betrachteten Übergangsvorganges.

Im stationären Zustand teilt sich die Spannung im Verhältnis der Widerstände auf, d.h. Dielektrikum 1 wird mit 2 %, Dielektrikum 2 mit 89 % und Dielektrikum 3 mit 9 % der Gesamtspannung U beansprucht.

Anmerkung: Im Vergleich zum Öl ist die hohe Beanspruchung der Kunststoffbarriere möglicherweise noch tolerierbar, da feste Isolierstoffe i.d.R. erheblich höher beansprucht werden können als flüssige Isolierstoffe.

Die genaue Höhe der hier qualitativ geschilderten Überbeanspruchung des Dielektrikums 3 ergibt sich aus einer *Netzwerkanalyse*. Das Ergebnis hängt sehr stark von der Art der betrachteten Schichtung ab. *Kritisch* sind in dieser Beziehung Schichtungen, bei denen die anfängliche und die stationäre Spannungsverteilung sehr unterschiedlich sind.

Beispiel 4: Umpolen einer Gleichspannung

Beim Umpolen einer Gleichspannung können in einem Barriersystem unter Öl sehr komplexe Feldverhältnisse entstehen, die mit erheblichen Feldüberhöhungen verbunden sind. Das Feld lässt sich meist nicht mehr durch ein Netzwerkmodell beschreiben, es muss i.d.R. durch eine numerische Feldberechnung ermittelt werden.

Für eine qualitative Betrachtung der Verhältnisse beim Umpolen wird eine ebene Barrierenanordnung zwischen zwei ebenen Elektroden unter Isolieröl betrachtet, Bild 2.4-34. Die Anordnung könnte als stark vereinfachtes Modell eines Barriersystems nach Bild 2.4-28 aufgefasst werden.

Bei Anlegen einer *negativen Gleichspannung* bildet sich das stationäre Strömungsfeld im Öl parallel zu den Grenzflächen der hochohmigen Barrieren aus, Bild 2.4-34a. Im Ölsplatt werden

die Potentiallinien sehr stark auseinandergezogen und die Feldstärken sehr stark gesenkt, was dem Sinn bzw. der Aufgabe des Barriersystems entspricht. Außerhalb des Überlappungsbereiches müssen die Barrieren allerdings nahezu die gesamte Spannung isolieren. Sie müssen dafür z.B. durch mehrlagigen Aufbau ausgelegt werden.

Den *Vorgang des Umpolens* kann man durch

Überlagerung einer positiven Spannungsänderung mit der doppelten Amplitude beschreiben. Sie wirkt sich zunächst als dielektrisches Verschiebungsfeld aus, das dem ursprünglichen Strömungsfeld zu überlagern ist [7], Bild 2.3-34b. Dabei wird die Feldverdrängung aus den Barrieren in das Öl in erster Näherung vernachlässigt.

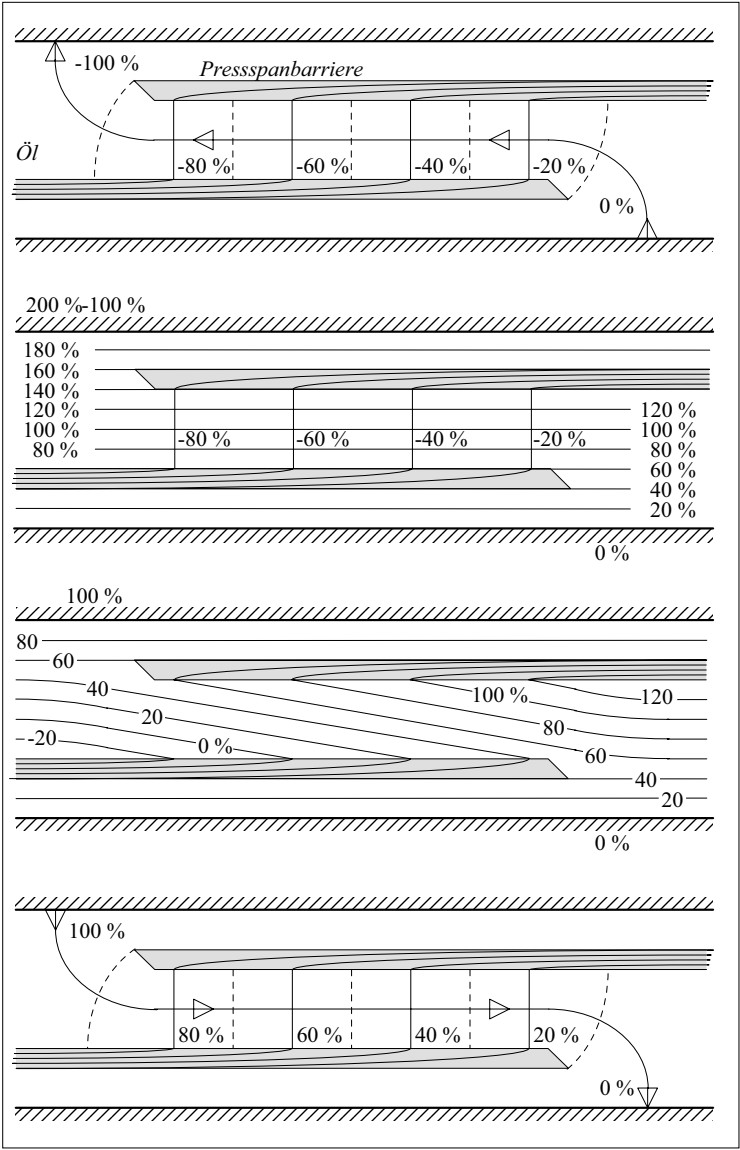
Das *Ergebnis der Überlagerung* zeigt eine

Bild 2.4-34a: Stationäres Strömungsfeld bei Anlegen einer negativen Gleichspannung an der oberen Elektrode.

Bild 2.4-34b: Überlagerung eines dielektrischen Verschiebungsfeldes entgegengesetzter Polarität und doppelter Amplitude beim Umpolen. Die dielektrische Feldverdrängung an den Barrieren wird vernachlässigt.

Bild 2.4-34c: Resultierendes Feld unmittelbar nach dem Umpolen. Durch Flächenladungen an den Grenzflächen bilden sich "Inseln" mit Potentialen über 100 % und unter 0 %.

Bild 2.4-34d: Stationäres Strömungsfeld nach dem Umpolen und nach Abklingen des Überlappungsvorganges, d.h. nach Aufladung der Barrierenkapazitäten über die in Reihe liegenden Ölspalte.



sehr starke Belastung des Ölspaltes, Bild 2.4-34c. Die Barrieren werden geringfügig entlastet. Auffällig ist die Bildung von „Inseln“, die ein höheres Potential als 100 % und ein niedrigeres Potential als 0 % aufweisen. Sie entstehen durch positive und negative *Flächenladungen* auf den Oberflächen der Barrieren, die sich dort im stationären Zustand angesammelt hatten, vgl. auch Bild 2.4-23.

Nach Ablauf des *Übergangsvorganges*, in dessen Verlauf im wesentlichen die Kapazitäten der Barrieren über die in Reihe liegenden Widerstände der Ölspalte umgeladen werden, stellt sich eine neue stationäre Feldverteilung bei *positiver Gleichspannung* ein, die der ursprünglichen entgegengesetzt gleich ist, Bild 2.4-34d.

Anmerkung: Die Erfahrung bei *Gleichspannungsprüfungen* von ölisierten Geräten mit Barriersystemen zeigt, dass die *Minuten nach einer Umpolung* oft kritisch sind. In dieser Zeit treten gelegentlich Teilentladungen auf, die nach einiger Zeit wieder verschwinden. Darin kommt offenbar der Abbau von hohen Feldstärken unmittelbar nach der Umpolung zum Ausdruck.

2.5 Numerische Feldberechnung

Die numerische Feldberechnung gehört heute zum Handwerkszeug des hochspannungstechnisch tätigen Entwicklers und Konstrukteurs. Nur durch numerische Rechnung können für komplexe Isolationssysteme ausreichend genaue Feldstärkewerte ermittelt werden.

Dabei sollte die numerische Rechnung nicht die gedankliche Auseinandersetzung mit der Art der vorliegenden Beanspruchung ersetzen. Eine intensive Vor- und Nachbereitung der numerischen Rechnung ist nötig, um Fehler und falsche oder zu weitreichende Schlüsse aus den Ergebnissen zu vermeiden. Es ist deshalb immer empfehlenswert, ein qualitatives Feldbild zur *Veranschaulichung* zu zeichnen und an einem vereinfachten Modell eine *analytische Abschätzung* zu versuchen. Die numerische Rechnung kann dann auf dieser Grundlage auf Plausibilität überprüft werden.

2.5.1 Übersicht

Für diese einführende Darstellung wird die Betrachtung auf elektrische **Potentialfelder**, d.h. auf *statische, stationäre* und *langsam veränderliche quasistationäre* (kapazitive) elektrische Felder beschränkt.

Anmerkung: Durch Einbeziehung des **Vektorpotentials** können auch schnell veränderliche und nichtstationäre Felder, d.h. Felder mit *Wirbelströmen* und *elektromagnetische Wellen* berechnet werden [394].

Für die Lösung von Potentialfeldern gibt verschiedene numerische Verfahren, bei denen drei grundsätzlich verschiedene Ansätze unterschieden werden können [34]:

a) Integralgleichungsmethoden (IEM: integral equations methods) überlagern die von Ladungen, Strömen und Dipolmomenten erzeugten Felder bzw. Potentialgrößen, durch Summation bzw. Integration über die einzelnen Beiträge. Durch Definition eines Vektor- und eines Skalarpotentials [2], [3] kann damit auch das schnell veränderliche elektromagnetische Feld berechnet werden.

Das klassische Verfahren für die Berechnung langsam veränderlicher Felder ist das *Ersatzladungsverfahren* (CSM: charge simulation method), das in Kap. 2.3.5 bereits für die analytische Rechnung eingesetzt wurde. Das Ersatzladungsverfahren kann auch auf Flächenladungen übertragen werden (SCSM: surface charge simulation method, BEM: boundary element method). Für schnell veränderliche Felder ist die Momentenmethode (MOM: method of moments) anwendbar.

Der *Vorteil* der Integralgleichungsmethoden liegt darin, dass räumlich *nicht begrenzte dreidimensionale* Anordnungen mit einer begrenzten Zahl von Elementen berechenbar sind. Für die Hochspannungstechnik ist es auch vorteilhaft, dass der Einfluss von *Raumladungen* einfach berücksichtigt werden kann. Die Berechnung von Anordnungen mit vielen *verschiedenen Materialien* ist allerdings sehr aufwändig, da der Einfluss von Grenzflächen durch zusätzliche Elemente (Ladungen, etc.) berücksichtigt werden muss.

b) Die Methoden der **Finiten Differenzen** (FDM: finite difference method) und der **Finiten Elemente** (FEM: finite element method) diskretisieren den gesamten zu betrachtenden Feldraum und stellen Gleichungssysteme auf der Grundlage der diskretisierten Potentialgleichung (FDM) bzw. eines Energiefunktional (FEM) auf. Die Behandlung schnell veränderlicher Felder ist möglich.

Der *Vorteil* dieser Methoden liegt in der sehr einfachen Berücksichtigung beliebig vieler *Materialien und Grenzflächen*. Dadurch können auch Isolationssysteme mit komplex geschichtetem Aufbau berechnet werden. Außerdem können *nichtlineare Materialien* zugelassen werden. Die Methode der finiten Elemente hat sich deshalb bei der Berechnung magnetischer Felder durchgesetzt, da ferromagnetische Materialien berücksichtigt werden müssen.

Nachteilig ist die Notwendigkeit, den *gesamten Feldraum* zu diskretisieren. Dadurch entsteht eine sehr große Anzahl von Elementen, insbesondere bei dreidimensionalen Anordnungen. Bei der Methode der finiten Elemente kann dabei die Feinheit der Diskretisierung noch an die jeweilige Feldregion angepasst werden, wodurch die Zahl der Elemente wieder reduziert wird.

Anmerkung: Die Methode der Finiten Elemente ist in anderen Bereichen der Technik für die (mathematisch analoge) Berechnung *mechanischer, thermischer und magnetischer Felder* bereits seit langem etabliert. Sie ist deshalb in der *industriellen Anwendung* beliebt, weil Entwicklung und Konstruktion eines Gerätes vor allem auch die Betrachtung thermischer und mechanischer Beanspruchungen umfasst. Moderne Feldberechnungsprogramme übernehmen die geometrischen Daten direkt aus einem CAD-System und können Feldberechnung für **kombinierte Belastungen** mechanischer, thermischer, magnetischer und elektrischer Natur durchführen (*multi-physics*).

c) Die **Monte Carlo Methode** (MCM) greift auf den Mittelwertsatz der Potentialtheorie zurück, nach dem das Potential $\varphi(P)$ im Mittelpunkt P einer Kugel gleich dem Mittelwert der Potentiale auf der Kugeloberfläche ist. In dem betrachteten Punkt werden Zufallsläufe (random walk) gestartet, die mit einer gewissen Häufigkeit die Elektroden bekannten Poten-

tials treffen. Dadurch ergibt sich ein Mittelwert aus den getroffenen Elektrodenpotentialen als statistischer Schätzwert für das Potential $\varphi(P)$, dessen Güte aus der Streuung beurteilt werden kann [16].

Die Monte Carlo Methode wird als geeignete Methode angesehen, um einzelne Potentialwerte in einem Teilgebiet des Feldraumes zu ermitteln, das weniger interessant ist [34].

Nachfolgend werden das Ersatzladungsverfahren (Kap. 2.5.2), das Differenzenverfahren (Kap. 2.5.3) und die Methode der finiten Elemente (Kap. 2.5.4) näher betrachtet.

2.5.2 Ersatzladungsverfahren

Beim Ersatzladungsverfahren werden die Felder einzelner Ladungen im betrachteten Aufpunkt A_k durch *Summation* der einzelnen Beiträge zum Potential φ_k überlagert, Bild 2.5-1:

$$\varphi_k = \varphi_{k1} + \varphi_{k2} + \varphi_{k3} + \dots + \varphi_{kn} \quad (2.5-1)$$

Dieser Gedanke wurde bereits in Kap. 2.5.3 zur analytischen Feldberechnung eingesetzt, vgl. Gl. (2.3-45).

Als Ersatzladungen werden die *Punktladung* (Q_1), die *Linienladung* (Q_2) und die *Ringla-*

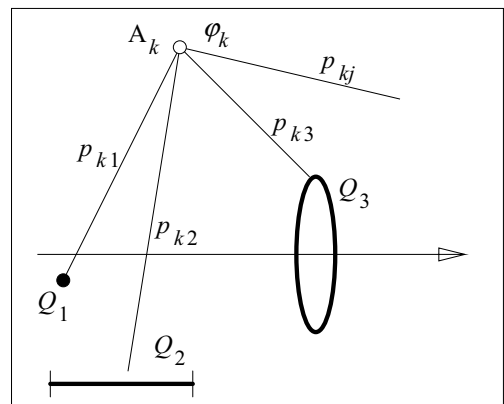


Bild 2.5-1: Punktladung, Linienladung und Ringladung als Grundelemente des Ersatzladungsverfahrens, sowie Einfluß mehrerer Ladungen auf das Potential im betrachteten Aufpunkt k .

ung (Q_3) verwendet. Der Einfluss der einzelnen Ladungen auf das Potential wird über *Potentialkoeffizienten* p_{kj} beschrieben:

$$\varphi_{kj} = p_{kj} \cdot Q_j \quad (2.5-2)$$

Für Punktladungen ergibt sich der Potentialkoeffizient aus Gl. (2.3-44) zu $p_{kj} = 1/(4\pi\epsilon r_{kj})$ als Funktion der Abstände r_{kj} . Auch für Linien- und Ringladungen können entsprechende Koeffizienten angegeben werden [16].

Die Elektrodenoberflächen werden durch *Äquipotentialflächen* angenähert. D.h. die diskreten Ersatzladungen müssen hinter der gewünschten Elektrodenkontur gesetzt werden, damit sich auf der Elektrodenkontur endliche Potentialwerte ergeben. Für den Ort der Ersatzladung würde sich ein unendlich großes Potential ergeben.

Im ersten Verfahrensschritt werden n *Ersatzladungen* unbekannter Größe in Anlehnung an den Verlauf der Elektrodenkonturen *gesetzt*, Bild 2.5-2.

Der zweite Schritt besteht in der Auswahl von ebenfalls n *Konturpunkten* auf den Elektroden, in denen die Potentiale φ_{E1} bis φ_{En} gegeben sind.

Im dritten Schritt kann mit Hilfe der *Potentialkoeffizienten* ein Gleichungssystem aufgestellt werden, das die Konturpunktpotentiale als Funktion der unbekannten Ersatzladungen ausdrückt. Die Auflösung des Gleichungssystems ergibt die *Größe der Ersatzladungen*:

$$\begin{bmatrix} p_{11} & p_{12} & \cdots & p_{1n} \\ p_{21} & p_{22} & \cdots & p_{2n} \\ \cdots & \cdots & \cdots & \cdots \\ p_{n1} & p_{n2} & \cdots & p_{nn} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} Q_1 \\ Q_2 \\ \cdots \\ Q_n \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \varphi_{E1} \\ \varphi_{E2} \\ \cdots \\ \varphi_{En} \end{bmatrix} \quad (2.5-3)$$

Damit sind die Ersatzladungen bekannt und es kann mit Gl. (2.5-1) und (-2) das *Potential in jedem beliebigen Punkt* des Feldraumes berechnet werden.

In einem vierten Schritt wird zunächst die Güte der Ersatzladungspositionierung überprüft, indem auf den Elektrodenkonturen zu-

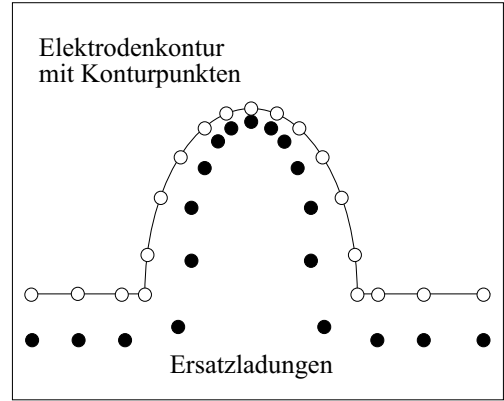


Bild 2.5-2: Setzen von Ersatzladungen und Konturpunkten in Anlehnung an den Verlauf einer gegebenen Elektrodenkontur.

sätzliche *Kontrollpunkte* ausgewählt werden, für die das Potential berechnet und mit dem gegebenen Potential der Elektroden verglichen wird. Bei nicht tolerierbaren Abweichungen muss die Ersatzladungspositionierung verbessert werden.

Der Verlauf der berechneten Äquipotentialfläche wird niemals genau mit der gegebenen Elektrodenfläche übereinstimmen. Beide Flächen berühren sich voraussetzungsgemäß in den Konturpunkten. In den dazwischenliegenden Kontrollpunkten wird die Abweichung des berechneten Potentials auf der Elektrodenfläche bestimmt.

Für die *Positionierung der Ersatzladungen* haben sich einige Regeln bewährt, Bild 2.5-2:

- Ersatzladungen und Konturpunkte müssen als Paare gesetzt und sollten räumlich zugeordnet werden.
- Der Abstand zwischen Ladung und Konturpunkt sollte etwa dem Abstand zu benachbarten Ladungen entsprechen.
- Je nach Krümmung der Elektrodenkontur sollten die Ladungen enger oder weiter gesetzt werden.
- Veränderungen der Ladungs- und Konturpunktsabstände sollten allmählich ohne große Veränderung der benachbarten Abstände erfolgen.

Die *Qualität der Nachbildung* steigt mit Zahl und Dichte der Ersatzladungen. Allerdings darf die Zahl der Ladungen nicht zu groß werden, um numerische Probleme bei der Lösung des Gleichungssystems (2.5-3) zu vermeiden.

Die Wirkung *dielektrischer Grenzflächen* kann durch Flächenladungen oder durch Ersatzladungen beiderseits der Grenzfläche berücksichtigt werden [16]. In Anordnungen mit vielen verschiedenen Materialien resultiert daraus ein erheblicher Mehraufwand, der häufig den Einsatz eines anderen Verfahrens nahe legt.

Elektroden auf *freiem Potential* können berechnet werden, indem Ersatzladungen gesetzt werden, deren Summe gleich Null ist: $\Sigma Q_i = 0$.

Dadurch ergibt sich eine weitere Gleichung, die bei der Bestimmung des Elektrodenpotentials benötigt wird [16].

Eine Weiterentwicklung des Ersatzladungsverfahrens besteht im Einsatz von *Flächenladungen*, die auch die physikalische Ladungsverteilung auf den Elektroden annähern.

2.5.3 Finite-Differenzen-Verfahren

Für die Feldberechnung mit dem Differenzenverfahren wird der Feldraum mit einem regelmäßigen Gitter überzogen, Bild 2.5-3. Das Potential φ_0 in einem Gitterpunkt kann dann als Funktion der Potentiale $\varphi_1, \varphi_2, \varphi_3, \dots$ in den angrenzenden Gitterpunkten angegeben werden, wenn der Verlauf des Potentials $\varphi(x,y,z)$ in die jeweilige Richtung x, y oder z durch eine Taylor-Reihe angenähert wird.

In kartesischen Koordinaten gilt jeweils für eine Veränderung in x -, y - und z -Richtung, ohne Veränderung in die anderen Richtungen

$$\varphi(x) = \varphi_0 + \Delta x \cdot \partial \varphi / \partial x + (\Delta x^2 / 2) \cdot \partial^2 \varphi / \partial x^2 + \dots,$$

$$\varphi(y) = \varphi_0 + \Delta y \cdot \partial \varphi / \partial y + (\Delta y^2 / 2) \cdot \partial^2 \varphi / \partial y^2 + \dots,$$

$$\varphi(z) = \varphi_0 + \Delta z \cdot \partial \varphi / \partial z + (\Delta z^2 / 2) \cdot \partial^2 \varphi / \partial z^2 + \dots$$

In einer ebenen Anordnung nach Bild 2.5-3 ergeben sich damit die Nachbarpotentiale von

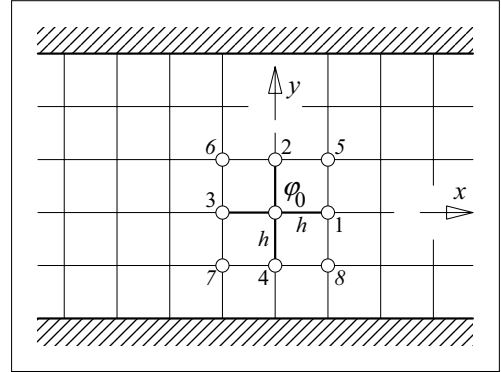


Bild 2.5-3: Diskretisierung des Feldraumes durch ein quadratisches Gitter für die Feldberechnung nach dem Differenzenverfahren.

φ_0 , wenn die Taylor-Reihe nach dem zweiten Glied abgebrochen wird:

$$\varphi_1 \approx \varphi_0 + h \cdot \partial \varphi / \partial x + (h^2 / 2) \cdot \partial^2 \varphi / \partial x^2$$

$$\varphi_3 \approx \varphi_0 - h \cdot \partial \varphi / \partial x + (h^2 / 2) \cdot \partial^2 \varphi / \partial x^2$$

$$\varphi_2 \approx \varphi_0 + h \cdot \partial \varphi / \partial y + (h^2 / 2) \cdot \partial^2 \varphi / \partial y^2$$

$$\varphi_4 \approx \varphi_0 - h \cdot \partial \varphi / \partial y + (h^2 / 2) \cdot \partial^2 \varphi / \partial y^2$$

Der Abbruch der Reihe nach dem zweiten Glied bedeutet, dass die Schrittweite h , bzw. die Gitterweite h , nur so groß gewählt werden darf, dass sich der Potentialverlauf noch mit ausreichender Genauigkeit durch ein Polynom zweiter Ordnung annähern lässt. Bei sehr inhomogenen Feldern kann dies sehr kleine Gitterelemente und eine sehr großen Anzahl von Gitterpunkten erfordern.

Die Summe der vier Nachbarpotentiale ergibt

$$\varphi_1 + \varphi_2 + \varphi_3 + \varphi_4 = 4 \cdot \varphi_0. \quad (2.5-4)$$

Dabei heben sich die Terme mit den ersten Ableitungen aufgrund entgegengesetzter Vorzeichen auf. Die Summe der Terme mit den zweiten Ableitungen ist nach der Potentialgleichung (2.3-32) für den raumladungsfreien Fall ebenfalls gleich Null. Das Potential φ_0 ergibt sich also nach Gl. (2.5-4) als Mittelwert der vier Nachbarpotentiale („Viereckformel“):

$$\varphi_0 = (\varphi_1 + \varphi_2 + \varphi_3 + \varphi_4) / 4 \quad (2.5-5)$$

eine übersichtliche, nachvollziehbare Rechnung zu ermöglichen, wird die Maschenweite des Gitters sehr grob gewählt.

Für die Rechnung müssen *alle* Randpotentiale bekannt sein. Die Elektrodenpotentiale werden deshalb auf $\varphi/U = 1$ bzw. $\varphi/U = 0$ gesetzt. Da es sich um eine links und rechts offene Anordnung handelt, gibt es noch weitere Randpunkte, deren Potentiale ebenfalls vorgegeben werden müssen. Wegen der Feldhomogenität in den jeweiligen Außenbereichen werden diese Randpotentiale auf $\varphi/U = 0$ (links) und $\varphi/U = 0,5$ (rechts) gesetzt.

Aufgrund der Symmetrie der Anordnung kann die Berechnung auf die Potentiale φ_1 bis φ_6 in der unteren (oder der oberen) Hälfte der Anordnung beschränkt werden. Die Lösung des Gleichungssystems auf der Basis der Viereckformel (2.5-5) erfolgt durch Iteration und beginnt mit den Startwerten $\varphi_i = 0$.

Die iterative Neuberechnung von Potentialen nach Gl. (2.5-5) schreitet von φ_6 (rechts) bis φ_1 (links) fort. Im nächsten Iterationsschritt wird die Iterationsrichtung umgekehrt usw. Dadurch erhält man eine raschere Konvergenz.

Nachfolgend sind mehrere Iterationsschritte dargestellt:

Rich- tung	φ_1/U	φ_2/U	φ_3/U	φ_4/U	φ_5/U	φ_6/U	φ_7/U (Rand)
Start:	0	0	0	0	0	0	0,5
←	0,292	0,084	0,334	0,336	0,344	0,375	0,5
→		0,156	0,373	0,429	0,451	0,488	0,5
←	0,337	0,147	0,405	0,463	0,479	0,488	0,5
→		0,186	0,412	0,473	0,490	0,498	0,5
←	0,344	0,188	0,416	0,476	0,493	0,498	0,5
→		0,190	0,417	0,477	0,494	0,499	0,5
←	0,345	0,190	0,417	0,478	0,494	0,499	0,5

Die Iteration wird abgebrochen, wenn sich die Werte von Iterationsschritt zu Iterationsschritt nur noch innerhalb einer festgelegten Schranke verändern (hier $\Delta\varphi/U < 0,001$).

Durch *Interpolation* können mit Hilfe der Diagonalformel (2.5-6) auch Potentialwerte in Zwischenpunkten, z.B. in A, B, C und D berechnet werden, Bild 2.5-6 (Ausschnitt):

$$\varphi_A = 0,25 \cdot (\varphi_1 + \varphi_2 + \varphi_3 + U) = 0,488 U$$

$$\varphi_B = 0,25 \cdot (\varphi_3 + \varphi_4 + U + U) = 0,724 U$$

$$\varphi_C = 0,25 \cdot (\varphi_3 + \varphi_A + \varphi_B + U) = 0,658 U$$

$$\varphi_D = 0,25 \cdot (\varphi_1 + \varphi_A + \varphi_A + U) = 0,580 U$$

Für die Zeichnung eines Feld- bzw. Potentiallinienbildes müssten die Äquipotentiallinien durch Interpolation zwischen den berechneten Potentialen der festen Gitterpunkte ermittelt werden. Für diesen Zweck ist das Gitter im Beispiel viel zu grob.

Das Ergebnis zeigt allerdings deutlich, dass vor der Belagskante eine *Feld- bzw. Potentiallinienkonzentration* eintritt. Man darf dabei aber den berechneten Werten, insbesondere vor der scharfen Belagskante, wegen des groben Gitters, keine zu große Genauigkeit beimessen.

Das Differenzenverfahren hat einige *Nachteile*, so dass in vielen Fällen andere Verfahren besser geeignet sind:

Durch das starre, regelmäßige Gitter können *gekrümmte Elektrodenkonturen* nur relativ schlecht angenähert werden. Das Ersatzladungsverfahren und die Methode der Finiten Elemente sind hierbei wesentlich flexibler.

Das regelmäßige Gitter kann nicht an den Homogenitätsgrad des Feldes angepasst werden. Eine *feine Diskretisierung* in inhomogenen Bereichen des Feldes erstreckt sich zwangsläufig über den *gesamten Feldraum*. Dadurch muss ein unangemessen hoher Rechenaufwand getrieben werden. Dies wirkt sich bei dreidimensionalen Feldern besonders gravierend aus. Häufig ist hier das Ersatzladungsverfahren die einfachere Methode.

2.5.4 Methode der Finiten Elemente

Für die Methode der finiten Elemente wird der Feldraum ebenfalls mit einem Gitter überzogen. Bei der Berechnung von **Potentialfeldern** werden die *Potentiale der Knotenpunkte* im Gitter so bestimmt, dass die gesamte *Feldenergie minimal* wird.

Dieses Prinzip der Minimierung eines Energiefunktionals ist in anderen Bereichen der Technik seit langem eingeführt [16], [36], [37], [38]. Es ist ein großer Vorteil der Methode der finiten Elemente, dass mit standardmäßigen Programmsystemen gleichzeitig *mechanische, thermische, magnetische und elektrische Felder* berechnet werden können (*multi-physics*). Gerade in der industriellen Anwendung müssen Geräte hinsichtlich vieler verschiedener Beanspruchungen ausgelegt werden.

Anmerkung: Dieser Ansatz ist auch auf **überlagerte Felder** (wie z.B. Strömungs- und Verschiebungsfelder) sowie auf **zeitharmonische** oder **transiente Felder** übertragbar. Es müssen dann allerdings *verschiedene*

Energiebeiträge summiert und die zeitliche Veränderung der Energieanteile durch eine zusätzliche zeitliche Diskretisierung und eine Berechnung in aufeinanderfolgenden Zeitschritten berücksichtigt werden [282].

Anmerkung: Auch **nichtstationäre Felder** bzw. *elektromagnetische Wellen* können mit dem Ansatz der Minimierung der Energie behandelt werden, wenn *alle Energiebeiträge* im betrachteten Volumen einbezogen werden. Hierzu gehören die gespeicherte elektrische Energie, die gespeicherte magnetische Energie, über Leitungsströme zugeführte Energie, die Energie einer Raumladungsdichte, die Wirbelstromverlustenergie und ein Zusatzterm, der die sog. Coulomb-Eichung des Vektor-Potentials erlaubt [394].

Die grundlegende Vorgehensweise der Potentialbestimmung durch Minimierung der Feldenergie soll am Beispiel des Plattenkondensators veranschaulicht werden, Bild 2.5-7.

Beispiel: **Minimale Feldenergie im Plattenkondensator**

Im homogenen Feld des Plattenkondensators ist das Potential in halbem Abstand zwischen den beiden Elektroden zu bestimmen.

Die Elektroden werden als „Netzknoten“ mit den bekannten Randpotentialen $\varphi_0 = U$ und $\varphi_2 = 0$ interpretiert. Die auf halbem Abstand dazwischenliegende Äquipotentialfläche wird als „Knoten“ 1 mit dem unbekannten Potential φ_1 angesehen, Bild 2.5-7.

Für die Energien in den dazwischenliegenden „Elementen“ 1 und 2 gilt mit Gl. (2.1-11)

$$W_1 = \frac{1}{2} \cdot C_1 \cdot (U - \varphi_1)^2 \quad (2.5-9)$$

und

$$W_2 = \frac{1}{2} \cdot C_2 \cdot (\varphi_1 - 0)^2.$$

φ_1 ist so zu wählen, dass die Gesamtenergie

$$W = \sum W_i = W_1 + W_2 \quad (2.5-10)$$

minimal wird. Da φ_1 das einzige variable Potential ist,

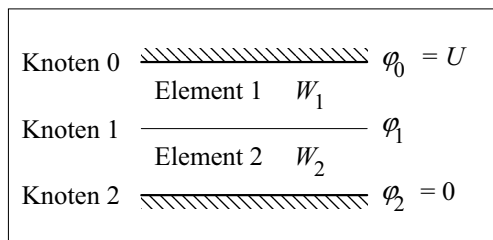


Bild 2.5-7: Potentialberechnung im Plattenkondensator durch Minimierung der Feldenergie (üblicherweise werden dreieckige Elemente gewählt).

ergibt sich das *Minimum der Feldenergie* aus der Bedingung

$$\partial W / \partial \varphi_1 = \partial W_1 / \partial \varphi_1 + \partial W_2 / \partial \varphi_1 = 0.$$

Mit Gl. (2.5-9) folgt daraus

$$\frac{1}{2} \cdot C_1 \cdot 2 \cdot (U - \varphi_1) \cdot (-1) + \frac{1}{2} \cdot C_2 \cdot 2 \cdot (\varphi_1 - 0) = 0$$

und

$$\varphi_1 = U \cdot C_1 / (C_1 + C_2). \quad (2.5-11)$$

Für $C_1 = C_2$ ergibt sich daraus die *erwartete Lösung*

$$\varphi_1 = U/2 \quad (2.5-12)$$

Anmerkung: Es lässt sich leicht zeigen, dass für den berechneten Extremwert ein *Minimum der Energie* vorliegt. Für die anderen Extremwerte $\varphi_1 = U$ und $\varphi_1 = 0$ ergibt sich jeweils ein Maximum der Energie.

Anhand des vorstehenden Beispiels lässt sich auch zeigen, wie einfach *Feldgebiete mit unterschiedlichen Materialien* berücksichtigt werden können, indem einfach die Feldenergien der betreffenden Elemente mit unterschiedlichen Dielektrizitätszahlen berechnet werden:

Beispiel: **Minimale Feldenergie im geschichteten Dielektrikum**

Werden in der Anordnung nach Bild 2.5-7 unterschiedliche Dielektrizitätszahlen $\epsilon_{r1} = 1$ und $\epsilon_{r2} = 2$ angenommen, so ergibt sich für die Kapazitäten bei gleichen Abständen $C_2 = 2 \cdot C_1$. Aus Gl. (2.5-11) folgt unmittelbar die erwartete Lösung

$$\varphi_1 = U/3. \quad (2.5-13)$$

Für eine realistische Feldberechnung muss der Feldraum ohne Rücksicht auf den meist unbekannten Verlauf der Äquipotentialflächen *diskretisiert* werden. Man wählt bei zweidimensionalen (ebenen und rotationssymmetrischen) Problemen meist *dreieckige* und bei dreidimensionalen Problemen meist *tetraederförmige Elemente*, Bild 2.5-8. Die Eckpunkte der Elemente sind die *Knoten* des Netzes.

Der Feld- bzw. *Potentialverlauf* innerhalb eines Elementes wird für die Berechnung der Feldenergie benötigt. Er wird durch *Interpolation aus den Knotenpotentialen* ermittelt. In Bild 2.5-8 ist eine lineare Interpolation des Potentials zwischen den berechneten bzw. gegebenen Knotenpotentialen dargestellt. In diesem Fall geht man näherungsweise von konstanter Feldstärke im gesamten Element aus.

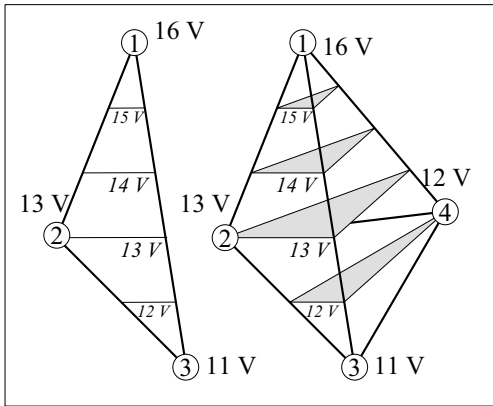


Bild 2.5-8: Dreiecke und Tetraeder als (finite) Elemente für zwei- und dreidimensionale Felder mit linearer Interpolation des Potentials.

Die **Diskretisierung** des gesamten Feldraumes mit dreieckigen oder tetraederförmigen Elementen hat im Vergleich zum Differenzenverfahren den großen *Vorteil*, dass die Elemente den Verläufen von *Elektrodenkonturen* und *Grenzflächen* angepasst werden können und dass weniger interessierende Feldbereiche durch ein sehr grobes Netz darstellbar sind. Dadurch kann trotz hoher Auflösung in den interessierenden Bereichen die *Zahl der Knoten und Elemente* begrenzt werden, Bild 2.5-9.

Elektroden mit bekanntem Potential, z.B. die Steuerbeläge von Durchführungen, können durch feste Vorgabe von Knotenpotentialen einbezogen werden. Sind die Potentialwerte vollständig frei, d.h. unbekannt, ist eine Nachbildung durch einen Bereich mit vergleichsweise hoher Dielektrizitätszahl möglich. Das Feld wird dann (wie aus einer metallischen Elektrode) aus diesem Bereich herausgedrängt.

Üblicherweise wird das Netz durch einen automatischen *Netzgenerator* in Anlehnung an die gegebenen Konturen erzeugt. Oft ist danach noch eine manuelle Optimierung durch Verschieben, Löschen und Setzen von Knoten möglich. Es ist vor allem darauf zu achten, dass die Abmessungen der Elemente so klein sind, dass (bei linearer Interpolation) von homogener Feldstärke ausgegangen werden darf.

Für die **Minimierung der Feldenergie** ist zunächst die Energie der einzelnen Elemente

(Nr. 1, 2, 3, ..., k, ..., n) durch Integration über der Feldenergiedichte zu ermitteln:

$$W_k = \int_{V_k} \frac{1}{2} \epsilon E^2 dV \quad (2.5-14)$$

Die Energie eines einzelnen Elementes kann als Funktion der zugehörigen drei (oder vier) Knotenpotentiale und Knotenpunktkoordinaten ausgedrückt werden:

$$W_k = f(\varphi_p, \varphi_q, \varphi_r, \varphi_s; x_p, x_q, x_r, x_s) \quad (2.5-15)$$

Die Gesamtenergie ergibt sich als Summe der Energien aller Elemente:

$$W = \sum_{k=1}^n W_k \quad (2.5-16)$$

Das Minimum der Energie wird bestimmt, indem die partiellen Ableitungen nach allen Knotenpunktpotentialen (φ_1 bis φ_m) gleich Null gesetzt werden, so dass sich ein **Gleichungssystem** ergibt:

$$\begin{aligned} \partial W / \partial \varphi_1 &= 0 \\ \partial W / \partial \varphi_2 &= 0 \\ \dots\dots\dots & \\ \partial W / \partial \varphi_j &= 0 \\ \dots\dots\dots & \\ \partial W / \partial \varphi_m &= 0 \end{aligned} \quad (2.5-17)$$

Durch *Auflösung des Gleichungssystems* (2.5-17) ergeben sich die Knotenpunktpotentiale φ_1 bis φ_m . Anstelle der direkten Lösung wird häufig eine *iterative Lösung* vorgenommen, weil damit auch nichtlineare Fälle (z.B. in magnetischen Kreisen) berechnet werden können.

Für die Lösung ist prinzipiell die Kenntnis der **Randpotentiale** erforderlich. Ränder mit unbekannten Potentialen können als Feldlinien angesehen werden, auf denen die Potentialflächen senkrecht stehen. Hierauf ist bei der Abgrenzung des zu berechnenden Feldraumes zu achten. Notfalls ist der zu berechnende Raum weit über den interessierenden Bereich hinaus zu erstrecken, um den Einfluss von Feldverzerrungen an den Rändern gering zu halten.

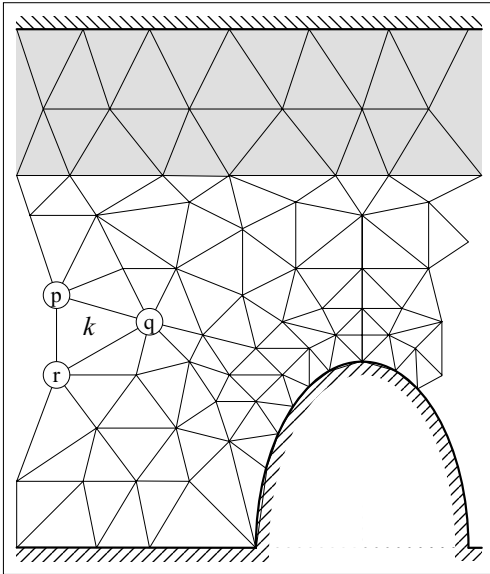


Bild 2.5-9: Diskretisierung des Feldraumes mit finiten Elementen, die den Elektrodenkonturen, den Grenzflächen und dem Homogenitätsgrad des Feldes angepaßt werden können (Ausschnitt).

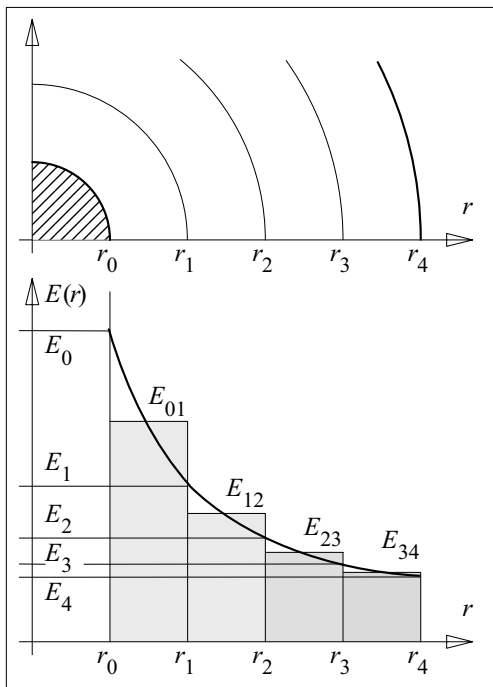


Bild 2.5-10: Vergleich zwischen analytischer und numerischer Lösung am Beispiel eines Zylinderkondensators.

Eine weitere Fehlerquelle besteht in der *Interpolation* des Potentials innerhalb der einzelnen Elemente, wenn die Elemente so groß sind, dass der Potentialverlauf durch die Interpolations- bzw. Approximationsfunktionen nicht mehr ausreichend genau beschrieben wird. Besonders groß können die Fehler bei linearer Interpolation werden, vgl. Bild 2.5-8. Es werden deshalb **Polynome höherer Ordnung** verwendet, die an den Grenzen der Elemente stetige Übergänge von Steigung und Krümmung der Äquipotentiallinien erlauben. Die *Genauigkeit*, aber auch der *Rechenaufwand* und die Gefahr *numerischer Instabilitäten* steigt mit dem Grad der Interpolationspolynome erheblich an.

Beispiel: Vergleich zwischen analytischer und numerischer Lösung

In Anlehnung an das Beispiel nach Bild 2.5-7 soll das Feld eines Zylinderkondensators ($R_i = r_0 = 2 \text{ cm}$, $R_a = r_4 = 10 \text{ cm}$) für $U = 20 \text{ kV}$ durch numerische Iteration bestimmt und mit einer exakten analytischen Lösung verglichen werden, Bild 2.5-10.

Als „Knoten“ werden die Äquipotentialflächen bei $r_0 = 2 \text{ cm}$ ($\varphi_0 = U = 20 \text{ kV}$), $r_1 = 4 \text{ cm}$ (φ_1), $r_2 = 6 \text{ cm}$ (φ_2), $r_3 = 8 \text{ cm}$ (φ_3) und $r_4 = 10 \text{ cm}$ ($\varphi_4 = 0$) gewählt. Mit Hilfe der Kapazitäten C_{01} , C_{12} , C_{23} und C_{34} kann die Feldenergie analog zu Gl. (2.5-9) und (-10) als Funktion der unbekannten Potentiale φ_1 , φ_2 und φ_3 ausgedrückt werden. Aus der Extremwertbedingung gemäß Gl. (2.5-17) folgt durch Nullsetzen der partiellen Ableitungen das Gleichungssystem für die unbekannten Potentiale:

$$\begin{aligned} \varphi_1(C_{01} + C_{12}) + \varphi_2(-C_{12}) &= C_{01}U \\ \varphi_1(-C_{12}) + \varphi_2(C_{12} + C_{23}) + \varphi_3(-C_{23}) &= 0 \\ \varphi_2(-C_{23}) + \varphi_3(C_{23} + C_{34}) &= 0 \end{aligned}$$

Aus Gl. (2.3-20) ergeben sich für eine 1 m lange Anordnung die Kapazitäten $C_{01} = 80,2 \text{ pF}$, $C_{12} = 137,1 \text{ pF}$, $C_{23} = 193,3 \text{ pF}$ und $C_{34} = 249,2 \text{ pF}$. Durch iterative oder direkte Lösung des Gleichungssystems können die Potentiale zu

$$\varphi_1 = 11,38 \text{ kV}, \varphi_2 = 6,34 \text{ kV} \text{ und } \varphi_3 = 2,77 \text{ kV}$$

bestimmt werden. Für die Bestimmung der *Feldstärken* wird ein linearer Ansatz gewählt:

$$E_{01} = (\varphi_0 - \varphi_1)/(r_1 - r_0) = 4,3 \text{ kV/cm}$$

$$E_{12} = (\varphi_1 - \varphi_2)/(r_2 - r_1) = 2,5 \text{ kV/cm}$$

$$E_{23} = (\varphi_2 - \varphi_3)/(r_3 - r_2) = 1,8 \text{ kV/cm}$$

$$E_{34} = (\varphi_3 - \varphi_4)/(r_4 - r_3) = 1,4 \text{ kV/cm}$$

Der *Vergleich* mit einer analytischen Lösung nach Kap. 2.3.1.3 zeigt, dass die Potentialwerte richtig berechnet wurden, weil für die Kapazitätswerte noch keine Näherungswerte, sondern die analytisch berechneten exakten Werte eingesetzt wurden. Trotzdem entstehen bei der Ermittlung der Feldstärken durch lineare Interpolation erhebliche Fehler. Die analytische Rechnung ergibt besonders im inhomogenen Teil des Feldes stark abweichende Werte:

$$E_0 = 6,2 \text{ kV/cm}$$

$$E_1 = 3,1 \text{ kV/cm}$$

$$E_2 = 2,1 \text{ kV/cm}$$

$$E_3 = 1,5 \text{ kV/cm}$$

$$E_4 = 1,2 \text{ kV/cm}$$

Die numerisch berechneten Feldstärken können als *mittlere Feldstärken* der Elemente angesehen werden, Bild 2.5-10. Die Maximalwerte liegen höher, die Minimalwerte niedriger. Die Abweichungen lassen sich durch Wahl kleinerer Elemente und durch Verwendung von Interpolationspolynomen höherer Ordnung erheblich reduzieren.

Programmsysteme zur Feldberechnung mit der Methode der Finiten Elemente bieten Benutzeroberflächen, die den **Anwender** durch die Berechnung führt und viele Schritte automatisch ausführt, Bild 2.5-11. Für den Anwender steht dabei vor allem das Erlernen programmspezifischer Besonderheiten, die je nach Komplexität und Ausbauzustand des Programmsystems einen ganz erheblichen Arbeitsaufwand bedeuten können. Das zu lösende physikalische Problem und das eigentliche Berechnungsverfahren treten dabei oft gefährlich weit in den Hintergrund.

Üblicherweise besteht eine **numerische Feldberechnung** aus mehreren Schritten:

1. Die *geometrischen Daten* von Elektrodenkonturen und den zu berechnenden Bereichen müssen vom Anwender direkt oder in Form von CAD-Datensätzen eingegeben werden. Die **passende Vereinfachung der Geometrie** ist die wichtigste Vorbereitung, die über die Qualität der Berechnung entscheidet: Einerseits scheitert die unkritische Übernahme *aller* konstruktiven Details oft an dem ins Unermessliche steigenden Rechenaufwand. Andererseits darf die Vereinfachung *nicht zu grob*

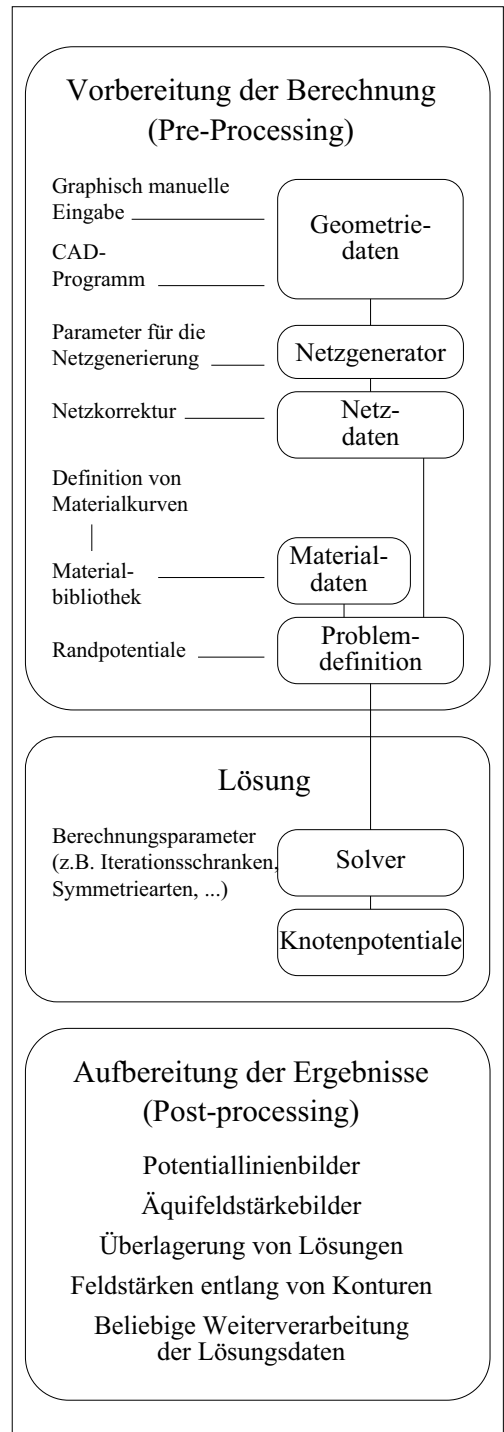


Bild 2.5-11: Struktur eines Finite-Elemente-Programmsystems für die numerische Feldberechnung.

werden, um die gewünschte Aussage der Berechnung nicht zu verfälschen.

Es handelt sich dabei um eine *Ermessensaufgabe*, die gerade in Zeiten komplexer Programmsysteme vor allem gute analytische Fähigkeiten und ein hoch entwickeltes physikalisches Verständnis für die Ausbildung elektrischer Felder erfordert.

D.h. es muss bereits vor Beginn der Berechnung eine *qualitative Vorstellung* von dem zu erwartenden Ergebnis vorliegen.

2. Die **Diskretisierung** der eingegebenen Geometrie erfolgt durch einen automatischen *Netzgenerator*. Hierfür müssen vom Anwender wiederum Parameter vorgegeben werden, die die Feinheit und damit die Qualität des erzeugten Netzes in Abhängigkeit von Geometriedaten (z.B. Krümmungsradien) bestimmen. Dies kann z.B. durch Vorgabe von Knotenpunkten auf den Elektroden oder entlang von Konturen geschehen. Das automatisch erzeugte Netz kann i.d.R. noch einer nachträglichen Kontrolle und einer manuellen *Korrektur* unterworfen werden, z.B. um in wichtigen Teilgebieten eine verbesserte Diskretisierung zu erreichen, oder um Dreiecke mit ungünstigen Seitenverhältnissen weiter zu unterteilen.

Auch diese Arbeiten erfordern eine qualitative Vorstellung von dem zu erwartenden Ergebnis.

3. Den erzeugten Netzwerkelementen müssen bereichsweise *Materialwerte* (oder ggf. nicht-lineare *Materialkurven*) und den Rändern *Potentialwerte* zugewiesen werden. Für diese **Definition eines Berechnungsproblems** kann oft auf vordefinierte *Materialien* aus einer Materialbibliothek zurückgegriffen werden.

4. Nach diesen Vorbereitungen („Pre-processing“) erfolgt die eigentliche **Lösung des Gleichungssystems** mit einem für das Problem geeigneten mathematischen „*Solver*“. Der Anwender kann wiederum Iterationsschranken, Schrittweiten und den Grad der Interpolationspolynome vorgeben. Er muss dabei einen Kompromiss zwischen Genauigkeit der Rechnung, Rechenzeit und numerischer Stabilität finden. Das *Ergebnis* liegt dann im Form

von *Knotenpotentialen* vor. Die Potentiale im Feldraum ergeben sich aus den Interpolations- bzw. Approximationspolynomen.

Anmerkung: Die Lösung erfolgt oft in mehreren Stufen, in denen auf der Basis eines vorangegangenen Berechnungsdurchlaufes die Diskretisierung für einen weiteren Berechnungsdurchlauf verbessert wird.

Anmerkung: Weiterhin können u.U. auch Routinen programmiert werden, die eine Veränderung von Geometrieparametern in Abhängigkeit von Berechnungsergebnissen erlauben. Dadurch können z.B. Elektrodenkonturen in mehreren Berechnungsdurchläufen *iterativ optimiert* werden um Feldüberhöhungen zu vermeiden.

5. Im Anschluss an die Berechnung kann eine **Aufbereitung der Lösung** bzw. eine *Bearbeitung der Daten* (Post-Processing) mit allen Arten mathematischer Operationen erfolgen.

Für die Veranschaulichung des Ergebnisses werden meist *Potentiallinienbilder* oder Bilder mit Linien gleicher Feldstärke erstellt, in die z.B. auch Vektoren eingezeichnet sein können, die Feldrichtung und Feldstärke darstellen. Es ist oft üblich, die Potentiallinienbilder noch farblich zu hinterlegen, um den *Betrag der Feldstärke* darzustellen.

Durch *Überlagerung* mehrerer Lösungen können komplexe Vorgänge berechnet werden, wie z.B. die Überlagerung eines dielektrischen Verschiebungsfeldes mit einem stationären Strömungsfeld beim Umpolen einer Gleichspannung [7], [10].

Für die Beurteilung der elektrischen Beanspruchungen ist es häufig erforderlich, den Verlauf von Feldstärken entlang vorbestimmter *Konturen* darzustellen. Dabei ist i.d.R. auch die Unterscheidung in Feldstärkebeträge, sowie Normal- und Tangentialkomponenten möglich.

6 Abschließend kommt dem Anwender die wichtige Aufgabe zu, die **Plausibilität des Ergebnisses einzuschätzen**. Leider führt die Komplexität moderner Feldberechnungssysteme dazu, dass Eingabefehler unerkant bleiben und oft nur an einem nicht-plausiblen Feldbild sichtbar werden. Für diese Bewertung ist die schon o.g. physikalische Vorstellungskraft erforderlich. Außerdem können z.B. bekannte Feldstärkewerte in Teilbereichen des Feldbildes analytisch nachgerechnet werden.

2.6 Schnell veränderliche Felder und Wanderwellen

Bei den bisher behandelten langsam veränderlichen Feldern wurde vorausgesetzt, dass innerhalb der betrachteten räumlichen Abmessungen Laufzeiterscheinungen keine Rolle spielen. Feldänderungen laufen so langsam ab, dass sie im betrachteten Feldgebiet näherungsweise als gleichzeitig angesehen werden dürfen. Diese Bedingung wurde bereits in Kap. 2.1.4.4 mit Gl. (2.1-36) bis (-38) formuliert.

Sind die Voraussetzungen der quasistationären Betrachtungsweise nicht mehr erfüllt, müssen die Maxwell'schen Gleichungen in vollständiger

Form zur Beschreibung des nichtstationären *elektromagnetischen Wellenfeldes* herangezogen werden, vgl. Kap. 2.1.4.5.

Im Zusammenhang mit Blitzstoßspannungen und Fast Transients gibt es in der Hochspannungstechnik eine Reihe schnellveränderlicher Beanspruchungen (vgl. Kap. 2.2.4 und 2.2.5), die sich im wesentlichen als *leitungsgebundene Wanderwellen* beschreiben lassen.

Anmerkung: Elektromagnetische Wellen, die sich frei, d.h. nicht leitungsgebunden ausbreiten, gehören nicht zu den typischen Beanspruchungen der Hochspannungstechnik. Lediglich im hoffentlich hypothetischen Fall einer nuklearen Explosion außerhalb der Atmosphäre befürchtet man durch den nuklearen elektromagnetischen Impuls (NEMP) auch eine Gefährdung energie-technischer Betriebsmittel.

Freie elektromagnetische Wellen können allerdings in Messsysteme einkoppeln und die *Messsignale* in Stoßspannungs- und Teilladungsmeßsystemen verändern [5], [18], [19]. Darüber hinaus kann das Strahlungsfeld aber auch gezielt für die *Diagnostik*, insbesondere für die Teilladungserfassung eingesetzt werden.

Nachfolgend werden leitungsgebundene Wanderwellen (Kap. 2.6.1), Reflexionen (Kap. 2.6.2) und Beispiele (Kap. 2.6.3) betrachtet.

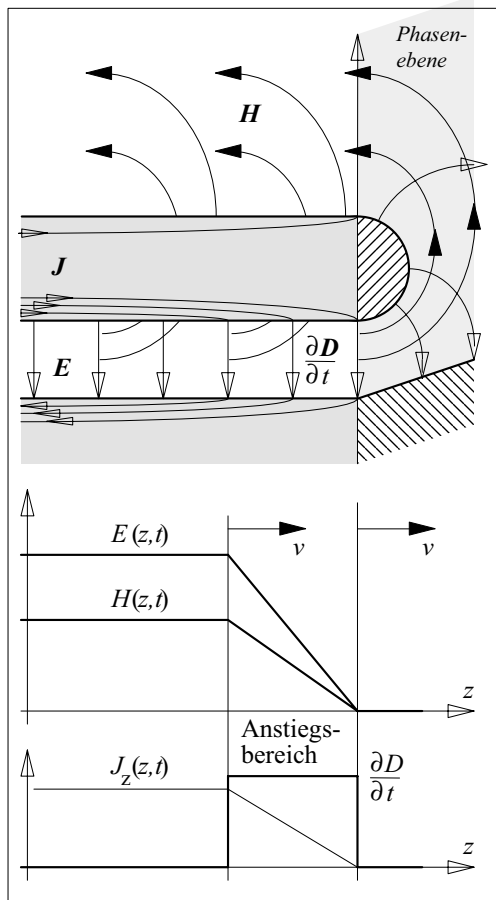


Bild 2.6-1: Ausbreitung einer leitungsgebundenen TEM-Welle mit linear ansteigenden elektrischen und magnetischen Feldstärken.

2.6.1 Leitungsgebundene TEM-Welle

Ein rasch ansteigendes elektrisches Feld zwischen den Leitern einer Leitung ist mit einem Verschiebungsstrom zwischen den Leitern verbunden, Bild 2.6-1. Er setzt sich über den in einer oberflächlichen Schicht in Leitungsrichtung fließenden Leitungsstrom fort. Die dem Strom zugeordneten magnetischen Feldlinien schließen sich um den oberen Leiter.

Im Anstiegsbereich der Feldgrößen handelt es sich um eine *elektromagnetische Welle* mit rechtwinklig zugeordneten Vektoren E (elektrische Feldstärke), H (magnetische Feldstärke) und v (Phasengeschwindigkeit). Die zeitlich veränderlichen Feldgrößen E und H bedingen sich dabei gegenseitig über das Induktionsgesetz und das Durchflutungsgesetz, vgl. auch Bild 2.1-17. Wegen den zur Ausbreitungsrichtung transversalen elektrischen und magnetischen Feldvektoren bezeichnet man

diesen Ausbreitungsmodus als TEM-Modus (bzw. als TEM-Welle).

Anmerkung: Neben diesem Grundmodus sind auch noch weitere Moden zwischen den beiden Leitern ausbreitungsfähig, sie spielen jedoch für die elektrischen Beanspruchungen eine untergeordnete Rolle.

Eine wesentliche Vereinfachung der Betrachtung ergibt sich, wenn *infinitesimal kleine Leitungsabschnitte* Δz betrachtet werden, in denen von *quasistationären Verhältnissen* ausgegangen werden darf, Bild 2.6-2. Anstelle der Feldgrößen E und H darf dann mit den **integralen Größen Spannung u und Strom i** gerechnet werden.

Zunächst soll eine *verlustlose Leitung* mit $R' = 0$ und $G' = 0$ betrachtet werden. Aus dem Ersatzschaltbild folgt dann für die Differenz der Spannungen an den Stellen z und $z+\Delta z$ (Maschenregel)

$$u(z+\Delta z) - u(z) = \Delta u = -L'\Delta z \cdot \partial i / \partial t$$

und für die Differenz der Ströme (Knotenregel)

$$i(z+\Delta z) - i(z) = \Delta i = -C'\Delta z \cdot \partial u / \partial t.$$

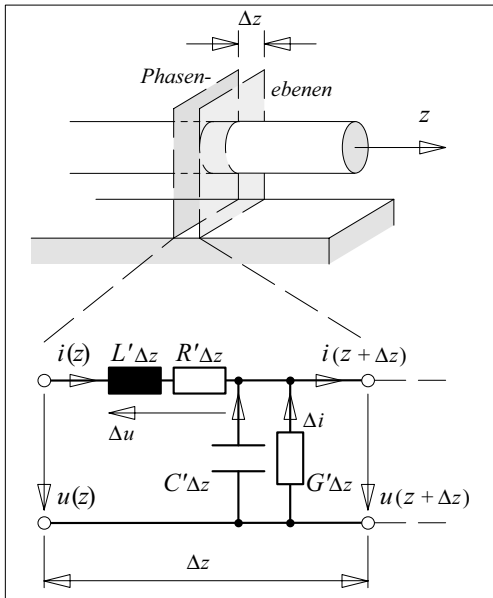


Bild 2.6-2: Beschreibung eines kurzen Leitungsteils durch ein "elektrisch kurzes" Ersatzschaltbild.

Durch den Übergang zu infinitesimal kleinen Abschnitten $\Delta z \rightarrow 0$ ergeben sich zwei partielle Differentialgleichungen für die Orts- und Zeitabhängigkeit der Größen $u(z,t)$ und $i(z,t)$:

$$\partial u / \partial z = -L' \cdot \partial i / \partial t \quad (2.6-1)$$

und

$$\partial i / \partial z = -C' \cdot \partial u / \partial t \quad (2.6-2)$$

Um beide Gleichungen ineinander einsetzen zu können, wird die erste Gleichung nach dem Weg z und die zweite Gleichung nach der Zeit t abgeleitet:

$$\partial^2 u / \partial z^2 = -L' \cdot \partial^2 i / (\partial t \partial z) \quad (2.6-3)$$

$$\partial^2 i / (\partial z \partial t) = -C' \cdot \partial^2 u / \partial t^2 \quad (2.6-4)$$

Durch Einsetzen von Gl. (2.6-4) in Gl. (2.6-3) ergibt sich die Differentialgleichung für die Spannung:

$$\partial^2 u / \partial z^2 = L' C' \cdot \partial^2 u / \partial t^2 \quad (2.6-5)$$

Wird Gl. (2.6-1) nach t und Gl. (2.6-2) nach z abgeleitet, ergibt sich die analoge Differentialgleichung für den Strom:

$$\partial^2 i / \partial z^2 = L' C' \cdot \partial^2 i / \partial t^2 \quad (2.6-6)$$

Die beiden Differentialgleichungen (2.6-5) und (-6) werden auch als **Leitungsgleichungen** bezeichnet. Für die Spannung gilt die allgemeine Lösung

$$u(z,t) = U \{ f(z-vt) + g(z+vt) \}. \quad (2.6-7)$$

Durch zweimaliges Differenzieren nach z und t und durch Einsetzen kann man zeigen, dass diese Lösung die Differentialgleichungen erfüllt, wenn $v^2 = 1/(L'C')$ gilt. Damit folgt für die **Phasengeschwindigkeit** v als Funktion der Leitungsbeläge L' und C'

$$v = \frac{1}{\sqrt{L' C'}}. \quad (2.6-8)$$

Gl. (2.6-7) beschreibt eine Spannungswanderwelle, die aus zwei Anteilen besteht. Der erste Term $f(z-vt)$ entspricht einer sich in $+z$ -Richtung ausbreitenden Wanderwelle, weil sich sein Argument bzw. sein Wert nicht ändert, wenn z im gleichen Maße zunimmt wie vt . Der zweite Term $g(z+vt)$ beschreibt dementspre-

chend eine sich in $-z$ -Richtung ausbreitende Welle, Bild 2.6-3.

Anmerkung: Die Verwendung des *Spannungsbegriffs* bei schnellveränderlichen Vorgängen ist nur mit sehr großer Vorsicht zulässig: Die Definition einer Spannung ist nämlich nur dann sinnvoll, wenn die Integration der elektrischen Feldstärke über dem Weg einen von der Wahl des Weges unabhängigen Wert ergibt, das Ringintegral über $\mathbf{E}d\mathbf{x}$ muss den Wert Null ergeben. D.h. der geschlossene Integrationsweg darf keinen zeitveränderlichen magnetischen Fluss umfassen. Diese Bedingung ist bei der betrachteten TEM-Welle nur in den sogenannten *Phasenebenen* senkrecht zur Leitungsrichtung z erfüllt, weil sie nicht vom magnetischen Feld durchsetzt werden, Bild 2.6-1 und -2. Die Angabe einer Spannung beschreibt also ausschließlich das elektrische Feld in einer Phasenebene. Die Angabe einer Spannung zwischen Punkten, die nicht dieselbe z -Koordinate haben, ist nicht mehr zulässig.

Gleichzeitig mit den Spannungswanderwellen treten *zugehörige Stromwanderwellen* auf, die sich aus der schon angegebenen Lösung für die Spannungswanderwellen ableiten lassen: Gl. (2.6-7) wird nach der Zeit abgeleitet und in Gl. (2.6-2) eingesetzt, aus der die gesuchten Ströme durch Integration bestimmt werden können. Mit

$$\partial u / \partial t = U \{ (-v) \cdot f'(z-vt) + v \cdot g'(z+vt) \}$$

folgt aus Gl. (2.6-2)

$$\partial i / \partial z = U \cdot v C' \{ f'(z-vt) - g'(z+vt) \} .$$

Durch Integration über z ergibt sich der Strom:

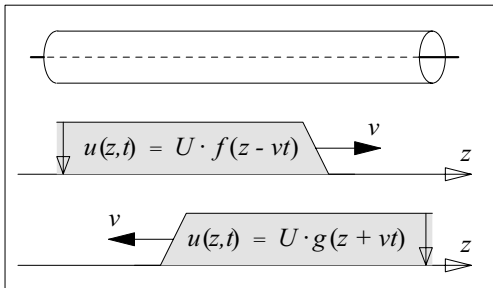


Bild 2.6-3: Spannungswanderwellen in $+z$ - und $-z$ -Richtung als Lösung der Leitungsgleichungen.

$$i(z,t) = U \cdot v C' \{ f(z-vt) - g(z+vt) \} \quad (2.6-9)$$

Es gibt also auch jeweils eine in $+z$ - und in $-z$ -Richtung fortschreitende Stromwanderwelle. Die beiden Stromwanderwellen haben unterschiedliche Vorzeichen. Dies bedeutet, dass sich mit der Ausbreitungsrichtung auch die Stromrichtung umkehrt falls die Spannung zwischen den Leitern sich nicht ändert, Bild 2.3-4.

Spannungswanderwelle und Stromwanderwelle *gehören immer zusammen*. Es handelt sich dabei nur um zwei verschiedene Darstellungsmöglichkeiten ein und derselben Wanderwelle: Spannung und Strom werden nämlich aus dem elektrischen und dem magnetischen Feld *derselben* Wanderwelle abgeleitet.

Die Amplituden der zusammengehörenden Spannungs- und Stromwanderwellen stehen nach Gl. (2.6-9) in einem festen Verhältnis zueinander, dem **Leitungswellenwiderstand** Z_L :

$$Z_L = u/i = 1/(vC')$$

Mit Gl. (2.6-8) folgt hieraus

$$Z_L = \frac{u}{i} = \sqrt{\frac{L'}{C'}} \quad (2.6-10)$$

Die Leitungsbeläge L' und C' sowie der Lei-

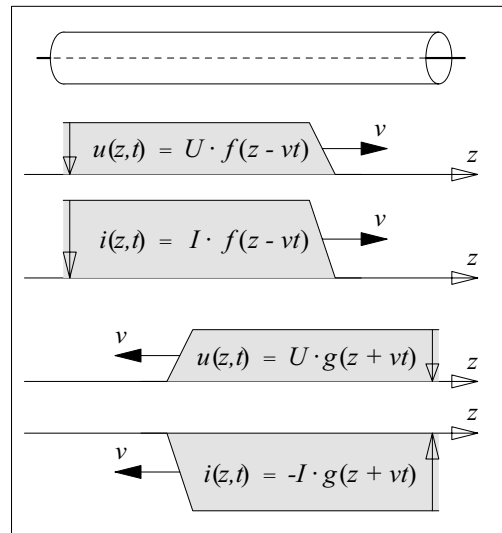


Bild 2.6-4: Zusammengehörige Strom- und Spannungswanderwellen in $+z$ - und $-z$ -Richtung.

Leitungswellenwiderstand Z_L hängen von der Art der Leitung und ihren geometrischen Abmessungen ab, Bild 2.6-5. Grundsätzlich gilt, dass der Leitungswellenwiderstand mit zunehmendem Leiterabstand zunimmt und mit zunehmender Leiterfläche abnimmt.

Die Größenordnung von Leitungswellenwiderständen liegt für *Freileitungen* ($C' \approx 10$ nF/km, $L' \approx 1$ mH/km) über 300Ω . Für einen gasisolierten *Rohrleiter* mit dem Radienverhältnis $e:1$ ergibt sich $Z_L = 60 \Omega$. Für ein kunststoffisoliertes *Hochspannungskabel* mit $\epsilon_r = 2,2$ und $r_a/r_i = e$ folgt $Z_L = 40 \Omega$. Bei *Mittelspannungskabeln* mit großen (Innen-) Leiterquerschnitten ergeben sich noch niedrigere

Werte. Koaxiale *Signalkabel* in der Messtechnik haben meist einen Leitungswellenwiderstand $Z_L = 50 \Omega$. Für *Transformatorwicklungen* gelten wegen der großen Induktivitäten Leitungswellenwiderstände im Bereich von $10^2 \Omega$ bis $10^4 \Omega$ [45]. Die Werte steigen mit der Spannung und sinken mit der Leistung.

Die *Phasengeschwindigkeit* v ist für die Grundanordnungen nach Bild 2.6-5 unabhängig von den geometrischen Abmessungen. Im Vakuum und (näherungsweise) in Gasen beträgt die *Lichtgeschwindigkeit* $v_0 = 300.000$ km/s $= 3 \cdot 10^8$ m/s $= 0,3$ m/ns. In Medien mit höherer Dielektrizitätszahl reduziert sich die Phasengeschwindigkeit um den Faktor $\epsilon_r^{-0,5}$.

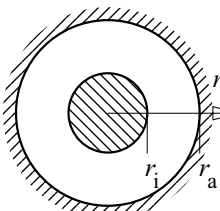
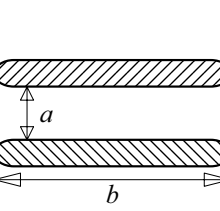
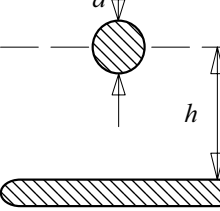
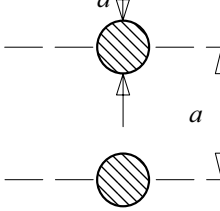
 Koaxiale Leitung	 Streifenleitung (Plattenleitung)	 Zylinder über Ebene	 Zweidrahtleitung
Kapazitätsbeläge nach Gl. 2.3-20, -37, -89 und -85: $C' = \frac{2\pi \epsilon}{\ln \frac{r_a}{r_i}}$	$C' = \epsilon \frac{b}{a}$	$C' = \frac{2\pi \epsilon}{\ln \frac{4h}{d}}$	$C' = \frac{\pi \epsilon}{\ln \frac{2a}{d}}$
Äußere Induktivitätsbeläge nach [2]: $L' = \frac{\mu}{2\pi} \ln \frac{r_a}{r_i}$	$L' = \mu \frac{a}{b}$	$L' = \frac{\mu}{2\pi} \ln \frac{4h}{d}$	$L' = \frac{\mu}{\pi} \ln \frac{2a}{d}$
Leitungswellenwiderstände nach Gl. 2.6-10: $Z_L = \frac{1}{2\pi} \sqrt{\frac{\mu}{\epsilon}} \ln \frac{r_a}{r_i}$	$Z_L = \sqrt{\frac{\mu}{\epsilon}} \frac{a}{b}$	$Z_L = \frac{1}{2\pi} \sqrt{\frac{\mu}{\epsilon}} \ln \frac{4h}{d}$	$Z_L = \frac{1}{\pi} \sqrt{\frac{\mu}{\epsilon}} \ln \frac{2a}{d}$
Phasengeschwindigkeiten nach Gl. 2.6-8: $v = \frac{1}{\sqrt{\epsilon \mu}}$	$v = \frac{1}{\sqrt{\epsilon \mu}}$	$v = \frac{1}{\sqrt{\epsilon \mu}}$	$v = \frac{1}{\sqrt{\epsilon \mu}}$

Bild 2.6-5: Leitungsbeläge, -wellenwiderstände und Phasengeschwindigkeiten für grundlegende Leitungstypen.

Beispiel: Blitzeinschlag in eine Freileitung

Bei einem Blitzeinschlag in das Phasenseil einer Freileitung wird ein Spitzenstrom $\hat{I} = 10 \text{ kA}$ eingespeist. Es soll die Höhe der Überspannung abgeschätzt werden.

Der Blitzstrom teilt sich auf zwei von der Einschlagstelle nach beiden Seiten fortschreitende Wanderwellen auf. Mit $Z_L = 300 \Omega$ ergibt sich nach Gl. (2.6-10) ein Spannungsscheitelwert $\hat{U} = 300 \Omega \cdot 5 \text{ kA} = 1,5 \text{ MV}$.

Größe, Form und Richtung der Wanderwelle sind durch die Leitungsgleichungen bzw. durch ihre allgemeinen Lösungen Gl. (2.6-7) und (-8) *nicht festgelegt*. Sie richten sich nach den *Randbedingungen*, d.h. nach den Strömen und Spannungen an den beiden Enden der Leitung, vgl. Kap. 2.6.2.

Analoge Überlegungen lassen sich auch für die **Feldgrößen E und H** durchführen. Ausgehend von den Maxwell'schen Hauptgleichungen (2.1-14) und (-15) ergeben sich die in Kap. 2.1.4.5 dargestellten Zusammenhänge für den **Feldwellenwiderstand**, Gl. (2.1-43), und für die Phasengeschwindigkeit, Gl. (2.1-42):

$$v = \frac{1}{\sqrt{\epsilon \mu}} \quad (2.6-11)$$

$$Z = \frac{E}{H} = \sqrt{\frac{\mu}{\epsilon}} \quad (2.6-12)$$

In Vakuum und näherungsweise auch in Gasen ergibt sich der (Feld-)Wellenwiderstand des leeren Raumes:

$$Z_0 = \frac{E}{H} = \sqrt{\frac{\mu_0}{\epsilon_0}} = 377 \Omega \quad (2.6-13)$$

Anmerkung: Die Gleichungen (2.6-11), (-12) und (-13) gelten nicht nur für die Feldgrößen der leitungsgebundenen Wanderwelle sondern auch für die Feldgrößen der *freien, nicht leitungsgebundenen TEM-Welle*, vgl. auch Kap. 2.1.4.5.

Beispiel: Feldgrößen in der Streifenleitung

Für den Leitungswellenwiderstand gilt $Z_L = u/i$. Werden Spannung und Strom durch die Feldgrößen E und H ausgedrückt, folgt wegen der zwischen den Leitern nahezu homogenen Felder

$$Z_L = \frac{u}{i} = \frac{\int E \, ds}{\oint H \, ds} = \frac{E \cdot a}{H \cdot b} \quad .$$

Der Vergleich mit den Gleichungen in Bild 2.6-5 zeigt, dass das Verhältnis der Feldgrößen E und H den Feldwellenwiderstand Z ergibt:

$$\frac{E}{H} = \sqrt{\frac{\mu}{\epsilon}} = Z$$

Die vorstehenden Überlegungen gelten für verlustfreie Leitungen, bei denen die Leitungsbeläge R' und G' in Bild 2.6-2 vernachlässigt wurden. Die **Berücksichtigung von Verlusten** durch konstante Beläge R' und G' führt zu einer exponentiell mit dem Weg *abnehmenden Amplitude* der Wanderwelle.

Wenn nicht spezielle Verhältnisse der Leitungsbeläge angenommen werden dürfen („verzerrungsfreie Leitung“), verändert sich auch die *Form der Wanderwelle*, d.h. es tritt i.d.R. eine *Abflachung* der schnellen Anstiege ein. Hierzu trägt z.B. auch bei, dass die Leitungsbeläge *frequenzabhängig* sind, insbesondere R' steigt aufgrund des Skineffektes mit zunehmender Frequenz stark an.

Bei sehr hohen Spannungen und elektrischen Feldstärken, wie sie z.B. beim Blitzeinschlag in eine Freileitung entstehen, können auch *Koronaentladungen* auftreten. Sie müssen durch einen spannungsabhängigen Ableitungsbelag G' berücksichtigt werden. Dieser nichtlineare Effekt führt zu einer verstärkten Dämpfung und Verzerrung der Wanderwelle.

Häufig verzichtet man bei der Betrachtung von Wanderwellenvorgängen jedoch auf eine Berücksichtigung der Dämpfung, da die *unge-dämpfte Welle* meist die härteste Beanspruchung, den sog. „*worst case*“, darstellt.

2.6.2 Reflexionsvorgänge**2.6.2.1 Grundlagen**

Am Ende einer Leitung wird das Verhältnis von Spannung und Strom durch das angeschlossene Element bestimmt. Es kann sich dabei um ein einzelnes Bauelement, ein Netzwerk oder eine weiterführende Leitung handeln. Stimmen die Verhältnisse von Spannung und Strom auf der Leitung und am Abschluss-

element nicht überein, kommt es zu einer *Reflexion* in Form einer zurücklaufenden Wanderwelle, Bild 2.6-6.

Aufgrund der Maschen- und der Knotenregel muss die Überlagerung von Spannungen und Strömen der einlaufenden und reflektierten Wellen (Indices „e“ und „r“) gerade die Spannung und den Strom am Abschlusselement ergeben. Wird als Abschlusselement eine weitere Leitung angenommen, so breitet sich in dieser eine durchgehende oder gebrochene Wanderwelle aus (Index „d“):

$$u_e + u_r = u_d \quad (2.6-14)$$

$$i_e + i_r = i_d \quad (2.6-15)$$

Diese Vorstellung ist auch auf ein räumlich konzentriertes Abschlusselement übertragbar, das die „durchgehende“ Welle absorbiert.

Im Falle eines **Leerlaufes** ($Z_2 \gg Z_1$) kann an der Reflexionsstelle *kein resultierender Strom* fließen, d.h. es gilt $i_d = 0$ und $i_r = -i_e$. Nach den Gleichungen (2.6-8), (-9) und (-10) sind den Stromwanderwellen auch Spannungswanderwellen zuzuordnen, für die $u_r = +u_e$ und $u_d = 2u_e$ gilt. Die *Spannung* wird also durch die Reflexion *verdoppelt*, Bild 2.6-7. Dadurch können erhebliche Überbeanspruchungen von

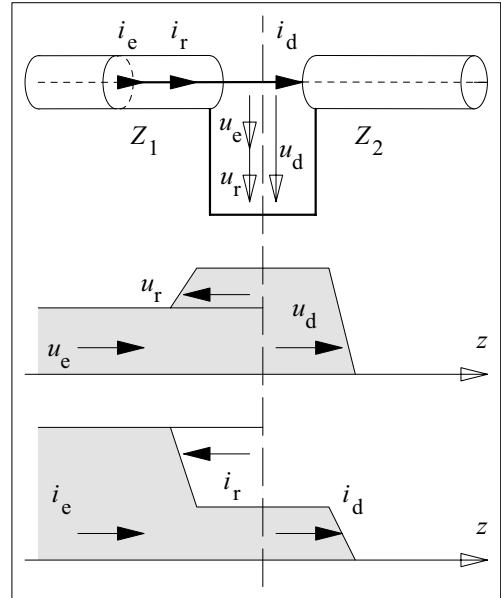


Bild 2.6-6: Reflexion und Brechung einer einlaufenden Wanderwelle an einer Diskontinuität des Leitungswellenwiderstandes.

Isolationssystemen entstehen.

Im **Kurzschlussfall** ($Z_2 \ll Z_1$) kann an der Reflexionsstelle *keine resultierende Spannung* entstehen. D.h. es gilt $u_d = 0$ und $u_r = -u_e$. Für die zugeordneten Stromwanderwellen ergibt

Leerlaufende Leitung	Kurzgeschlossene Leitung	Abgeschlossene Leitung
$r_u = +1$ $r_i = -1$	$r_u = -1$ $r_i = +1$	$r_u = 0$ $r_i = 0$
$b_u = +2$ $b_i = 0$	$b_u = 0$ $b_i = +2$	$b_u = +1$ $b_i = +1$

Bild 2.6-7: Reflexion und Brechung einer einlaufenden Wanderwelle an einer Diskontinuität des Leitungswellenwiderstandes für die Sonderfälle der leerlaufenden, der kurzgeschlossenen und der abgeschlossenen Leitung.

sich $i_r = +i_e$ und $i_d = 2i_e$. Der Strom wird also durch Reflexion *verdoppelt*, Bild 2.6-7.

Ist die Leitung durch einen ohmschen Widerstand Z_2 abgeschlossen, der gerade gleich dem Leitungswellenwiderstand Z_L ist, ändern sich Ströme und Spannungen beim Übergang einer Wanderwelle von der Leitung auf den Abschlusswiderstand nicht. Die Energie der Wanderwelle wird vom Abschlusswiderstand reflexionsfrei absorbiert. Man spricht in diesem Fall von "**Anpassung**", Bild 2.6-7.

Im **allgemeinen Fall** müssen die Reflexions- und Brechungs-(Durchgangs-)Faktoren aus Gl. (2.6-14) und (-15) bestimmt werden. Durch Einsetzen von $u_e = i_e Z_1$, $u_r = -i_r Z_1$ und $u_d = i_d Z_2$ ergibt sich aus Gl. (2.6-14)

$$\begin{aligned} i_e Z_1 - i_r Z_1 &= i_d Z_2 \\ \text{und} \quad i_e - i_r &= i_d Z_2 / Z_1. \end{aligned}$$

Mit Gl. (2.6-15) folgt daraus

$$2 \cdot i_e = i_d (1 + Z_2 / Z_1).$$

Der *Brechungsfaktor für den Strom* ist damit

$$b_i = \frac{i_d}{i_e} = \frac{2 \cdot Z_1}{Z_1 + Z_2} \quad (2.6-16)$$

Mit $u_d = i_d Z_2$ und $u_e = i_e Z_1$ ergibt sich auch der *Brechungsfaktor für die Spannung*:

$$b_u = \frac{u_d}{u_e} = \frac{2 \cdot Z_2}{Z_1 + Z_2} \quad (2.6-17)$$

Aus diesen Gleichungen werden die *Reflexionsfaktoren für Strom und Spannung* durch Einsetzen von Gl. (2.6-14) und (-15) ermittelt:

$$r_i = \frac{i_r}{i_e} = \frac{Z_1 - Z_2}{Z_1 + Z_2} \quad (2.6-18a)$$

$$r_u = \frac{u_r}{u_e} = \frac{Z_2 - Z_1}{Z_1 + Z_2} \quad (2.6-18b)$$

Allgemein gilt der Zusammenhang

$$r_{u,i} = b_{u,i} - 1. \quad (2.6-19)$$

Bild 2.6-7 stellt die Faktoren nach Gl. (2.6-16) bis (-19) für einige Sonderfälle zusammen.

2.6.2.2 Wellenersatzbild

Nach Gl. (2.6-17) ist die Spannung an einer mit dem Widerstand Z_2 abgeschlossenen Leitung gegeben durch

$$u_d = 2 \cdot u_e \cdot Z_2 / (Z_1 + Z_2).$$

Offenbar kann man die Spannung u_d mit Hilfe eines Ersatzschaltbildes, dem sog. **Wellenersatzbild**, beschreiben, Bild 2.6-8. Dabei wird die Quellenspannung $2 \cdot u_e$ durch einen *Spannungsteiler* aus den Leitungswellenwiderständen Z_1 und Z_2 auf u_d herabgeteilt.

Zu dieser Vorstellung gelangt man auch, wenn man die Leitung 1 als eine Quelle mit der *Leerlaufspannung* $2 \cdot u_e$ und dem *Kurzschlussstrom* $2 \cdot i_e$ ansieht. Daraus ergibt sich eine *Ersatzquelle* mit der Quellenspannung $2 \cdot u_e$ und dem Innenwiderstand $Z_i = (2 \cdot u_e) / (2 \cdot i_e) = Z_1$.

Die Bedeutung des Wellenersatzbildes liegt vor allem in der Möglichkeit, *beliebige Leitungsabschlüsse* aus R, L, C -Netzwerken behandeln zu können [2]: Aufgrund des Zeitverlaufes $u_e(t, z_1)$ an der Reflexionsstelle $z = z_1$ wird der Zeitverlauf $u_d(t, z_1)$ berechnet. Der Zeitverlauf $u_r(t, z_1)$ ergibt sich nach Gl. (2.6-14) als Differenz aus $u_d(t, z_1)$ und $u_e(t, z_1)$:

$$u_r(t, z_1) = u_d(t, z_1) - u_e(t, z_1) \quad (2.6-20)$$

Das Wellenersatzbild beschreibt nur eine *Ein-fachreflexion*, es ist für Mehrfachreflexionen *nicht* mehr gültig.

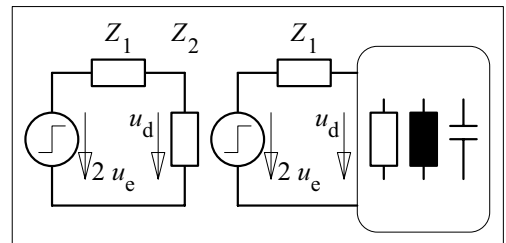


Bild 2.6-8: Beschreibung eines Leitungsendes mit einlaufender Wanderwelle durch eine Ersatzquelle (Wellenersatzbild) und einen ohmschen Leitungsabschluss (links), sowie einen beliebigen R, L, C -Abschluss (rechts).

Beispiel: Reflexion an einer Kapazität

Eine sprungförmig ansteigende Wanderwelle mit der Spannungsamplitude U auf einer Leitung mit dem Wellenwiderstand Z wird an einer Kapazität C reflektiert, Bild 2.6-9.

Aus dem Wellenersatzbild folgt für u_d eine von 0 auf $2U$ exponentiell ansteigende Spannung mit der Zeitkonstanten ZC . Für u_r ergibt sich nach Gl. (2.6-20) mit

$$u_r(t) = U \cdot \{2[1 - e^{-t/(ZC)}] - 1\}$$

eine von $-U$ auf $+U$ ansteigende Spannung. D.h. der kapazitive Abschluss wirkt zunächst, solange C ungeladen ist, wie ein *Kurzschluss* und nach Aufladung von C wie ein *Leerlauf*. Der einlaufenden Wanderwelle überlagert sich die reflektierte Welle derart, dass die Spannung zunächst in der Wellenfront zu Null kompensiert wird und dann exponentiell auf $2U$ ansteigt, Bild 2.6-9 (links).

Beispiel: Reflexion an einer Induktivität

Eine sprungförmig ansteigende Wanderwelle mit der Spannungsamplitude U auf einer Leitung mit dem Wellenwiderstand Z wird an einer Induktivität L reflektiert, Bild 2.6-10.

Aus dem Wellenersatzbild folgt für u_d eine von $2U$ auf 0 exponentiell absinkende Spannung mit der Zeitkonstanten L/Z . Für u_r ergibt sich nach Gl. (2.6-20) mit

$$u_r(t) = U \cdot \{2e^{-t/(L/Z)} - 1\}$$

eine von $+U$ auf $-U$ absinkende Spannung. D.h. der induktive Abschluss wirkt zunächst, solange kein nennenswerter Strom durch L fließt, wie ein *Leerlauf* und nach Anstieg des Stromes wie ein *Kurzschluss*. Der einlaufenden Wanderwelle überlagert sich die reflektierte Welle derart, dass die Spannung zunächst in der Wellenfront auf $2U$ ansteigt und dann exponentiell auf Null abfällt, Bild 2.6-10 (links).

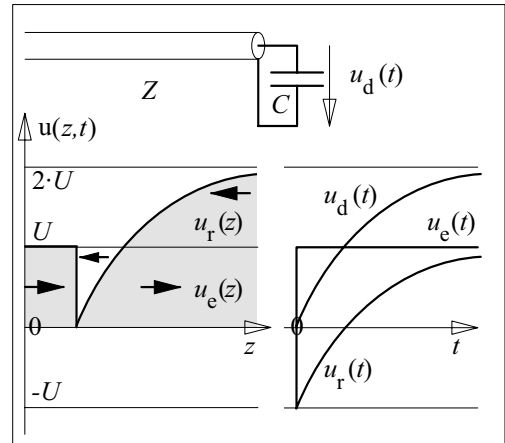


Bild 2.6-9: Reflexion einer sprungförmigen Wanderwelle an einer Kapazität.

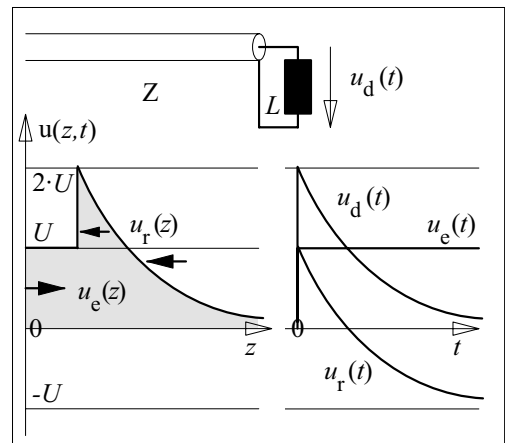


Bild 2.6-10: Reflexion einer sprungförmigen Wanderwelle an einer Induktivität.

2.6.2.3 Mehrfachreflexionen

Meistens treten in räumlich ausgedehnten Systemen nicht nur Einfach- sondern **Mehrfachreflexionen** auf. Dabei werden die reflektierten Wanderwellen an anderen Leitungsdiskontinuitäten wiederum reflektiert und überlagern sich damit der ursprünglichen Welle. Schon bei wenigen Reflexionsstellen entstehen sehr unübersichtliche Verhältnisse für die räumliche und zeitliche Ausbildung des resultierenden Wellenfeldes.

Es ist deshalb ratsam, die Ausbreitung der Wanderwellen für jede zu betrachtende Lei-

tung in einem „Wanderwellenfahrrplan“ mit Orts- und Zeitachse systematisch darzustellen. Dabei wird die Ausbreitung der Wellen durch sogenannte Wanderungslinien dargestellt, Bild 2.6-11. Die an den Leitungsenden reflektierten und die von außen eingespeisten Anteile werden durch eigene Wanderungslinien berücksichtigt. Aufgrund der Reflexions- und Brechungsfaktoren ergeben sich die Amplituden der zu überlagernden Wellen, es entsteht das sogenannte **Wellengitter nach Bewley** [39].

Als *Einspeisung* ist der jeweilige Momentanwert der einlaufenden Welle anzusehen. Für eine übersichtliche Behandlung ist es deshalb

erforderlich, die einlaufende Welle zu *diskretisieren*, d.h. nur *einzelne Wellenpunkte* zu betrachten, deren Ausbreitung jeweils durch eine eigene Wanderungslinie verfolgt wird. Dabei wird der jeweilige Amplitudenwert beim Durchgang durch die Stoßstelle von Leitung j nach Leitung k mit dem Brechungsfaktor b_{jk} multipliziert. Bei einer Reflexion auf Leitung j an der Stoßstelle zu Leitung k erfolgt eine Multiplikation mit dem Reflexionsfaktor r_{jk} .

Beispiel: Freileitung zwischen zwei Kabelstrecken

In Bild 2.6-11 sind Zahlenwerte für zwei Kabelstrecken 1 und 3 mit $Z_1 = Z_3 = 40 \, \Omega$ und eine dazwischengeschaltete Freileitungsstrecke 2 mit $Z_2 = 360 \, \Omega$ eingetragen. Die einlaufende Wanderwelle mit der Amplitude U

zum Zeitpunkt $t = \tau$ wurde so diskretisiert, dass die Ausbreitung von drei Wellenpunkten mit den Amplitudenwerten $u_e(t=0) = 0$, $u_e(t=\tau) = U$ und $u_e(t=2\tau) = 0,5 \cdot U$ durch Wanderungslinien verfolgt wird.

Die Amplitudenwerte an den beiden Stoßstellen $z = z_a$ und $z = z_b$ ergeben sich nach Bild 2.6-11 durch Brechung, Reflexion und Überlagerung. Sie werden durch Überlagerung aller hin- und zurücklaufenden Wellen auf einer Seite der Stoßstelle zu dem betrachteten Zeitpunkt ermittelt, Bild 2.6-12:

$t = 0$	$u(z_a) =$	$0 \, U$	$u(z_b) =$	$0 \, U$
τ		$1,800 \, U$		$0 \, U$
2τ		$0,900 \, U$		$0,360 \, U$
3τ		$-0,288 \, U$		$0,180 \, U$
4τ		$-0,144 \, U$		$0,230 \, U$
5τ		$-0,184 \, U$		$0,185 \, U$
6τ		$-0,092 \, U$		$0,147 \, U$

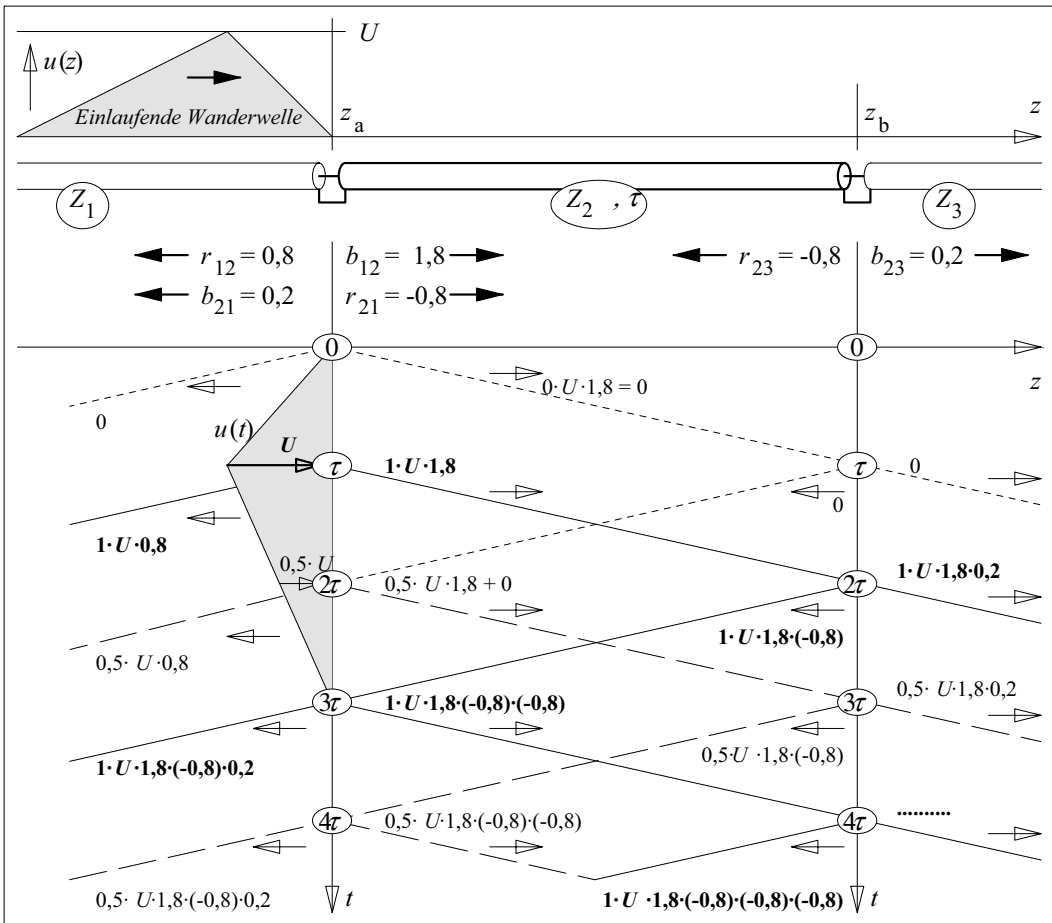


Bild 2.6-11: Beschreibung der Ausbreitung, Reflexion und Brechung von Wanderwellen mit Hilfe eines "Wanderwellenfahrplans" bzw. eines Bewleyschen Wellengitters anhand eines Beispiels.

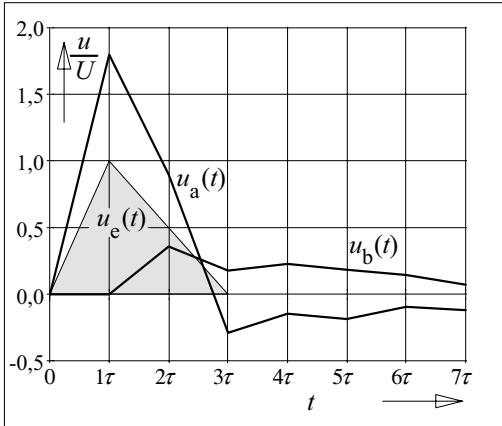


Bild 2.6-12: Spannungsverläufe am Anfang (a) und Ende (b) einer Freileitung, ermittelt mit einem Bewleyschen Wellengitter nach Bild 2.6-11.

$$7\tau \quad -0,118 U \quad 0,074 U$$

Am Anfang der Leitung (z_a) folgt die Spannung $u_a(t)$ dem Verlauf der einlaufenden Wanderwelle $u_e(t)$. Erst nach der doppelten Laufzeit für $t > 2\tau$ ergeben sich Abweichungen aufgrund der vom anderen Ende der Leitung 2 zurückkommenden Wanderwellen.

Am Ende der Leitung (z_b) tritt die Wanderwelle erst nach der einfachen Laufzeit in Erscheinung und folgt dem Verlauf der einlaufenden Wanderwelle $u_e(t)$ zeitversetzt für zwei weitere Laufzeiten.

Anmerkung: Das Beispiel zeigt, dass eine von einem Kabel auf eine Freileitung einlaufende Welle erhebliche Überspannungen durch Reflexion hervorrufen kann. Dies gilt auch für sehr schnelle Übergangsvorgänge in gasisolierten Schaltanlagen an den Durchführungsstellen zu Freileitungen. Am Übergang von einem hohen Leitungswellenwiderstand (Freileitung) auf einen niedrigen Leitungswellenwiderstand (Kabel oder GIS) wird die Überspannung durch Reflexionen herabgesetzt.

Ein weiteres graphisches Verfahren zur Beschreibung von Mehrfachreflexionen ist das **Bergeron-Verfahren** [39]. Dabei werden die Spannungen am Anfang und am Ende einer Leitung in einem u, i -Diagramm durch *Widerstandsgeraden* dargestellt, Bild 2.6-13. Die Steigungen ergeben sich aus den Widerständen R_1 und R_2 .

Außerdem lässt sich durch Addition bzw. Subtraktion von Gl. (2.6-7) und (-9) zeigen, dass der Ausbreitung in $+z$ - und in $-z$ -Richtung Geraden mit unterschiedlicher Steigung entspre-

chen. Für einen bestimmten Wellenpunkt mit konstantem Argument gilt dann für die Ausbreitung

$$\begin{aligned} \text{in } +z\text{-Richtung} \quad 2 \cdot f(z-vt) &= u + i \cdot Z = \text{const.} \\ \text{und} \\ \text{in } -z\text{-Richtung} \quad 2 \cdot g(z+vt) &= u - i \cdot Z = \text{const.} \end{aligned} \quad (2.6-21)$$

Die Ausbreitung der Wanderwelle von einem Ende zum anderen Ende der Leitung entspricht dann dem Übergang von einer Widerstandsgeraden zur anderen entlang den von Gl. (2.6-21) beschriebenen Geraden („Bergeron-Geraden“, dünne Linien in Bild 2.6-13). Die Steigung der Bergeron-Geraden ist dabei $du/di = Z$ bzw. $du/di = -Z$. Für die Zeichnung ist es zweckmäßig, die u - und i -Maßstäbe so zu wählen, dass die Bergeron-Geraden unter einem Winkel von 45° zu den Achsen und damit senkrecht zueinander verlaufen. Man beginnt zum Zeitpunkt $t = -\tau$ am Leitungsende (b) mit der Spannung $u_b = 0$ und erreicht zum Zeitpunkt $t = 0$ den Leitungsanfang (a) mit der durch den Spannungssprung auf U hervorgerufenen Anfangsspan-

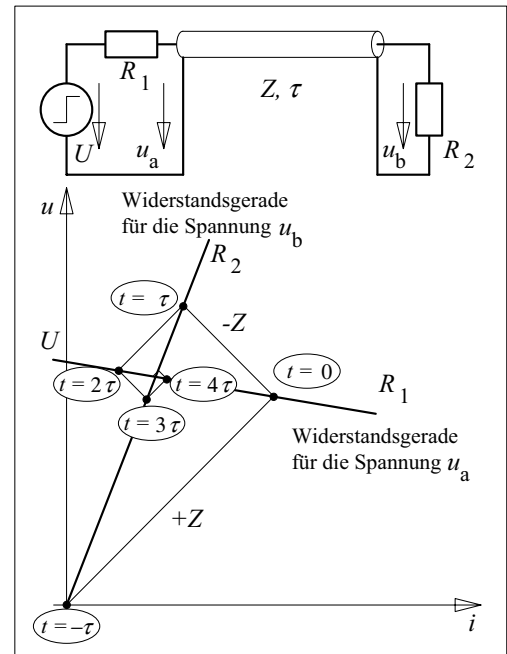


Bild 2.6-13: Beschreibung der Wanderwellenausbreitung nach dem Bergeron-Verfahren.

nung u_a . Die Spannungswerte für Vielfache der Laufzeit τ ergeben sich jeweils auf der zugehörigen Widerstandsgeraden.

Die graphischen Verfahren sind zur Lösung komplexer Probleme oft nicht mehr geeignet. Insbesondere Probleme mit gedämpften Leitungen, nicht-ohmschen Abschlüssen, Frequenzabhängigkeiten und Nichtlinearitäten sind nur noch mit Hilfe von *Netzwerkanalyseprogrammen* lösbar. Dabei können die Leitungen durch eine Reihe elektrisch kurzer Ersatzelemente nach Bild 2.6-2 angenähert oder durch gesteuerte Quellen mit zeitverzögerten Spannungen nachgebildet werden [40].

2.6.3 Beispiele

Wanderwellenerscheinungen spielen in vielen hochspannungstechnischen Anwendungen eine Rolle. Beispielhaft werden Trennerschaltungen in einer gasisolierten Schaltanlage (Kap. 2.6.3.1), der Schutzbereich eines Überspannungsableiters (Kap. 2.6.3.2) und die Impulserzeugung durch Wanderwellengeneratoren (Kap. 2.6.3.3) betrachtet.

2.6.3.1 Gasisolierte Schaltanlage („Fast Transients“)

Beim Zuschalten einer leerlaufenden Leitung auf die spannungsführende Sammelschiene einer gasisolierten Schaltanlage (GIS) durch einen *Trennschalter* kommt es beim Annähern der Schaltkontakte zur Zündung der restlichen Schaltstrecke, Bild 2.6-14. Auf den Rohrleiter des Abzweigs läuft eine sehr schnell ansteigende Wanderwelle ein (1), die an der Durchführungsstelle reflektiert wird (4). Es handelt sich dabei um die in Kap. 2.2.5 angesprochenen „Fast Transients“, sie können sich in den coaxialen Rohrleitungssystemen einer gasisolierten Schaltanlage mit sehr geringer Dämpfung ausbreiten.

Die durchgehende (gebrochene) Welle teilt sich auf die Freileitung und auf die *parasitäre Leitung* zwischen Schaltanlagenkapselung und leitfähigen Anlagenstrukturen auf (Wellen 2 und 3).

Die Amplituden der verschiedenen Wanderwellen ergeben sich aus den Leitungswellenwiderständen Z_1 , Z_2 und Z_3 . Außerdem ist im ersten Moment auch die Kapazität C der

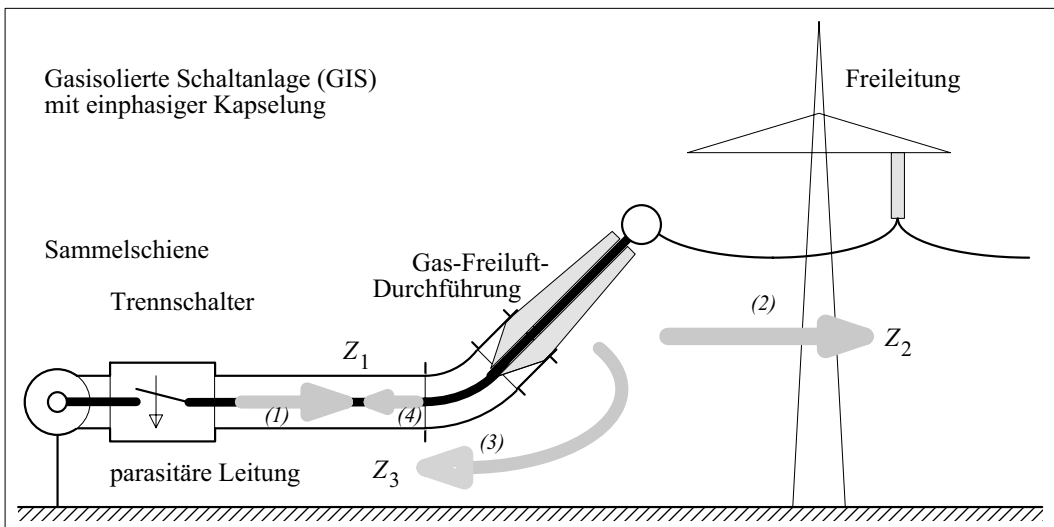


Bild 2.6-14: Entstehung einer Wanderwelle 1 durch Zuschalten eines spannungslosen Abzweigs auf eine spannungsführende Sammelschiene. Die Welle 1 wird an der Gas-Freiluftdurchführung reflektiert (Welle 4) und gebrochen (Welle 2 und 3). Die durchgehenden (gebrochenen) Wellen breiten sich entlang der Freileitung (Welle 2) und auf der parasitären Leitung zwischen Schaltanlagenkapselung und leitenden Gebäudestrukturen aus (Welle 3).

Durchführung zu beachten, die von der einlaufenden Welle zunächst geladen werden muss, vgl. Bild 2.6-9.

Die Spannungsamplitude der einlaufenden Welle ergibt sich nach dem Wellenersatzbild 2.6-8 aus der Spannungsdifferenz zwischen spannungsführender und spannungsfreier Leitung im Zeitpunkt des Schaltstreckendurchbruchs, sowie aus den Leitungswellenwiderständen auf beiden Seiten des Trennschalters. Durch die Reflexion am relativ großen Leitungswellenwiderstand der Freileitung (Z_2) tritt eine erhebliche *Spannungsüberhöhung* auf, die die Isolationen von Durchführung, Schaltanlage und Freileitung belastet.

Besonders kritisch ist die zwischen geerdeten Strukturen auftretende Wanderwelle (3). Sie besitzt zwar wegen des relativ niedrigen Leitungswellenwiderstandes Z_3 nur einen Bruchteil der Spannungsamplitude. Sie kann jedoch in nicht ausreichend geschützten *Sekundäreinrichtungen* (Messsysteme, Leittechnik, etc.) erhebliche Schäden verursachen [41]. Die kurzzeitige Potentialanhebung der Kapselung kann beispielsweise zu *rückwärtigen Überschlägen* in informationstechnische Systeme führen. Grundsätzlich verursachen die aus der gekapselten Anlage austretenden Wellen durch die *sehr schnellen Änderungen* der elektrischen und magnetischen Feldgrößen starke Einkopplungen in benachbarten Leitungen und Systemen. Auf die Sicherstellung der elektromagnetischen Verträglichkeit (EMV) zur Vermeidung von Fehlfunktionen und Schäden ist deshalb besonderer Wert zu legen.

Anmerkung: Beim *Schließen eines Trennschalters* tritt nicht nur eine Zündung mit anschließendem Ausgleichsvorgang auf. Nach Ausgleich des Potentials fließt kein Strom mehr und die Entladung erlischt. Da sich die sinusförmige Spannung auf der Sammelschiene zeitlich ändert, entsteht erneut eine Spannungsdifferenz, die zu einem weiteren Durchschlag der noch nicht ganz geschlossenen Schaltstrecke führt. Bis zum vollständigen

Schließen der Schaltstrecke kann so eine *größere Zahl von Wiederzündungen* mit sehr schnell ansteigenden Spannungs- und Stromamplituden entstehen.

Auch bei der *Öffnung eines Trennschalters* treten ähnliche Vorgänge auf. Mit zunehmendem Kontaktabstand vergrößert sich die Durchbruchspannung und damit auch die Amplitude der Spannungswanderwellen. Die von den Wiederzündungen hervorgerufenen Spannungsüberhöhungen überlagern sich dabei Spannungsüberhöhungen aufgrund von langsam veränderlichen Ausgleichsvorgängen.

Anmerkung: In *ausgedehnten gasisolierten Schaltanlagen* gibt es sehr unübersichtliche Reflexionsverhältnisse, die außerdem noch vom aktuellen Schaltzustand der Anlage abhängen. Die Isolationsbeanspruchungen durch Fast Transients werden deshalb oft durch Messung oder durch aufwendige numerische Simulation ermittelt. Beispielsweise erfordert der direkte Anschluss von *Transformatoren* an die gasisolierte Schaltanlage eine besonders sorgfältige Analyse der transienten Vorgänge: Wegen der hohen Leitungswellenwiderstände von Transformatorwicklungen ist mit einer großen Spannungsüberhöhung durch Reflexion zu rechnen. Hinzu kommen, besonders in sehr ausgedehnten Anlagen, Spannungsüberhöhungen durch Resonanz- und Ausgleichsvorgänge.

Anmerkung: Isolationen können durch Fast Transients auch an Stellen beansprucht werden, die im quasistationären Fall völlig entlastet sind. Beispielsweise teilt sich eine auf einen Durchführungswinkel einfallende Wanderwelle zunächst im Verhältnis der Leitungswellenwiderstände auf die durch die Steuerbeläge gebildeten konzentrischen Leitungen auf, Bild 2.6-15. Dadurch können auch Wellen in die parasitären Leitungen zwischen dem geerdeten Flansch und dem äußeren, geerdeten Steuerbelag, sowie zwischen dem Hochspannung führenden Leiter und dem Hochspannung führenden Steuerbelag einlaufen.

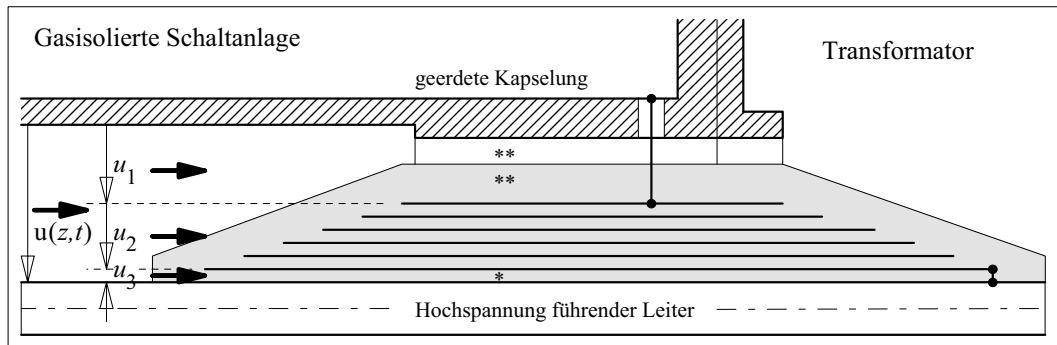


Bild 2.6-15: Beanspruchungen durch Fast Transients unter oder über den Hochspannung oder Erdpotential führenden Belägen, d.h. an Stellen, an denen keine quasistationäre Belastung bestehen kann, (*) bzw. (**).

2.6.3.2 Schutzbereich von Überspannungsableitern

Überspannungsableiter sind nichtlineare Bauelemente (Widerstände), die der Begrenzung von Überspannungen dienen und die bei Betriebsspannung nur einen sehr geringen Leckstrom aufnehmen. Wirkungsweise und Bauarten sind in Kap. 6.1.4.3 näher erläutert.

Für einen Metalloxid-Ableiter steigt der Strom oberhalb der Bemessungsspannung U_r sehr stark an, Bild 2.6-16. Bei Blitzstoßspannungsbeanspruchung ergibt sich mit dem Blitzstrom (der aus einem Wellenersatzschalbild nach Bild 2.6-8 ermittelt werden kann) und mit der Ableiterkennlinie eine Spannungsbegrenzung auf den Wert der sog. Restspannung U_{res} , durch die der Blitzstoßspannungs-Schutzpegel U_{pl} definiert ist.

Anmerkung: Bei Überspannungsableitern mit vorschalteter Funkenstrecke wird der Schutzpegel durch die Ansprechspannung der Funkenstrecke definiert.

Es wird nun ein Ableiter im Zuge einer Leitung im Punkt 1 betrachtet, Bild 2.6-17 (oben). Solange die Amplitude der einlaufenden Wanderwelle unter dem Schutzpegel U_{pl} bleibt, wird vereinfachend angenommen, dass der Ableiter sehr hochohmig bleibt und somit keine Reflexion stattfindet, Bild 2.6-17 (Mitte). Überschreitet die Amplitude der Wanderwelle den Schutzpegel U_{pl} des Ableiters, wird dieser sehr niederohmig und es entstehen reflektierte und gebrochene Wellen, die die

Spannungsamplituden vor und nach dem Ableiter vermindern, Bild 2.6-17 (unten). Der Verlauf der resultierenden Spannung ist für zwei verschiedene Zeitpunkte durch stärker ausgezogene Linien dargestellt.

Dem Spannungseinbruch am Ableiter um Δu entsprechen zwei sich in $-z$ - und $+z$ -Richtung ausbreitende Wanderwellen mit den Spannungsamplituden $-\Delta u$. In Ausbreitungsrichtung der einlaufenden Welle ($+z$ -Richtung) wird damit überall die Spannung auf U_{pl} begrenzt. Aber auch vor dem Ableiter ergibt sich sog. **Schutzbereich** L_p , in dem eine vorgegebene Maximalspannung U_{max} nicht überschritten wird. Aus den beiden dargestellten Zeitpunkten im unteren Bild ist ersichtlich, dass die Spannungsbegrenzung auf U_{max} im Punkt 2 für jeden Zeitpunkt wirksam ist.

Die grau unterlegte Spannungswanderwelle ist gerade für den Zeitpunkt dargestellt, in dem in Punkt 2 der zulässige Spannungswert U_{max}

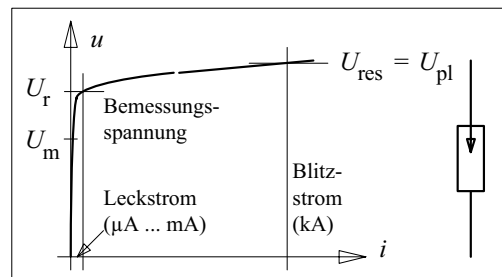


Bild 2.6-16: Idealisierte u,i -Kennlinie eines Metalloxid-Überspannungsableiters.

erreicht wird. Von diesem Zeitpunkt an begrenzt die rücklaufende Welle die Spannungsamplitude. Die Größe des Schutzbereiches L_p soll aus Bild 2.6-17 abgeleitet werden. Für die (räumliche) Steilheit der Wellenstirn gilt

$$\begin{aligned}\Delta u/L_p &= \partial u/\partial z = (\partial u/\partial t) \cdot (\partial z/\partial t)^{-1} \\ &= (\partial u/\partial t) \cdot v^{-1}.\end{aligned}$$

Mit $2 \cdot \Delta u = U_{\max} - U_{pl}$ folgt daraus

$$L_p = \frac{1}{2} \cdot (U_{\max} - U_{pl}) \cdot v / (\partial u/\partial t). \quad (2.6-22)$$

Zahlenbeispiel: Ein Überspannungsableiter mit $U_{pl} = 150$ kV soll eine auf einer Drehstromleitung mit $\partial u/\partial t = 500$ kV/ μ s ansteigende Wanderwelle so weit begrenzen, dass im Schutzbereich höchstens 80 % des Blitzstoßspannungspegels für die 123 kV-Spannungsebene erreicht wird (d.h. $U_{\max} = 0,8 \cdot 550$ kV = 440 kV). Die Phasengeschwindigkeit

beträgt $v = 300$ m/ μ s. Nach Gl. (2.6-22) ergibt sich für den entsprechenden Schutzbereich $L_p = 87$ m.

Anmerkung: Für den Schutzbereich eines Überspannungsableiters wird auch

$$L_p/m \approx U_m/kV \quad (2.6-23)$$

als Richtwert angegeben [22]. Dabei ist U_m die höchste Spannung für Betriebsmittel (Kap. 6.1.4). Genauere Berechnungsverfahren, in die auch statistische Überlegungen zur Fehlerhäufigkeit und zur akzeptablen Fehlerrate eingehen, ergeben i.d.R. kürzere Schutzbereiche [124].

Anmerkung: Die Berechnung des Schutzbereiches nach Gl. (2.6-22) ist auch für Anordnungen gültig, in denen die weiterführende Leitung in einem *Leerlauf* oder an einem Abschluss mit großer Impedanz (z.B. als Leitung aufgefassete *Transformatorwicklung*) endet [39]. Der Abstand zwischen Ableiter und Leitungsende bzw. -abschluss darf nicht größer als L_p sein. Der Ableiter kann sich auch am Leitungsende befinden.

2.6.3.3 Leitungsgeneratoren

Nach dem Prinzip des sogenannten **Kabelgenerators** kann durch die Entladung einer geladenen Leitung die kapazitiv gespeicherte Energie in Form eines sehr schnell ansteigenden Impulses in einer angepassten Last umgesetzt werden, Bild 2.6-18.

Nach Zünden der Schaltfunkenstrecke breitet sich eine Wanderwelle mit der Spannungsamplitude $U/2$ auf der Ausgangsleitung aus und wird in einer an den Leitungswellenwiderstand angepassten Last $R = Z$ absorbiert. Auf der geladenen Leitung (Ladespannung U) breitet sich eine Wanderwelle mit der Spannungsamplitude $-U/2$ in die entgegengesetzte Richtung aus. Nach Reflexion am leerlaufenden Leitungsende breitet sich diese Welle mit $-U/2$ ebenfalls in Lastrichtung aus und entlädt die geladene Leitung vollständig. Dadurch entsteht an der Last idealerweise ein *rechteckförmiger Impuls* mit der Spannung $U/2$ und der Halbwertsbreite $t_H = 2 \cdot \tau_L$, die der doppelten Laufzeit auf der geladenen Leitung entspricht.

Anmerkung: In der Praxis verlangsamt die Induktivität der Schaltfunkenstrecke den Spannungsanstieg. Außerdem führen Fehlanpassungen und Leitungsdämpfungen zu weiteren Impulsverzerrungen.

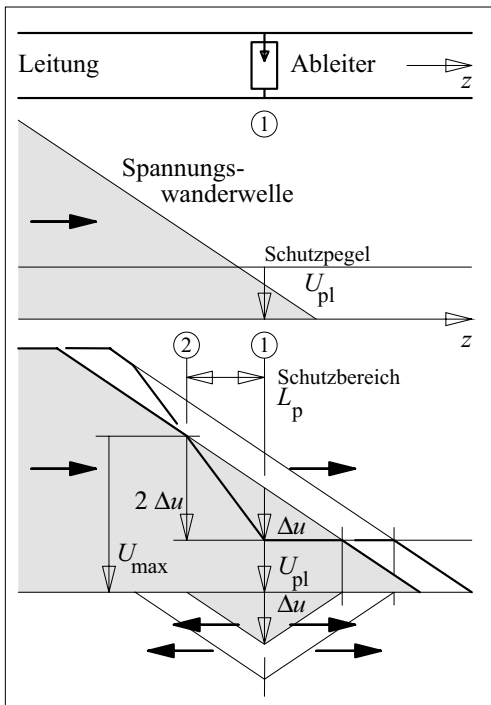


Bild 2.6-17: Schutzbereich eines Überspannungsableiters durch Kompensation der gegenläufigen Spannungswanderwellen nach dem Ansprechen des Überspannungsableiters (unten).

Ein anderes Prinzip besteht in der Entladung zweier paralleler Leitungen im sogenannten **Blumlein-Generator**, Bild 2.6-19. Die beiden Leitungen mit dem Wellenwiderstand Z sind mit ihren Hochspannung führenden Leitern verbunden. Die Last $R = 2Z$ liegt über eine Ausgangsleitung mit dem Wellenwiderstand $2Z$ zwischen den beiden geerdeten Leitern.

Nach Aufladung der Leitungen auf die Spannung U ist die Last spannungsfrei, Bild 2.6-19 (oben). Durch Zündung der Schaltfunkenstrecke wird die obere Leitung durch eine Wanderwelle mit der Amplitude $-U$ entladen, vgl. Nr. 1 in Bild 2.6-19 (Mitte). Am ausgangsseitigen Ende der Leitung verändert sich der Wellenwiderstand von Z auf $2Z+Z = 3Z$. Damit sind die Reflexions- und Brechungsfaktoren nach Gl. (2.6-19) und (-17) $r_u = 1/2$ und $b_u = 3/2$. D.h. die reflektierte Welle läuft mit der Spannungsamplitude $-U/2$ zurück, vgl. Nr. 2. Die durchgehende Welle mit der Amplitude

$-3U/2$ teilt sich im Verhältnis der Wellenwiderstände auf die zur Last führende Leitung ($-U$) und auf die untere Pulsformungsleitung ($-U/2$) auf. Die Zählrichtung der zugehörigen Spannungen ist im Bild durch Pfeile gekennzeichnet. An der mit $R = 2Z$ angepassten Last entsteht nach Eintreffen der Wellenfront ein Spannungssprung auf $u_R(t) = U$.

Die in die Leitungen zurücklaufenden Wellen werden oben am Kurzschluss (KS) der durchgezündeten Schaltfunkenstrecke und unten am Leerlauf (LL) des offenen Leitungsendes mit und ohne Polaritätsumkehr reflektiert, vgl. Nr. 3. An den ausgangsseitigen Leitungsenden ergeben sich die zur Last durchgehenden Teilwellen (analog zur Brechung nach Nr. 2) ohne Veränderung der Amplituden, vgl. Nr. 4. Die zugehörigen Feldvektoren sind *gleichgerichtet*, so dass gerade das Feld der ersten zur Last

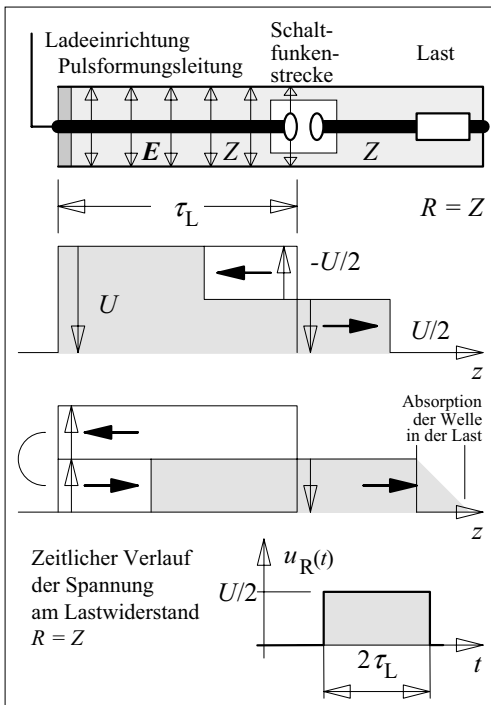


Bild 2.6-18: Erzeugung von Rechteckimpulsen durch Entladung einer Pulsformungsleitung (Leitungsgenerator).

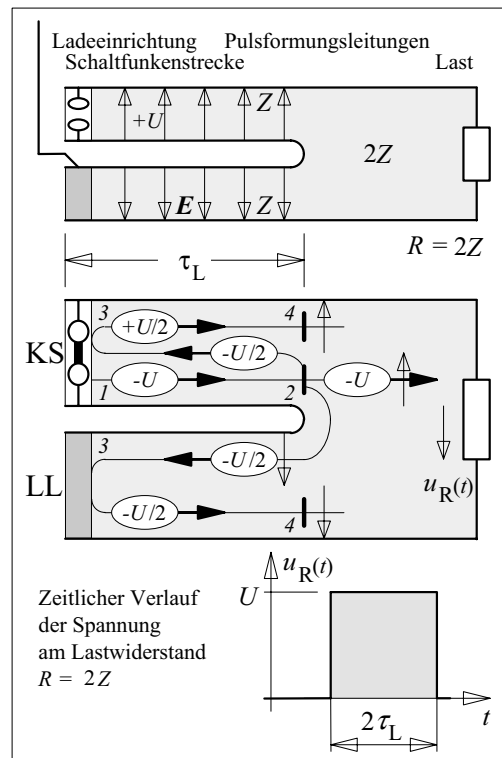


Bild 2.6-19: Erzeugung von Rechteckimpulsen durch Entladung paralleler Pulsformungsleitungen (Blumlein-Generator).

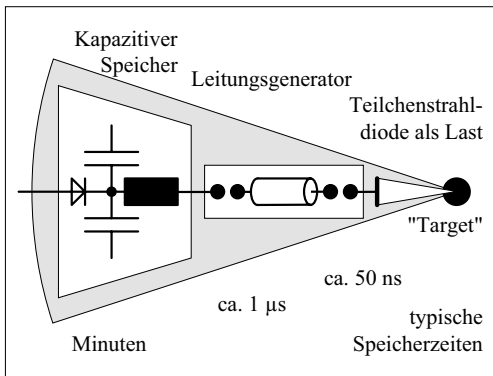


Bild 2.6-20: Modul eines Pulse-Power-Generators mit räumlicher und zeitlicher Kompression der gespeicherten Energie (schematisch).

durchgehenden Welle mit einer Zeitverzögerung von $2 \cdot \tau_L$ kompensiert wird. An der Last geht damit die Spannung von U auf 0 zurück. Die weiteren, in die Leitungen zurücklaufenden Wellen kompensieren sich gegenseitig.

Eine wichtige **Anwendung** von Leitungsgeneratoren ist die Erzeugung von Rechteckimpulsen für *Sprungantwortmessungen* an Messsystemen. Hierfür werden vorwiegend Kabelgeneratoren verwendet.

Eine andere Anwendung ist die **Pulsed Power Technologie** zur *räumlichen und zeitlichen Kompression* elektromagnetischer Energie in einem energiereichen Impuls, [42]. Der Leitungsgenerator dient dabei als Treiber für die Beschleunigung von Teilchen in der physikalischen Grundlagenforschung, Bild 2.6-20. Zur Erzielung *extremer Energiedichten* werden *mehrere Module* kreisförmig um das „Target“ angeordnet und simultan ausgelöst [14]. Dabei soll Materie in extreme Zustände versetzt werden, z.B. um Fusionsreaktionen auszulösen.

Je nach Spannung und Lastimpedanz wird hierfür entweder das Prinzip des Kabelgenerators oder des Blumlein-Generators verwendet. Die Generatoren können aus coaxialen Leitungen oder aus Plattenleitungen aufgebaut werden [15]. Durch Ausnutzung von Reflexionen an weiteren Ausgangsschaltern ergeben sich zusätzliche Spannungserhöhungen („Double-bounce switching“), [43].

Als Isolationsmedium dient *Wasser* wegen seiner sehr großen Dielektrizitätszahl $\epsilon_r = 81$ und wegen seiner hohen Impulsspannungsfestigkeit. Dadurch kann kurzzeitig sehr viel Energie gespeichert werden. Außerdem wird nach Gl. (2.6-8) die Phasengeschwindigkeit auf $v = v_0/9 = 3 \text{ cm/ns}$ herabgesetzt und die Leitungslänge gegenüber Luft um den Faktor 9 verkürzt. Aufgrund der Leitfähigkeit des Wassers kann Energie nur kurzzeitig (im μs -Bereich) gespeichert werden. Es ist deshalb erforderlich, die wasserisolierte Leitung schwingend aus einer konventionellen Kondensatorbatterie mit etwa gleicher Kapazität (Stoßgenerator, Kap. 6.2.3) aufzuladen und die Schaltfunkenstrecke im Spannungsmaximum auszulösen, ehe eine nennenswerte *Eigenentladung* der wasserisolierten Kapazität stattgefunden hat, Bild 2.6-20. Die gleichzeitige Auslösung der Schaltfunkenstrecken beim *Parallelbetrieb* mehrerer Module stellt extreme Anforderungen an die Triggereinrichtungen.

Beispiel: Wasserisolierter Impulsgenerator

Es soll ein wasserisolierter Leitungsgenerator nach Bild 2.6-18 aus coaxialen Leitungen für die Erzeugung eines möglichst energiereichen Impulses dimensioniert werden. Der Scheitelwert der Spannung soll $\dot{U} = 500 \text{ kV}$, die Halbwertsbreite $t_H = 50 \text{ ns}$ betragen. Als maximale Feldstärke im Wasser wird $\dot{E}_{\max} = 100 \text{ kV/cm}$ zugelassen.

Nach (Gl. 2.3-24) gilt für die maximale Feldenergie einer coaxialen Leitung $R_2/R_1 = e^{0,5} = 1,65$. Mit einer Ladespannung $U = 2\dot{U} = 1 \text{ MV}$ folgen aus Gl. (2.3-22) die Radien $R_1 = 20 \text{ cm}$ und $R_2 = 33 \text{ cm}$. Die Leitungslänge ergibt sich aus der Laufzeit $\tau_L = t_H/2 = 25 \text{ ns}$ als $L = \tau_L \cdot v_0/\epsilon_r^{0,5} = 83 \text{ cm}$.

Aus den Gleichungen in Bild 2.6-5 folgt für die Kapazität $C = 7,5 \text{ nF}$ und für den Leitungswellenwiderstand $Z = 3,3 \Omega$. Die Stromamplitude des Ausgangsimpulses wird damit $\dot{I} = \dot{U}/Z = 150 \text{ kA}$, die Leistung $P = 75 \text{ GW}$.

Die kapazitiv gespeicherte Energie $W = \frac{1}{2} C \cdot U^2 = 3,75 \text{ kJ}$ wird idealerweise vollständig in Impulsenergie $W = \dot{U} \cdot \dot{I} \cdot t_H = 3,75 \text{ kJ}$ umgesetzt. In der Praxis müssen natürlich auch Verluste berücksichtigt werden.

Weitere Impulsstromkreise und viele **Anwendungen** aus der **Hochleistungsimpulstechnik** sind in Kap. 7.3.2 und 7.4.2 beschrieben.

3 Elektrische Festigkeit

Die grundsätzliche Aufgabe der Hochspannungstechnik besteht darin, die *elektrische Beanspruchung* unter allen Bedingungen geringer zu halten als die *elektrische Festigkeit* der Isolierung. Dabei ist die elektrische Festigkeit eine Größe, die erheblichen statistischen Schwankungen unterworfen sein kann, Bild 3.1-1. Es wird deshalb eine Betrachtung der statistischen Grundlagen vorangestellt (Kap. 3.1). Wenn die elektrische Festigkeit nicht ausreicht, kann die elektrische Isolierung versagen, d.h. es kommt zu Entladungen. Je nach Isolationsmedium müssen Gasentladungen (Kap. 3.2) oder Entladungen in festen und flüssigen Stoffen (Kap. 3.3) betrachtet werden. Von besonderer Bedeutung für die Diagnose und die Alterung von Isolierungen sind sogenannte Teilentladungen, die nicht unmittelbar zum Durchschlag führen (Kap. 3.4).

3.1 Statistische Grundlagen

Das Versagen der elektrischen Festigkeit in Form von Entladungen ist wegen der Vielzahl physikalischer Einflussgrößen nicht mehr *deterministisch* beschreibbar. Außerdem beobachtet man immer eine mehr oder weniger große Streuung von Einsetzspannungen für

Entladungen, von Durchschlagspannungen oder Durchschlagzeiten, Bild 3.1-1. Es ist deshalb naheliegend, diese Größen als *Zufallsgrößen* aufzufassen und Kennwerte von Entladungen durch *statistische Methoden* zu ermitteln. Nachfolgend werden die Grundzüge der statistischen Beschreibung dargestellt, eine ausführliche Behandlung des Themas findet sich in der Spezialliteratur [44].

3.1.1 Statistische Beschreibung von Entladungsvorgängen

3.1.1.1 Zufallsgrößen

Zur Ermittlung „der Durchschlagspannung“ einer Funkenstrecke wird beispielsweise die anliegende Wechselspannung mit der Zeit so lange gesteigert, bis es zum Durchschlag kommt. Durch Wiederholung des Versuches stellt man fest, dass es „die Durchschlagspannung“ nicht gibt, die Durchschläge treten bei unterschiedlichen Spannungswerten ein, Bild 3.1-1a.

Anmerkung: Spannungssteigerungsversuche können natürlich auch mit *Gleichspannung* durchgeführt werden. Bei *Stoßspannung* muss das kontinuierliche Steigern der Spannung durch aufeinanderfolgende Stöße mit stufenweise steigender Amplitude ersetzt werden.

Durch eine sehr große (unendlich große) Zahl von Versuchen könnte ermittelt werden, bei welcher Spannung $\hat{u}_{d50}$ mit einer Wahrscheinlichkeit von

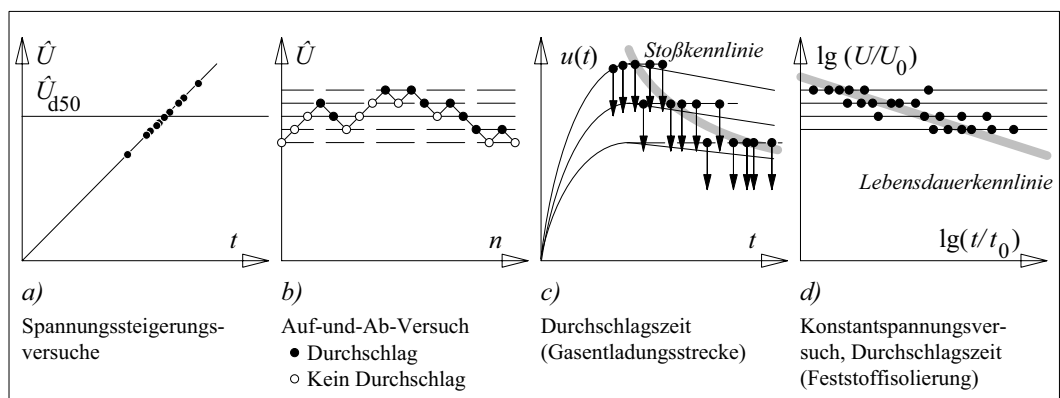


Bild 3.1-1: Beispiele für den statistischen Charakter von Entladungserscheinungen

50 % ein Durchschlag auftritt. Außerdem könnten eine *sichere Stehspannung* (Durchschlagwahrscheinlichkeit 0 %) und eine *sichere Durchschlagsspannung* (Durchschlagswahrscheinlichkeit 100 %) ermittelt werden.

In der Praxis ist die *Zahl der Versuche* jedoch immer *begrenzt*, so dass die Kenngrößen der Entladung aus einer begrenzten Zahl von Messwerten geschätzt werden müssen. Die Genauigkeit der **Schätzung** nimmt mit der Zahl gleichartiger Versuche zu.

Beispiel: Auf-und-ab-Methode

Eine Methode zur Schätzung der 50 %-Durchschlagsspannung ist die Auf-und-ab-Methode, Bild 3.1-1b. Sie eignet sich insbesondere für die Ermittlung der Stoßspannungsfestigkeit von Gasentladungsstrecken.

Ausgehend von einem Spannungswert, bei dem noch kein Durchschlag eintritt, wird die Spannung in Schritten von jeweils Δu gesteigert. Sobald ein Durchschlag eintritt, erfolgt eine Absenkung der Spannung um Δu . Für die weiteren Versuche ist das Ausbleiben eines Durchschlags das Kriterium für eine Spannungssteigerung, das Auftreten eines Durchschlages ist das Kriterium für eine Spannungssenkung. Die ermittelten Spannungen pendeln um die 50 %-Durchschlagsspannung u_{d50} . Sie kann als *arithmetischer Mittelwert* einer vorher bestimmten Anzahl von Spannungswerten abgeschätzt werden. Die Zählung beginnt mit dem ersten Durchschlag. Eine genauere statistische Analyse ist in der Literatur beschrieben [44].

Bei der statistischen Betrachtung stellt man sich vor, dass aus einer (unbekannten) **Grundgesamtheit** eine **Stichprobe** entnommen wird. Für Durchschlagsversuche an einer bestimmten Isolationsanordnung heißt dies z.B., dass aus der unendlich großen Gesamtheit aller denkbaren Durchschlagsversuche an einer solche Anordnung zufällig eine begrenzte Anzahl als Stichprobe herausgegriffen wird, Bild 3.1-2.

Die Aufgabe der statistischen Auswertung besteht nun darin, aus einer möglichst geringen Anzahl von Versuchen (d.h. mit einem möglichst kleinen *Stichprobenumfang*) eine möglichst genaue Aussage über die **Verteilung** der Grundgesamtheit zu erhalten.

Da die unendlich große Grundgesamtheit als theoretische Fiktion immer unbekannt bleiben wird, ist jede statistische Aussage eine Schät-

zung, die allerdings umso besser wird, je größer die Zahl der Versuche ist.

Neben der Durchschlagsspannung können auch andere Größen als *Zufallsgrößen* betrachtet werden. Beispiele sind u.a. die Durchschlagfeldstärke, Teilentladungseinsatzspannungen und -feldstärken, sowie Durchschlagzeiten, Bild 3.1-1c und d. Allgemein bezeichnet man eine *Zufallsgröße* mit Großbuchstaben X , die *zufällige Realisierung* durch einen Versuch mit Kleinbuchstaben x .

Anmerkung: Diese strengen Unterscheidungen werden in der Praxis häufig nicht beachtet: Man spricht z.B. von der „Bestimmung“ der 50 %-Durchschlagsspannung U_{d50} und meint tatsächlich nur eine mehr oder weniger gute „Schätzung“ u_{d50} . Bestimmt wird nämlich nicht etwa ein Parameter der (immer unbekannten) Grundgesamtheit sondern ein sog. *empirischer Parameter*, der als Schätzwert für den *Parameter der Grundgesamtheit* aufgefasst wird

Hinweis: große und kleine Buchstaben stehen hier nicht wie sonst angenommen, für Beträge und Zeitfunktionen sondern für Zufallsgröße und zufällige Realisierung.

3.1.1.2 Verteilungsfunktionen

Das Vorgehen bei der statistischen Auswertung soll am Beispiel von Durchschlagsversuchen im Spannungssteigerungsversuch nach Bild 3.1-1a erfolgen, Bild 3.1-2.

10 Durchschläge bilden z.B. die **Stichprobe** aus der fiktiven Grundgesamtheit. In der Reihenfolge der Versuche werden sie als **Urliste** bezeichnet, die keinen Trend, d.h. keinen systematischen Zusammenhang der Werte aufweisen darf. Diese müssen *statistisch unabhängig* sein, was graphisch oder durch spezielle Tests geprüft werden kann [44], [396].

Die nach Werten *geordnete Verteilungstabelle* wird als **Summenhäufigkeitspolygon** bzw. **empirische Verteilungsfunktion** $h(x)$ über $x = u_d$ aufgetragen, Bild 3.1-2. Bei 10 Versuchen besitzt jeder Wert eine Häufigkeit $\Delta h = 10 \%$.

Die empirische Verteilungsfunktion stellt nur eine *sehr unvollkommene Näherung* für die Verteilungsfunktion der Grundgesamtheit dar. Bei Isolierungen benötigt man Aussagen über sehr niedrige Durchschlagwahrscheinlichkeiten (z.B. 1 %-Durchschlagspannung), die nicht direkt angegeben werden können.

Zu diesem Zweck wird eine **theoretische Verteilungsfunktion** $F(x)$ gesucht, die die empirische Funktion $h(x)$ möglichst gut beschreibt und die auch für sehr kleine Wahrscheinlichkeiten ausgewertet werden kann, Bild 3.1-2. Die wichtigsten Funktionen sind die Gaußsche Normalverteilung (Kap. 3.1.2.2) und die Weibullverteilung (3.1.2.3).

Anmerkung: Mit Hilfe graphischer oder rechnerischer Tests kann geprüft werden, mit welchem *Funktionstyp* die Messwerte am besten zu approximieren sind (**Verteilungsprüfung**) [44], [396].

Nach der Auswahl des Funktionstyps müssen aus den Messwerten die Parameter geschätzt werden, die den konkreten Verlauf der theore-

tischen Verteilungsfunktion beschreiben. Dies können je nach Funktionstyp unterschiedliche Größen sein, Kap. 3.1.2.2 und 3.1.2.3.

Bei dieser Art von **Parameterschätzung** spricht man von *Punktschätzung*, die z.B. Mittelwert- und Streuungsmaße ergibt, mit deren Hilfe beispielsweise der Verlauf einer Gaußschen Normalverteilung beschrieben werden kann. Die **Punktschätzung** wird in den folgenden Kapiteln weiter erläutert.

Die theoretische Verteilungsfunktion ist jedoch selbst nur eine Näherung für die (immer unbekannte) Verteilungsfunktion der Grundgesamtheit. Man gibt deshalb im Rahmen einer **Intervallschätzung** sog. *Konfidenzintervalle* oder *Vertrauensbereiche* an, in denen die Verteilungsfunktion der Grundgesamtheit mit einer vorgegebenen Wahrscheinlichkeit (z.B. 90 %) zu finden ist, Bild 3.1-2. Bei geringem Stichprobenumfang sind die Vertrauensbereiche sehr breit, d.h. die Aussage ist sehr *unsicher*. Mit steigendem Stichprobenumfang werden die Vertrauensbereiche immer enger und

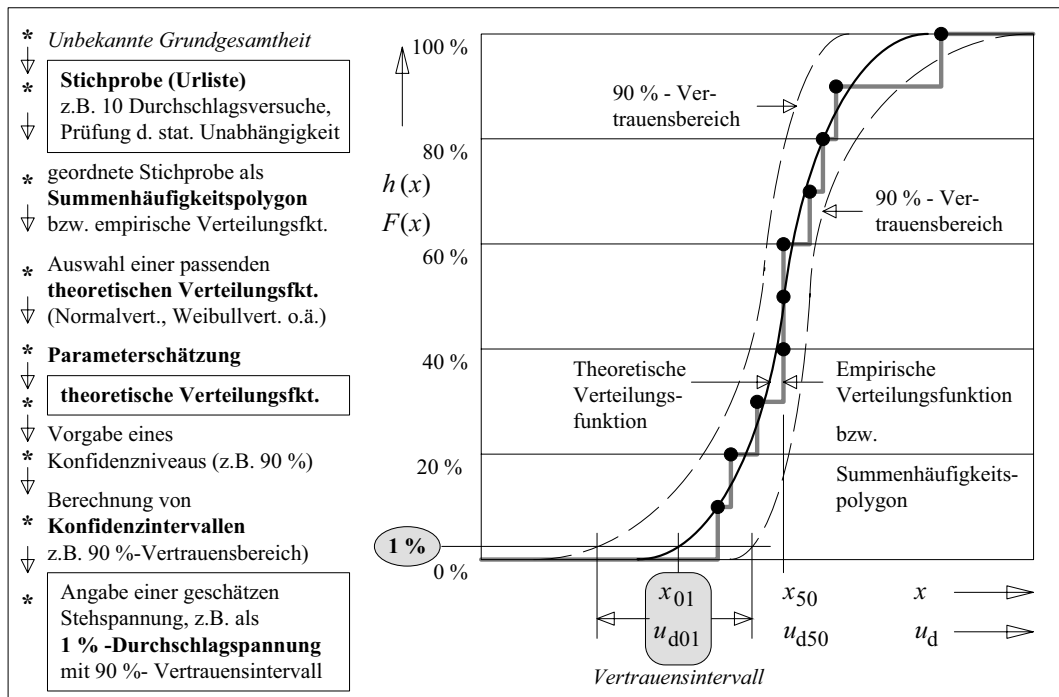


Bild 3.1-2: Statistische Auswertung von Durchschlagsversuchen im Spannungssteigerungsversuch nach Bild 3.1-1a.

die Sicherheit der Aussage steigt. Für die Berechnung von Vertrauensbereichen sei auf die Spezialliteratur verwiesen [44], [396].

Der *praktische Wert* der theoretischen Verteilungsfunktion und des zugehörigen Vertrauensbereiches liegt u.a. in der Ermittlung von Spannungswerten mit sehr *niedrigen Durchschlagswahrscheinlichkeiten* (sog. **Stehspannungen**). Nach Bild 3.1-2 kann z.B. der Schätzwert $x_{01} = u_{d01}$ für die 1 %-Durchschlagspannung (allgemeiner für das **1 %-Quantil** der Verteilung) aus der theoretischen Verteilungskurve bestimmt werden. Darüber hinaus kann gesagt werden, dass die gesuchte Spannung mit einer Wahrscheinlichkeit von 90 % innerhalb eines sog. **Vertrauensintervalls** liegt, dass von den Vertrauensbereichen begrenzt wird, Bild 3.1-2.

Anmerkung: Leider sind diese *Vertrauensintervalle* für viele Isolationen bei niedrigen Wahrscheinlichkeiten *sehr breit*. Die Aussage ist deshalb (vor allem bei festen und flüssigen Isolierstoffen) mit einer **großen Unsicherheit** behaftet. Für den Ingenieur bedeutet dies, dass z.B. von einer derart bestimmten Stehspannung u.U. noch ein großer **Sicherheitsabstand** gehalten werden muss („*Angstfaktor*“).

3.1.1.3 Parameterschätzung

Nachfolgend wird die **Punktschätzung** von Parametern behandelt, die *allgemein gültig* sind, die also nicht an eine bestimmte Verteilungsfunktion gebunden sind (**empirische Parameter**). Sie können allerdings in manchen theoretischen Funktionen verwendet werden (z.B. in der Gaußschen Normalverteilung). Man unterscheidet Mittelwert- und Streuungsmaße. Es werden die (fiktiven) Parameter der Grundgesamtheit und die aus Messwerten ermittelten Schätzwerte gegenübergestellt.

a) Mittelwertmaße

Für die **Grundgesamtheit** wird der *Mittelwert* oder *Erwartungswert* als der für die Zufallsgröße X erwartete Wert μ bzw. $E(X)$ definiert. Formal ergibt er sich aus der Summe *aller* (un-

endlich vieler) Einzelwerte x_i , gewichtet mit ihrer jeweiligen Einzelwahrscheinlichkeit p_i :

$$\mu = E(X) = \sum_{i=1}^{\infty} p_i \cdot x_i \quad (3.1-1)$$

Ein weiteres Mittelwertmaß ist der *Median*, der *Zentralwert* bzw. das 50 %-Quantil (der 50 %-Wert) $q_{50} = x_{50}$, der der mittlere von allen Einzelwerte x_i ist. Die Werte von x_i liegen mit einer Wahrscheinlichkeit von 50 % unter und über dem Median.

In der Realität kann mit Hilfe einer endlichen Anzahl n von Versuchen nur eine **empirischen Verteilung** von n diskreten Messwerten x_i ermittelt werden. Treten alle Werte x_i nur einmal, d.h. mit der Häufigkeit $h_i = 1/n$ auf, so ergibt sich als *empirischer Schätzwert* für den Erwartungswert μ in Analogie zu Gl. (3.1-1) der *arithmetische Mittelwert*

$$x_m = \bar{x} = \sum_{i=1}^n h_i x_i = \frac{1}{n} \sum_{i=1}^n x_i \approx \mu. \quad (3.1-2)$$

Der *empirische Zentralwert* oder *empirische Median* $\hat{q}_{50} = \hat{x}_{50}$ ist der in der Mitte der Messreihe liegende Wert (bei ungerader Zahl von Messwerten) bzw. der Mittelwert aus den beiden in der Mitte liegenden Einzelwerten (bei gerader Zahl von Messwerten). Die Messwerte liegen jeweils mit einer Häufigkeit von 50 % unter und über dem Zentralwert. Er wird häufig als Schätzwert für den arithmetischen Mittelwert verwendet.

Anmerkung: Die in der Statistik übliche Kennzeichnung der *empirischen Quantile* mit einem „^“ wird im folgenden nicht weiter verwendet, um Verwechslungen mit den für die Hochspannungstechnik so wichtigen *Scheitelwerten* zu vermeiden.

Anmerkung: Bei der 50 %-Durchschlagspannung $\hat{u}_{d50}$ handelt es sich um den empirischen Zentralwert (Median) der Zufallsgröße Durchschlagspannung $\hat{U}_d$. Hier sind wieder *Scheitelwerte* gemeint!

b) Streuungsmaße

Für die **Grundgesamtheit** wird die Streuung durch die *Varianz* σ^2 als mittlere quadratische Abweichung der Zufallsgröße X bzw. aller

Einzelwerte x_i von ihrem Erwartungswert μ beschrieben. Formal ergibt sich σ^2 aus den mit den Einzelwahrscheinlichkeiten gewichteten Quadraten der Abweichungen $(x_i - \mu)$:

$$\sigma^2 = E(X - \mu)^2 = \sum_{i=1}^{\infty} p_i (x_i - \mu)^2 \quad (3.1-3a)$$

$$\sigma = \sqrt{\sigma^2}$$

und

$$V(X) = \sigma/\mu \quad (3.1-3b)$$

werden als *Standardabweichung* σ und als *Variationskoeffizient* V bezeichnet.

Empirische Streuungsmaße für eine endliche Anzahl n von diskreten Messwerten x_i sind die *mittlere quadratische Abweichung*

$$s_n^2 = \frac{1}{n} \cdot \sum_{i=1}^n (x_i - x_m)^2 \quad (3.1-4)$$

und die *empirische Varianz*

$$s^2 = \frac{1}{n-1} \sum_{i=1}^n (x_i - x_m)^2 \approx \sigma^2 \quad (3.1-5a)$$

$$s = \sqrt{s^2} \approx \sigma$$

und

$$v = s/x_m \approx V \quad (3.1-5b)$$

werden als *empirische Standardabweichung* s und als *empirischer Variationskoeffizient* v bezeichnet und als Schätzwerte für die Standardabweichung σ und den Variationskoeffizienten V verwendet..

Anmerkung: Bei der *empirischen Varianz* s^2 bzw. bei der *empirischen Standardabweichung* s wird nicht, wie man aus Gl. (3.1-3a) bzw. (-b) für die Varianz σ^2 bzw. für die Standardabweichung σ erwarten könnte, mit der relativen Häufigkeit $1/n$ sondern mit $1/(n-1)$ gewichtet. Dies ist aus Gründen der Zuverlässigkeit notwendig, da in Gl. (3.1-4) und (-5a) anstelle des Erwartungswertes μ nur der Schätzwert $x_m = \bar{x}$ eingesetzt werden kann.

Bei der mittleren quadratischen Abweichung nach Gl. (3.1-4) sind aber im Extremfall für $n = 1$ die Werte x_i und $\bar{x}$ immer identisch, so dass die Gewichtung mit $1/n$ immer den Wert $s_n^2 = 0$ ergibt, auch wenn bei größerem Stichprobenumfang sehr wohl eine Streuung gegeben

wäre. Bei der empirischen Varianz nach Gl. (3.1-5a) ergibt sich durch Gewichtung mit $1/(n-1)$ im Extremfall $n = 1$ ein unbestimmter Ausdruck „Null/ Null“, so dass offensichtlich ist, dass mit *einem* Messwert keine Aussage über die Streuung getroffen werden kann.

Durch Gewichtung mit $1/(n-1)$ ergeben sich bei kleinem Stichprobenumfang n erhöhte Werte für die empirische Varianz s^2 bzw. für die empirische Standardabweichung s . Für große Werte von n verschwinden die Unterschiede zwischen einer Gewichtung mit $1/(n-1)$ und $1/n$ und s^2 bzw. s kann als immer besserer Schätzwert für σ^2 bzw. σ angesehen werden.

Anmerkung: Als weiteres empirisches Streuungsmaß findet auch die *Spannweite* R Verwendung:

$$R = x_{\max} - x_{\min}, \quad (3.1-6)$$

3.1.1.4 Beispiel einer Messreihe

Empirische Verteilung von Durchschlagspannungen

Bei einem Spannungssteigerungsversuch werden 19 Durchschlagspannungen ermittelt (*Urliste*):

$u_{di}/kV = 102; 100; 107; 98; 95; 100; 104; 99; 92; 102; 103; 99; 97; 95; 101; 104; 98; 94; 100.$

In einer *Verteilungstabelle* werden die Werte geordnet und die Häufigkeiten berechnet:

Spannung in kV	Häufigkeit		Summenhäufigkeit	
	absolut	relativ	absolut	relativ
92	1	0,05	1	0,05
93	0	0	1	0,05
94	1	0,05	2	0,1
95	2	0,1	4	0,2
96	0	0	4	0,2
97	1	0,05	5	0,25
98	2	0,1	7	0,35
99	2	0,1	9	0,45
100	3	0,15	12	0,6
101	1	0,05	13	0,65
102	2	0,1	15	0,75
103	1	0,05	16	0,8
104	2	0,1	18	0,9
105	0	0	18	0,9
106	0	0	18	0,9
107	1	0,05	19	0,95
108	0	0	19	0,95
109	0	0	19	0,95

Wenn die Verteilungstabelle nur schwach besetzt ist, empfiehlt sich oft die Bildung von *Klassen*. Im vorliegenden Beispiel wird eine Klassenbreite $d = 3$ kV beginnend mit 91,5 kV gewählt (vgl. Linien in der Verteilungstabelle):

Klasse in kV	Häufigkeit			relative Summen- häufigkeit
	absolut	relativ	bezogen auf d	
> 91,5 - 94,5	2	0,1	0,033 /kV	0,1
> 94,5 - 97,5	3	0,15	0,050 /kV	0,25
> 97,5 - 100,5	7	0,35	0,117 /kV	0,6
>100,5 - 103,5	4	0,2	0,067 /kV	0,8
>104,5 - 106,5	2	0,1	0,033 /kV	0,9
>106,5 - 109,5	1	0,05	0,017 /kV	0,95

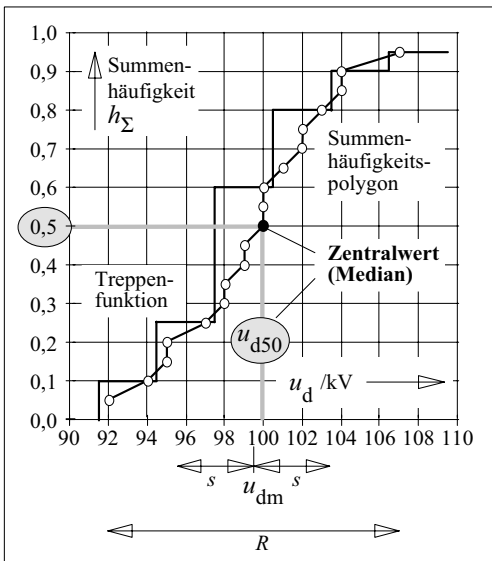


Bild 3.1-3a: Summenhäufigkeit der Messwerte als empirische Verteilungsfunktion mit und ohne Einteilung in Klassen.

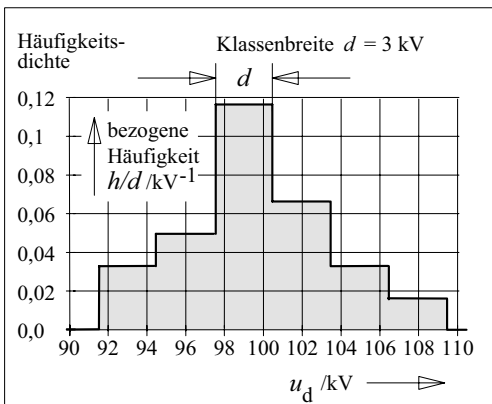


Bild 3.1-3b: Bezogene relative (Durchschlags-)Häufigkeit für die einzelnen Klassen als Schätzwerte für Wahrscheinlichkeitsdichte (Dichtefunktion).

Die graphische Darstellung der relativen Summenhäufigkeiten h_{Σ} ergibt die *empirische Verteilungsfunktion*, Bild 3.1-3a. Die willkürlich gewählte Klasseneinteilung beeinflusst die Darstellung, sie weicht von der aus den Einzelwerten ermittelten Verteilung etwas ab. Aus der empirischen Verteilungsfunktion können *Schätzwerte für die Wahrscheinlichkeit eines Durchschlages* bei verschiedenen Spannungswerten entnommen werden. Sie kann beispielsweise für die Spannungen bis zu 94 kV mit 10 % abgeschätzt werden (u_{d10} , 10 %-Quantil). Bei Spannungen über 104 kV ist in mehr als 90 % der Versuche mit einem Durchschlag zu rechnen (u_{d90} , 90 %-Quantil).

Die Darstellung der auf die Klassenbreite $d = 3$ kV bezogenen relativen (Durchschlags-) Häufigkeiten h/d ergibt eine *Dichtefunktion*, aus der sich *Schätzwerte für die Wahrscheinlichkeitsdichte* ablesen lassen, Bild 3.1-3b.

Zahlenbeispiel: Aus den Werten des vorstehenden Beispiels ergeben sich folgende Parameter, Bild 3.1-3a:

- Arithmetischer Mittelwert, Gl. (3.1-2)
$$x_m = u_{dm} = 99,47 \text{ kV}$$
- Zentralwert (Median) (aus Bild 3.1-3a)
$$x_{50} = u_{d50} = 100 \text{ kV}$$
- Spannweite, Gl. (3.1-6) $R = 15 \text{ kV}$
- Empirische Standardabweichung, Gl. (3.1-5a)
$$s = 3,82 \text{ kV}$$
- Variationskoeffizient, Gl. (3.1-5b)
$$v = 3,84 \%$$

3.1.2 Beschreibung von Entladungsvorgängen mit theoretischen Verteilungsfunktionen

Für die mathematische Behandlung der ermittelten Verteilungsfunktion nähert man die Messwerte durch theoretische Verteilungsfunktionen an. Sie ermöglichen die rechnerische Ermittlung von Kennwerten, Wahrscheinlichkeiten und Vertrauensbereichen.

Nachfolgend werden die Gaußsche Normalverteilung und die Weibull-Verteilung behandelt. Weitere Verteilungen sind in der Literatur beschrieben [44], [396].

3.1.2.1 Vergleich empirischer Verteilungen mit theoretischen Verteilungen

Zunächst ist zu entscheiden, durch welchen *Verteilungstyp* die aufgenommenen Messwerte am besten beschrieben werden können. Eine praktische Prüfmöglichkeit besteht in der Verwendung sogenannter „*Wahrscheinlichkeitspapiere*“, deren Achsen so geteilt sind, dass die Verteilungskurven des zugehörigen Typs *Geraden* bilden, Bild 3.1-4. Das Bild deutet die Konstruktion der Ordinatenenteilung bei linearer Abszissentheilung an. Dabei werden die Prozentwerte von der Verteilungskurve des oberen Bildes auf die Gerade des unteren Bildes übertragen. Es handelt sich um eine Transformation der linear geteilten Ordinate mit Hilfe der Umkehrfunktion $F^{-1}(x)$.

Nach Aufnahme einer Messreihe und Aufstellen einer Verteilungstabelle wird eine *Hypothese* über den Verteilungstyp aufgestellt. Durch Eintragen der *Summenhäufigkeiten* in das entsprechende Wahrscheinlichkeitsnetz können empirische und theoretische Verteilungsfunktion verglichen werden (**Verteilungsprüfung**), Bild 3.1-4. Im Zweifelsfall muss die Verteilungsprüfung mit unterschiedlichen Wahrscheinlichkeitspapieren erfolgen.

Anmerkung: Der Vergleich zwischen empirischer und theoretischer Verteilungsfunktion kann auch rechnerisch erfolgen. Häufig können jedoch Tendenzen im Bereich kleiner oder großer Wahrscheinlichkeiten durch das graphische Verfahren besser erkannt werden [44].

Nach Approximation der empirischen Summenhäufigkeitskurve durch eine theoretische Verteilungskurve als Gerade auf einem Wahrscheinlichkeitspapier können die *Kennwerte der entsprechenden Verteilung* aus der graphischen Darstellung entnommen werden. Üblicherweise berechnet man dann die Wahrscheinlichkeiten für das Eintreten eines Ereignisses (z.B. Durchschlag) aus der theoretischen Verteilung. Insbesondere bei sehr kleinen oder sehr großen Wahrscheinlichkeiten (z. B. bei der Berechnung von sicheren Steh- und Durchschlagsspannungen) können erhebliche *Fehler* auftreten, wenn die Hypothese nicht der tatsächlichen Verteilung entspricht.

Anmerkung: Bei der Schätzung von Kennwerten einer Verteilung (Mittelwert, Standardabweichung usw.) aus einer begrenzten Zahl von Messwerten handelt es sich um sogenannte **Punktschätzungen** für die mit statistischen Methoden durch **Intervallschätzung** ein „*Vertrauensbereich*“ angegeben werden kann („*Konfidenzschätzung*“). Dabei handelt es sich um einen Bereich, in dem sich beispielsweise der Mittelwert mit einer vorgegebenen Wahrscheinlichkeit von z.B. 90 oder 95 % befindet. Je größer der Stichprobenumfang, d.h. die Zahl der Messwerte, gewählt wird, desto kleiner ist der Vertrauensbereich (Konfidenzintervall) und desto genauer ist die Punktschätzung [44], [396].

Die statistische Auswertung von Messwerten kann heute auch mit numerischen **Programmen** erfolgen. Die Messwerte werden dabei einer Prüfung auf *statistische Unabhängigkeit*, einer automatischen *Verteilungsprüfung*, einer *Punktschätzung* für die zu bestimmenden Parameter und einer *Intervallschätzung* für die Vertrauensbereiche unterzogen.

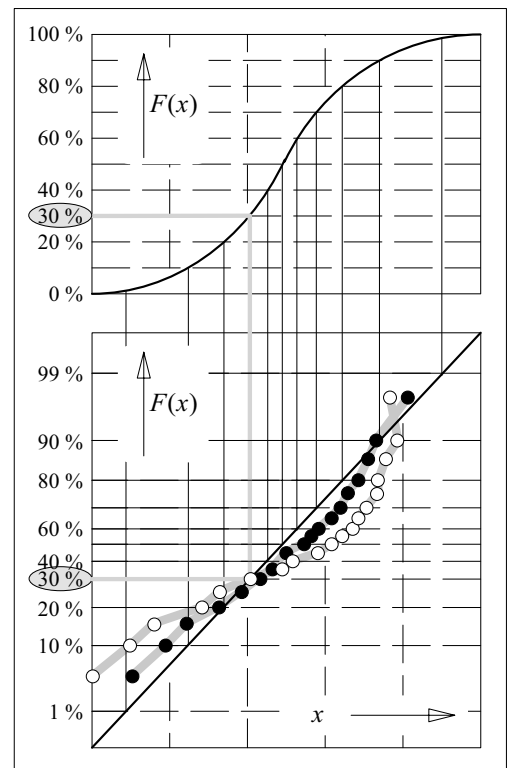


Bild 3.1-4: Darstellung einer theoretischen Verteilungsfunktion (oben) als Gerade in einem entsprechend geteilten "Wahrscheinlichkeitsnetz" (unten) mit Verteilungsprüfung von zwei Messreihen.

3.1.2.2 Die Gaußsche Normalverteilung

Die Normalverteilung nach Gauß beschreibt Zufallsgrößen, die als eine Summe von vielen unabhängigen, beliebig verteilten Zufallsgrößen aufgefasst werden können, wobei jede Zufallsgröße nur einen kleinen Beitrag zur Summe leistet. Damit ist die Normalverteilung auf viele Vorgänge in Natur und Technik anwendbar, wie z.B. auf stochastisches Rauschen oder auf statistische Messfehler.

Die Normalverteilung ist eine bzgl. des Erwartungswertes μ symmetrische Verteilung, die sich unendlich weit, d.h. von $x = -\infty$ bis $x = +\infty$ erstreckt.

Anmerkung: **Entladungsvorgänge** sind demgegenüber oft durch eine *untere und obere Grenze* gekennzeichnet, z.B. durch eine sichere Stehspannung und eine sichere Durchschlagspannung. Es wird deshalb nicht immer möglich sein, eine empirische Verteilung zufriedenstellend durch eine Normalverteilung zu approximieren. Oft ist dafür die *Weibull-Verteilung* besser geeignet.

Für die *Dichtefunktion* gilt

$$D(x) = \frac{1}{\sigma\sqrt{2\pi}} e^{-\frac{(x-\mu)^2}{2\sigma^2}} \quad (3.1-7)$$

mit dem *Erwartungswert* μ (geschätzt aus dem *arithmetischen Mittelwert* x_m nach Gl. (3.1-2)) und der *Standardabweichung* σ , die analog zu Gl. (3.1-5a) geschätzt wird, Bild 3.1-5:

$$\sigma^2 \approx s^2 = \frac{1}{n-1} \sum_{i=1}^n (x_i - x_m)^2 \quad (3.1-8)$$

Die *Verteilungsfunktion* $F(x)$ ergibt sich durch Integration von Gl. (3.1-7):

$$F(x) = \int_{-\infty}^x D(x) dx \quad (3.1-9)$$

Dieses Integral ist mit der Dichtefunktion nach Gl. (3.1-7) nicht mehr geschlossen lösbar. Man entwickelt deshalb die Dichtefunktion $D(x)$ in eine Reihe, die gliedweise integriert werden kann [39]. Die Verteilungsfunktion $F(x)$ ergibt sich dann ebenfalls als Reihenentwicklung, für die zwar kein geschlossener Ausdruck gilt, aus der aber numerische Werte berechnet werden können. Sie können auch direkt aus den ma-

thematischen Tabellenwerken entnommen werden [6]. Nachfolgend ist ein Auszug zusammengestellt:

	x	$D(x)$	$F(x)$
$x =$	$\mu - 4,0 \cdot \sigma$	$0,0001/\sigma$	$0,00003$
	$\mu - 3,5 \cdot \sigma$	$0,0009/\sigma$	$0,00023$
	$\mu - 3,0 \cdot \sigma$	$0,0044/\sigma$	$0,00135$
	$\mu - 2,5 \cdot \sigma$	$0,0175/\sigma$	$0,00621$
	$\mu - 2,0 \cdot \sigma$	$0,0540/\sigma$	$0,0228$
	$\mu - 1,5 \cdot \sigma$	$0,1295/\sigma$	$0,0668$
	$\mu - 1,0 \cdot \sigma$	$0,2420/\sigma$	$0,1587$
	$\mu - 0,5 \cdot \sigma$	$0,3521/\sigma$	$0,3085$
$x =$	μ	$0,3989/\sigma$	$0,5$
$x =$	$\mu + 0,5 \cdot \sigma$	$0,3521/\sigma$	$0,6915$
	$\mu + 1,0 \cdot \sigma$	$0,2420/\sigma$	$0,8413$
	$\mu + 1,5 \cdot \sigma$	$0,1295/\sigma$	$0,9332$
	$\mu + 2,0 \cdot \sigma$	$0,0540/\sigma$	$0,9772$
	$\mu + 2,5 \cdot \sigma$	$0,0175/\sigma$	$0,99379$
	$\mu + 3,0 \cdot \sigma$	$0,0044/\sigma$	$0,99865$
	$\mu + 3,5 \cdot \sigma$	$0,0009/\sigma$	$0,99977$
	$\mu + 4,0 \cdot \sigma$	$0,0001/\sigma$	$0,99997$

Durch *Wahl der Parameter* μ und σ wird die *theoretische Normalverteilung* an die empirische *Summenhäufigkeitskurve* angepasst.

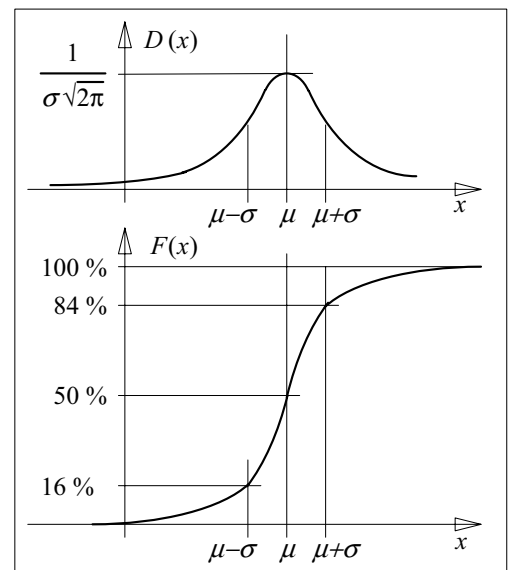


Bild 3.1-5: Gaußsche Normalverteilung mit Dichtefunktion $D(x)$ und Verteilungsfunktion $F(x)$.

Beispiel: Messreihe (Fortsetzung aus Kap3.1.1.4)

Für das in Kapitel 3.1.1.4 behandelte Beispiel ergibt sich aus den Messwerten als Schätzwert für den Erwartungswert $\mu \approx x_m = 99,47$ kV und als Schätzwert für die Standardabweichung $\sigma \approx s = 3,82$ kV. Die daraus errechneten Verteilungs- und Dichtefunktionen der Gaußschen Normalverteilung werden mit den empirischen Verteilungs- und Dichtefunktionen verglichen, Bild 3.1-6 und Bild 3.1-7.

Ergibt sich für die Verteilungsfunktion (wie im Beispiel) eine brauchbare *Übereinstimmung*

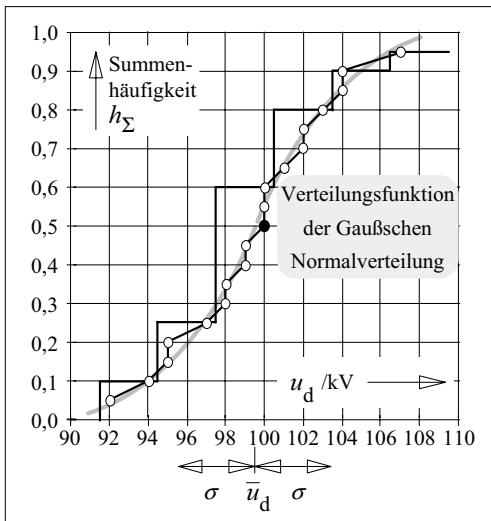


Bild 3.1-6: Vergleich der empirischen Verteilungsfunktion (Summenhäufigkeitspolygon) mit einer theoretischen Verteilungsfunktion (Gaußsche Normalverteilung).

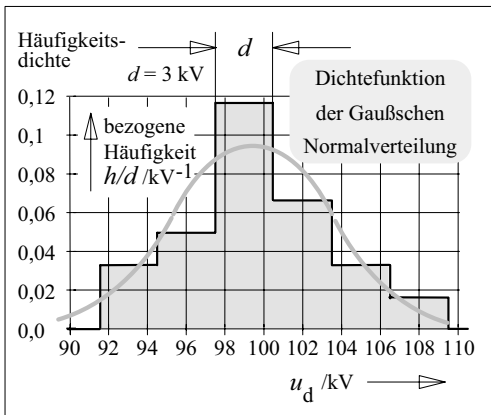


Bild 3.1-7: Vergleich der empirischen Dichtefunktion (bezogene Häufigkeit) mit einer theoretischen Dichtefunktion (Gaußsche Normalverteilung).

zwischen *Hypothese und Messung*, ist es gerechtfertigt, die Gaußsche Normalverteilung für die Berechnung von Wahrscheinlichkeiten einzusetzen.

Beispielsweise ergibt sich für $x = \mu - 3\sigma = 87,0$ kV nur noch eine Durchschlagswahrscheinlichkeit von 0,13 %, man kann diesen Wert somit als Orientierungswert für die *Stehspannung* u_{d0} ansehen. Für $x = \mu + 3\sigma = 110,9$ kV beträgt die Durchschlagswahrscheinlichkeit 99,87 %, man kann diesen Wert somit als Orientierungswert für die *sichere Durchschlagspannung* u_{d100} ansehen.

In ähnlicher Weise lässt sich auch die Frage beantworten, bei welcher Spannung mit einer bestimmten vorgegebenen Durchschlagswahrscheinlichkeit zu rechnen ist. Hierzu muss u.U. zwischen den in den Tabellen gegebenen Funktionswerten (bzw. Prozentsätzen) interpoliert werden.

Anmerkung: Die Dichtefunktionen sind als Ableitungen der Verteilungsfunktionen wesentlich empfindlicher gegen Abweichungen, Bild 3.1-7. Sie eignen sich deshalb weniger gut für einen Vergleich.

3.1.2.3 Die Weibull-Verteilung

Die Weibull-Verteilung ist eine nach unten beschränkte *Extremwertverteilung*. Sie eignet sich besonders für die Beschreibung von Durchschlagsvorgängen, für die eine minimale Durchschlagspannung u_{d0} als unterer Extremwert (Minimum) x_0 bzw. als Stehspannung angenommen werden kann, Bild 3.1-8.

Aus der Vorstellung, dass das betrachtete Ereignis (z.B. Durchschlag in einer Anordnung aus vielen parallelen Isolationsstrecken) als Extremwert aller möglichen Ereignisse (z.B. in der zufällig schwächsten Isolationsstrecke) eintritt, ergibt sich ein analytischer Ausdruck für die *Verteilungsfunktion* [44]. Er gilt für alle Werte x , die größer als der Anfangswert x_0 sind:

$$F(x) = 1 - e^{-\left\{\frac{x - x_0}{x_{63} - x_0}\right\}^\delta} \quad (3.1-10)$$

Für $x \leq x_0$ gilt $F(x) = 0$. Die *Dichtefunktion* $D(x)$ ergibt sich aus der Ableitung der Verteilungsfunktion $F(x)$, Bild 3.1-8 (oben).

Durch Einsetzen in Gl. (3.1-10) erhält man die Funktionswerte für einige Sonderfälle:

Anfangswert (z.B. Stehspannung)	$x = x_0$	$F(x) = 0$
63 %-Wert	$x = x_{63}$	$F(x) = 0,63$
Endwert (z.B. sichere Durchschlagspannung)	$x = \infty$	$F(x) = 1$

Die Weibull-Verteilung kann durch die *drei Parameter* x_0 (*Anfangswert*), x_{63} (*63 %-Wert*) und δ (*Weibull-Exponent*) an das Summenhäufigkeitspolygon (vgl. z.B. Bild 3.1-2) einer Messreihe angepasst werden. Dadurch ist grundsätzlich eine bessere Anpassung an die empirische Verteilungsfunktion möglich, als mit der Normalverteilung.

Ein Schätzwert für den *63 %-Wert* kann direkt aus dem Summenhäufigkeitspolygon entnommen werden. Beispielsweise ergibt sich aus Bild 3.1-2 $x_{63} = u_{d63} = 100,6$ kV.

Der *Anfangswert* x_0 kann prinzipiell auch aus dem Summenhäufigkeitspolygon abgelesen werden (z.B. $x_0 = 90$ kV in Bild 3.1-2). Allerdings besteht, insbesondere bei kleinem Stichprobenumfang, eine große *Unsicherheit* bzgl. dieser Festlegung. Um Fehlschlüsse, z.B. bei der Angabe der Stehspannung, zu vermeiden, muss für x_0 ein kleinerer Wert gewählt werden. Oft setzt man deshalb $x_0 = 0$ und kommt damit zur nur noch *zweiparametrischen Weibull-Verteilung*. Die Anpassungsfähigkeit an empirische Verteilungen ist damit allerdings erheblich beeinträchtigt.

Der *Weibull-Exponent* δ kann als Geradensteigung in einer doppelt logarithmischen Darstellung abgeschätzt werden. Aus Gl. (3.1-10) folgt

$$-\left\{\frac{x - x_0}{x_{63} - x_0}\right\}^{\delta} = \ln \{1 - F(x)\}$$

Aus Gründen der Darstellung in einem *Wahrscheinlichkeitsnetz* wird auf beiden Seiten der Gleichung der Zehnerlogarithmus gebildet:

$$\delta \cdot \lg \left\{ \frac{x - x_0}{x_{63} - x_0} \right\} = \lg \{-\ln [1 - F(x)]\}$$

Mit der Transformation

$$z = \frac{x - x_0}{x_{63} - x_0}$$

und

$$(3.1-11)$$

$$z_{63} = \frac{x_{63} - x_0}{x_{63} - x_0}$$

gilt

$$\delta \cdot \lg \frac{z}{z_{63}} = \lg \left\{ \ln \frac{1}{1 - F(x)} \right\} \quad (3.1-12)$$

Gl. (3.1-12) stellt eine *Geradengleichung* dar, in der der rechte Logarithmus die Ordinatenwerte, der linke Logarithmus die Abszissenwerte und der Weibull-Exponent δ die *Steigung* darstellt.

Für die *Bildung eines Wahrscheinlichkeitsnetzes* werden die beiden Logarithmen nume-

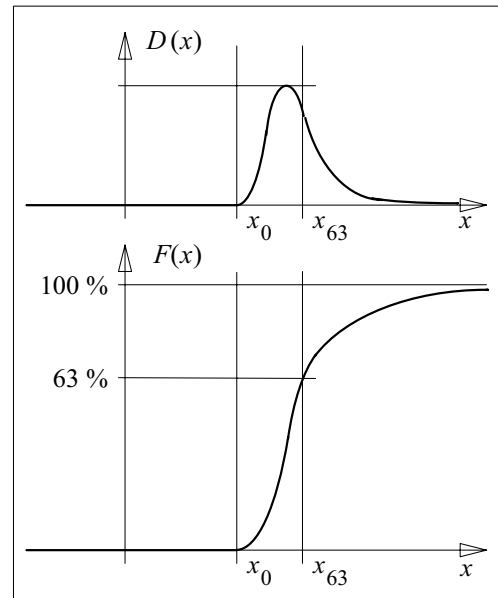


Bild 3.1-8: Weibull-Verteilung mit Dichtefunktion $D(x)$ und Verteilungsfunktion $F(x)$.

risch ausgewertet. Damit ergibt sich das Wahrscheinlichkeitsnetz für die Weibull-Verteilung mit logarithmisch geteilten Achsen, Bild 3.1-9:

Abszissen-		und Ordinaten- und Ordinatenteilung	
z/z_{63}	$\lg\{z/z_{63}\}$	$F(z)$	$\lg\{-\ln[1 - F(z)]\}$
0,1	- 1	0,01	- 1,998
0,2	- 0,699	0,02	- 1,695
0,3	- 0,523	0,05	- 1,290
0,4	- 0,398	0,1	- 0,977
0,5	- 0,301	0,2	- 0,651
0,6	- 0,222	0,3	- 0,448
0,7	- 0,155	0,4	- 0,292
0,8	- 0,097	0,5	- 0,159
0,9	- 0,046	0,6	- 0,038
1	0	0,7	0,081
2	0,301	0,8	0,207
3	0,477	0,9	0,362
4	0,602	0,99	0,663
5	0,699		
6	0,778		
7	0,845		
8	0,903		
9	0,954		
10	1		

Beispiel: Meßreihe (Fortsetzung)

Die in Bild 3.1-2 dargestellte *Summenhäufigkeitskurve* soll mit Hilfe der *Weibull-Verteilung* approximiert werden.

Für den 63 %-Wert folgt aus Bild 3.1-2 direkt $x_{63} = u_{d63} = 100,6$ kV. Für den Anfangswert x_0 muss eine (willkürliche) Festlegung getroffen werden. Man kann sich z.B. an der mit Hilfe der Normalverteilung geschätzten Stehspannung orientieren. Als Beispiel wird $x_0 = 87,4$ kV angenommen.

Somit ergibt sich

$$z = x - x_0 = x - 87,4 \text{ kV}$$

und

$$z_{63} = x_{63} - x_0 = 13,2 \text{ kV.}$$

Damit kann die Abszisse in Bild 3.1-9 auch in Spannungswerten unterteilt werden:

x/kV	92	93	94	95	96	97	98
z/z_{63}	0,348	0,424	0,500	0,576	0,652	0,727	0,803
	99	100	101	102	103	104	105
	0,879	0,955	1,030	1,106	1,182	1,258	1,333
	106	107	108				
	1,409	1,485	1,561				

Nach Übernahme der Werte aus Bild 3.1-2 ergibt sich ein Summenhäufigkeitspolygon, das durch eine *Ausgleichsgerade* angenähert werden kann, Bild 3.1-9.

Der *Weibull-Exponent* δ kann aus der Geradensteigung einer empirisch ermittelten Verteilungskurve ermittelt werden. Hierfür werden zwei Geradenpunkte z_1 und z_2 in Gl. (3.1-12) eingesetzt. Anschließend bildet man die Differenz der beiden Gleichungen:

$$\delta \cdot \left[\lg \frac{z_1}{z_{63}} - \lg \frac{z_2}{z_{63}} \right] = \lg \left\{ \ln \frac{1}{1 - F(z_1)} \right\} - \lg \left\{ \ln \frac{1}{1 - F(z_2)} \right\}$$

Für den Exponenten ergibt sich

$$\delta = \frac{\lg \left\{ \frac{\ln[1 - F(z_1)]}{\ln[1 - F(z_2)]} \right\}}{\lg \frac{z_1}{z_2}} \quad (3.1-13)$$

Nach Bild 3.1-9 gilt für das dargestellte **Beispiel einer Messreihe** bei $z_1/z_{63} = 0,29$ der Funktionswert $F(z_1) = 2\% = 0,02$ und bei $z_2/z_{63} = 1$ der Funktionswert $F(z_2) = 63\% = 0,63$. Aus Gl. (3.1-13) folgt für den Exponenten

$$\delta = 3,15$$

Damit sind für das vorliegende Beispiel *alle Parameter* der Weibull-Verteilung (x_0 , x_{63} und δ) geschätzt worden.

Anmerkung: Aus Gl. (3.1-11) und (-12) ergibt sich, dass die Größe des Exponenten δ in starkem Maße von der *Festlegung des Anfangswertes* x_0 abhängt. Bei einer Veränderung von x_0 muss also auch eine Neubestimmung von δ erfolgen.

3.1.2.4 Parameterschätzung

Weibull- und Normalverteilungen haben zwar eine herausragende Bedeutung für die Hochspannungstechnik, ihre Behandlung erfolgte aber gleichwohl nur exemplarisch. Es gibt noch eine Reihe *weiterer Verteilungen*, die in der Hochspannungstechnik eingesetzt werden (Lognormalverteilung, Doppel exponentialverteilung, Zweigrenzenverteilung, Gammaverteilung, χ^2 -Verteilung, F -Verteilung, t -Vertei-

lung, sowie Mischverteilungen). Für weitergehende Betrachtungen sei auf die Spezialliteratur verwiesen [44], [396].

Die für verschiedene Verteilungsfunktionen erforderlichen Parameter müssen aus Messwerten geschätzt werden. Beispiele sind in Kap. 3.1.1.3 sowie in den beiden vorstehenden

Kap. enthalten. Parameter wurden dabei z.B. durch graphische Geradenapproximation bestimmt. Die Statistik kennt eine Reihe von **Schätzverfahren**, die hier zumindest kurz erwähnt werden sollen:

1. Parameter-Schätzung durch **graphische Anpassung** (Beispiele s.o.)

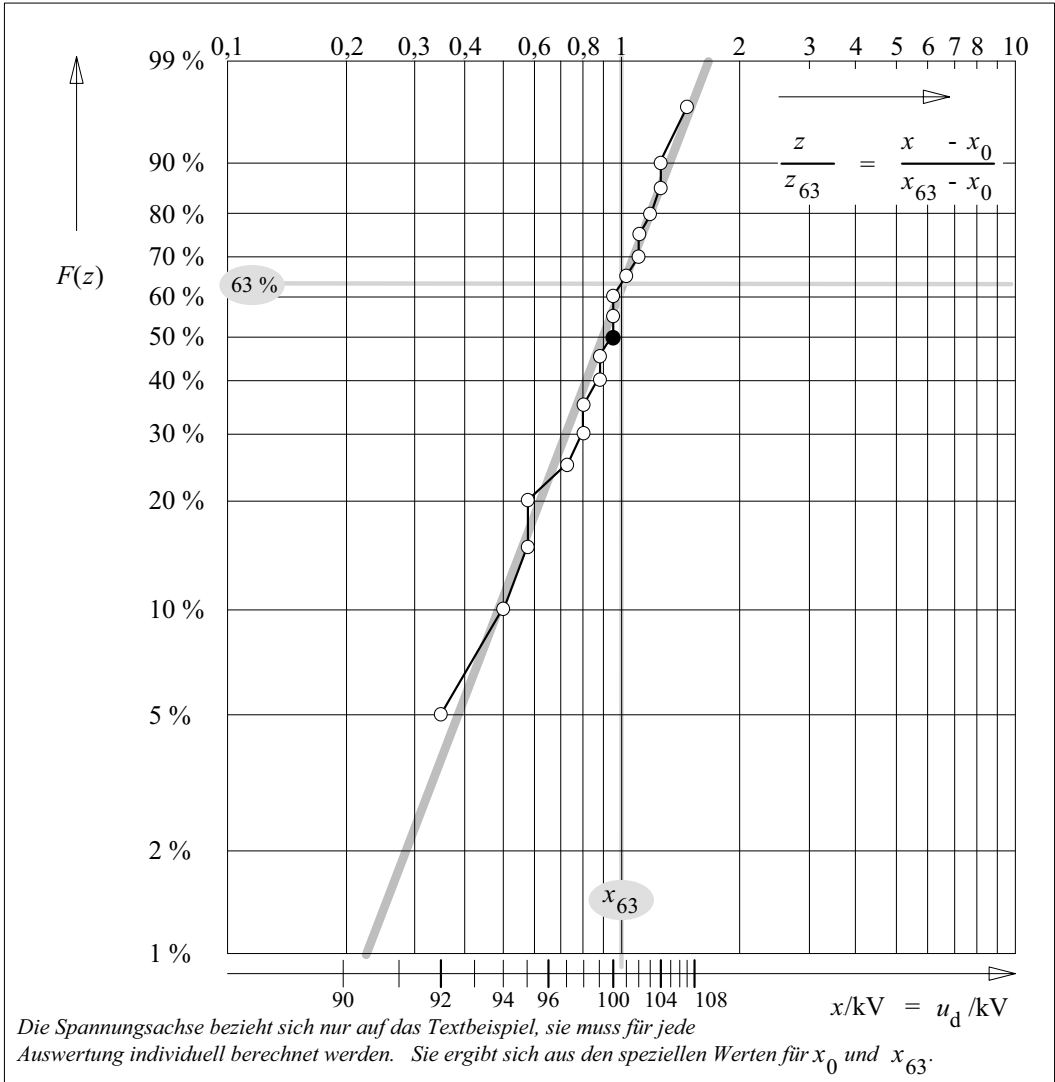


Bild 3.1-9: Wahrscheinlichkeitsnetz für die Weibull-Verteilung mit logarithmisch geteilten Achsen in bezogener Darstellung (Ordinate und obere Abszisse).

Darstellung des Summenhäufigkeitspolygons aus Bild 3.1-2 über einer in Spannungswerten geteilten Abszisse (unten).

Approximation der empirischen Verteilung aus Bild 3.1-2 durch eine Ausgleichsgerade.

2. Parameter-Schätzung durch Bildung **empirischer Momente** (Methode der Momente) als Schätzwerte für theoretische Momente. Die Mittelwertmaße nach Gl. (3.1-2) sind in diesem Sinne *Momente erster Ordnung*, die Streuungsmaße nach Gl. (3.1-4) und (-5) *Momente zweiter Ordnung*.

3. Bei der **Maximum Likelihood Methode** werden die Parameter so geschätzt, dass die Wahrscheinlichkeit der gezogenen Stichprobe maximal wird.

4. Bei der **Methode der kleinsten Quadrate** werden die Parameter so geschätzt, dass die mittleren quadratischen Abweichungen minimal sind.

Diese Methoden und die Methoden der **Intervallschätzung** erfordern eine intensivere Auseinandersetzung mit den mathematischen Grundlagen der Statistik, so dass an dieser Stelle auf das weiterführende Schrifttum verwiesen werden soll [44], [396].

3.1.3 Vergrößerungsgesetze

In der Hochspannungstechnik müssen häufig die Durchschlagspannungen, Durchschlagsfeldstärken oder Lebensdauerwerte, die an kleinen Versuchsmustern oder an wenigen Objekten ermittelt wurden, auf räumlich sehr viel *ausgedehntere* Isolierungen, auf eine sehr viel *größere Zahl* von Objekten oder auf sehr viel *längere Beanspruchungszeiten* übertragen werden.

Erfahrungsgemäß sinken die Festigkeiten (z.B. die 50 %-Durchschlagswerte) bei Vergrößerung der Anordnungen, z.B.

- mit zunehmender Elektrodenfläche („*Flächeneffekt*“),
- mit zunehmendem Isolationsvolumen („*Volumeneffekt*“),
- mit zunehmender Anzahl gleicher Objekte (*Effekt der großen Zahl*)
- und mit zunehmender Beanspruchungszeit („*Zeiteffekt*“, *Lebensdauerengesetz*).

Für eine statistische Begründung dieser Festigkeitsminderungen muss die betrachtete Anordnung in kleinere *Teilbereiche* zerlegt werden, in denen der Durchschlag *unabhängig voneinander* eintreten kann und für die die Verteilungsfunktionen aus Versuchen bekannt sind.

Die Forderung nach Unabhängigkeit ist insbesondere beim *Zeiteffekt* nicht gegeben. Die nach verschiedenen Beanspruchungszeiten versagenden Isolierungen sind im statistischen Sinne nicht mehr gleich, sie sind vielmehr durch zeitabhängige chemische und physikalische Vorgänge gealtert. Bei den meisten festen und flüssigen Isolierstoffen besteht zusätzlich zu den statistischen Streuungen ein *funktionaler Zusammenhang* zwischen Beanspruchungszeit und elektrischer Festigkeit. Lediglich im Bereich sehr kurzer Beanspruchungszeiten ist das (zufällige) Vorhandensein von Startelektronen maßgeblich für die Höhe der Durchschlagspannung bzw. -feldstärke.

Flächeneffekt und Volumeneffekt beruhen darauf, dass der Durchschlag ein *hochbeanspruchtes Isolierstoffvolumen* voraussetzt.

In *stark inhomogenen Feldern* liegt ein kritisch beanspruchtes Volumen nur in einer dünnen Schicht über der gekrümmten Elektrode vor, Bild 3.1-10. Bei einer Vergrößerung der Anordnung muss dabei im wesentlichen die Vergrößerung der *Elektrodenfläche* berücksichtigt werden, über der ein kritisch beanspruchtes Isolierstoffvolumen existiert (Flächeneffekt). Fehlstellen im Isolierstoff wirken sich nur unmittelbar über der Elektrodenfläche festigkeitssenkend aus.

In *homogenen und schwach inhomogenen Feldern* muss bei einer Vergrößerung der Anordnung die Vergrößerung des gesamten (weil kritisch beanspruchten) *Isolierstoffvolumens* berücksichtigt werden (Volumeneffekt), Bild 3.1-10. Fehlstellen im Isolierstoff wirken sich nämlich überall im Isolierstoffvolumen festigkeitssenkend aus.

Flächen- und Volumeneffekt, sowie parallele Objekte sollen als Parallelschaltung von *m gleichartigen und unabhängigen Elementen* (Flächen- und Volumenelementen bzw. Objek-

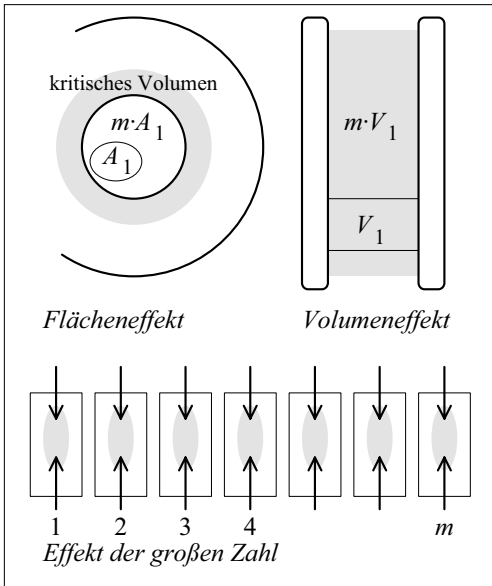


Bild 3.1-10: Vergrößerungsgesetze als Flächeneffekt, als Volumeneffekt und als Effekt der großen Zahl, jeweils mit grau hinterlegtem kritisch beanspruchtem Isolierstoffvolumen.

ten) betrachtet werden, Bild 3.1-11. Die Verteilungsfunktion $F_1(u_d)$ für die Durchschlagsspannung eines einzelnen Elementes (Index 1) soll als bekannt angenommen werden (**Durchschlagswahrscheinlichkeit**). Gesucht ist die Verteilungsfunktion $F_m(u_d)$ für die Durchschlagspannung von m parallelen Elementen (Index m).

Es wird die Wahrscheinlichkeit W_1 für das **Nicht-Auftreten** eines Durchschlages in einem einzelnen Element 1 betrachtet (**Haltewahrscheinlichkeit**):

$$W_1(u_d) = 1 - F_1(u_d) \quad (3.1-14)$$

Bei Parallelschaltung mehrerer gleichartiger Elemente sinkt die Wahrscheinlichkeit W_m für das Nicht-Auftreten eines Durchschlages. Sie kann durch *Multiplikation der Einzelwahrscheinlichkeiten* berechnet werden:

$$\begin{aligned} W_m &= W_1 \cdot W_1 \cdot W_1 \cdot W_1 \cdot \dots \cdot W_1 \\ &= [1 - F_1(u_d)] \cdot [1 - F_1(u_d)] \cdot \dots \\ &\quad \dots \cdot [1 - F_1(u_d)] \end{aligned}$$

$$= [1 - F_1(u_d)]^m \quad (3.1-15)$$

Anmerkung: Für $m \rightarrow \infty$ strebt W_m gegen Null, d.h. es tritt mit Sicherheit ein Durchschlag auf, Bild 3.1-11. Dies gilt allerdings nur oberhalb des Anfangswertes u_{d0} . Darunter kann kein Durchschlag auftreten („Einpunktverteilung“). Der korrekten Festlegung des *Anfangswertes* u_{d0} kommt insbesondere im Bereich niedriger Durchschlagswahrscheinlichkeiten eine große Bedeutung zu.

Im Bereich kleiner Durchschlagswahrscheinlichkeiten $F_1(u_d) \ll 1$ kann Gl. (3.1-15) in eine Reihe entwickelt und nach dem ersten Glied abgebrochen werden:

$$W_m(u_d) \approx 1 - m \cdot F_1(u_d) \quad (3.1-16)$$

Für die Durchschlagswahrscheinlichkeit von m parallelen Elementen folgt damit

$$\begin{aligned} F_m(u_d) &= 1 - W_m(u_d) \\ &\approx m \cdot F_1(u_d) . \end{aligned} \quad (3.1-17)$$

Beispiel: Kondensatorbatterie

Eine Kondensatorbatterie wird aus 40 Kondensatoren aufgebaut, für die bei einer Ladespannung $U = 10$ kV mit einer Durchschlagswahrscheinlichkeit $F_1(10 \text{ kV}) = 0,1 \%$ zu rechnen ist. Für die Parallelschaltung der Kondensatoren wäre dann mit einer Durchschlagswahrscheinlichkeit $F_{40}(10 \text{ kV}) \approx 40 \cdot 0,1 \% = 4 \%$ zu rechnen.

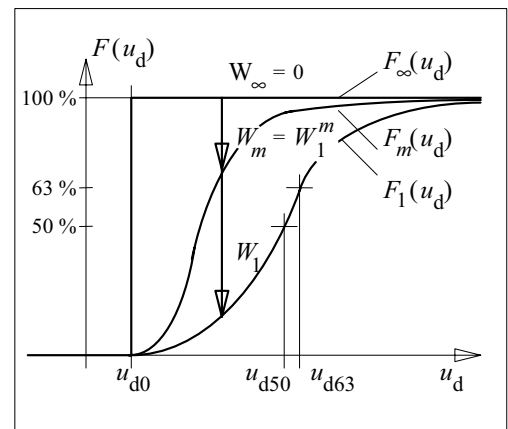


Bild 3.1-11: Vergrößerungsgesetz bei Parallelschaltung gleichartiger Elemente für eine Verteilungsfunktion mit unterer Schranke (z.B. Weibull-Verteilung).

Dies ist natürlich für Geräte, die bei einem Durchschlag zerstört werden, ein unakzeptabel hoher Wert. Die Ladespannung darf deshalb nicht über eine sichere Stehspannung U_{d0} hinaus gesteigert werden.

Das *Vergrößerungsgesetz* wirkt sich vor allem in einer Absenkung der 50 %- und der 63 %-Durchschlagsspannungen aus, Bild 3.1-11. Diese Absenkung kann für die Weibull-Verteilung nach Gl. (3.1-10) berechnet werden. Mit Gl. (3.1-15) gilt

$$\begin{aligned} W_m(u_d) &= \left[e^{-\left\{ \frac{u_d - u_{d0}}{u_{d63} - u_{d0}} \right\}^\delta} \right]^m \\ &= e^{-m \cdot \left\{ \frac{u_d - u_{d0}}{u_{d63} - u_{d0}} \right\}^\delta} \quad (3.1-18) \end{aligned}$$

Die weitere Betrachtung gestaltet sich besonders einfach, wenn näherungsweise von einer *zweiparametrischen Weibull-Verteilung* mit $u_{d0} = 0$ ausgegangen wird. Der dabei für kleine Wahrscheinlichkeiten verursachte Fehler ist bei den betrachteten mittleren Wahrscheinlichkeiten ohne Bedeutung.

Für die *Verschiebung einer Durchschlagspannung* (z.B. u_{d50} oder u_{d63}), von $u_{d(1)}$ bei einem Element nach $u_{d(m)}$ bei m Elementen, gilt die Bedingung, dass die zugehörigen Wahrscheinlichkeiten gleich sind:

$$W_1(u_{d(1)}) = W_m(u_{d(m)})$$

Sie kann nur erfüllt sein, wenn die sich aus Gl. (3.1-18) ergebenden Exponenten gleich sind. Mit $u_{d0} = 0$ folgt

$$\left\{ \frac{u_{d(1)}}{u_{d63}} \right\}^\delta = m \cdot \left\{ \frac{u_{d(m)}}{u_{d63}} \right\}^\delta$$

bzw.

$$\frac{1}{m} = \left\{ \frac{u_{d(m)}}{u_{d(1)}} \right\}^\delta$$

Damit ergibt sich das *Vergrößerungsgesetz* für m parallele Elemente:

$$\frac{u_{d(m)}}{u_{d(1)}} = \left\{ \frac{1}{m} \right\}^{\frac{1}{\delta}} \quad (3.1-19)$$

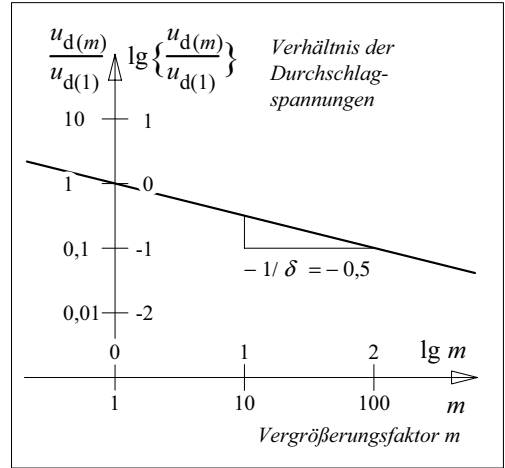


Bild 3.1-12: Vergrößerungsgesetz in doppelt logarithmischer Darstellung. Die dargestellte Geradensteigung ist als Beispiel anzusehen.

In doppelt logarithmischer Darstellung kann $1/\delta$ als Steigung einer fallenden Geraden angesehen werden, Bild 3.1-12:

$$\lg \left\{ \frac{u_{d(m)}}{u_{d(1)}} \right\} = -\frac{1}{\delta} \cdot \lg \{m\} \quad (3.1-20)$$

Im Fall von *parallelgeschalteten Elementen* gibt m die Anzahl an. Beim *Volumeneffekt* ist m das Verhältnis der zu betrachtenden Volumina:

$$m = V_m/V_1 \quad (3.1-20a)$$

Beim *Flächeneffekt* ergibt sich m aus dem Verhältnis der zu betrachtenden Flächen:

$$m = A_m/A_1 \quad (3.1-20b)$$

Beispiel: Messreihe (Fortsetzung)

Aus dem in Bild 3.1-3a dargestellten Summenhäufigkeitspolygon soll das für die Anordnung geltende *Vergrößerungsgesetz* bestimmt werden.

Zunächst ist aus den Messwerten der Weibull-Exponent δ für eine zweiparametrische Verteilung mit $u_{d0} = 0$ aus Gl. (3.1-13) zu ermitteln. Für die beiden einzusetzenden Funktionspunkte $F(z_1)$ und $F(z_2)$ werden aus dem Summenhäufigkeitspolygon in Bild 3.1-3a die Funktionswerte $F(100,6 \text{ kV}) = 63 \%$ und $F(94 \text{ kV}) = 10 \%$ ausgewählt. Nach Gl. (3.1-11) sind die einzusetzenden Abszissenwerte z mit den Durchschlagsspannungen u_d identisch, weil $x_0 = u_{d0} = 0$ gesetzt wurde. Gl. (3.1-13) ergibt damit den *Exponenten*

$$\delta = 37.$$

Er unterscheidet sich stark von dem für eine dreiparametrische Verteilung ermittelten Exponenten (vgl. Beispiel nach Gl. (3.1-13)). Die *Geradensteigung* in doppelt exponentieller Darstellung nach Bild 3.1-12 ist damit

$$-1/\delta = -0,027.$$

Bei einem Vergrößerungsfaktor $m = 100$ bedeutet dies nach Gl. (3.1-19) eine *Festigkeitsabsenkung* auf etwa 88 %. D.h. u_{d63} würde von 100,6 kV auf 88,5 kV sinken. Für u_{d50} ergäbe sich eine Absenkung von 99,3 kV auf etwa 87,4 kV.

Das Beispiel zeigt deutlich, dass man bei der Übertragung von Versuchsergebnissen auf sehr viel *größere Isolierungen* u.U. erhebliche *Festigkeitsminderungen* berücksichtigen muss.

Anmerkung: Ein genauerer Wert für den Weibull-Exponenten ergibt sich aus der Geradensteigung in einem *Wahrscheinlichkeitsnetz* nach Bild 3.1-9. Die zugrundegelegte *Ausgleichsgerade* mittelt zwischen allen Punkten und vermeidet dadurch den Fehler, der sich aus der Abweichung der ausgewählten Funktionspunkte von der theoretischen Verteilungsfunktion ergibt.

Beispiel: Kabelstrecke

Die Festigkeit einer 1 km langen Kabelstrecke soll in Form der 50 %-Durchschlagspannung abgeschätzt werden. In Versuchen wird u_{d50} an 10 cm und 3 m langen Kabelstücken zu 92 kV und 83 kV ermittelt.

Bei Annahme einer zweiparametrischen Weibull-Verteilung mit $u_{d0} = 0$ ist das Vergrößerungsgesetz nach Gl. (3.1-20) gültig. Der Vergrößerungsfaktor kann entweder aus der inneren Leiteroberfläche oder aus dem Isolierstoffvolumen als Verhältnis der Längen gebildet werden. Mit $m = 3$ m/0,1 m = 30 und einem Spannungsverhältnis von 83 kV/92 kV = 0,902 ergibt sich $1/\delta = 0,0303$ bzw. $\delta = 33$.

Die **Hochrechnung** auf ein 1 km langes Kabelstück nach Gl. (3.1-19) führt mit $m = 1000$ m/3 m = 333 auf ein Spannungsverhältnis von 0,839. D.h. es ergibt sich eine 50 %-Durchschlagspannung

$$u_{d50} = 0,839 \cdot 83 \text{ kV} = 69,6 \text{ kV}.$$

3.1.4 Korrelation und Regression, Lebensdauergesetz

Wie schon im vorstehenden Kap. 3.1.3 erwähnt, können sich *statistische Streuung* und *funktionale Zusammenhänge* gleichzeitig auf die Höhe von Messwerten auswirken.

Beispiel: Lebensdauergesetz

Ein Beispiel ist die Ermittlung von Durchschlagszeiten in einem Konstantspannungsversuch, Bild 3.1-1d. In Feststoffisolierungen ergibt sich meist eine ausgeprägte Veränderung der Durchschlagszeiten als Funktion der Spannungshöhe („Lebensdauergesetz“).

Beispiel: Stoßkennlinie

Ein weiteres Beispiel ist die Aufnahme von Stoßkennlinien für Gasentladungsstrecken, Bild 3.1-1c. Auch dabei ergibt sich ein funktionaler Zusammenhang zwischen der Amplitude der angelegten Stoßspannung und der Durchschlagszeit.

Die einfachste Methode zur Überprüfung eines *funktionalen Zusammenhangs* zwischen zwei Zufallsgrößen X und Y (d.h. z.B. zwischen Spannungsamplitude und Durchschlagszeit) besteht in einer *graphischen Darstellung*. Oft ist es möglich, eine *Ausgleichskurve* oder Ausgleichsgerade (*Regressionsgerade*) nach *Augenmaß* durch die Messpunkte (x_i, y_i) , bzw. (u_i, t_i) zu legen, Bild 3.1-1c) und d). Dadurch wird der Zentralwert (Median) dargestellt, in den genannten Beispielen die 50 %-Durchschlagszeit t_{d50} .

Auf diese Weise können beliebige Messgrößen auf einen Zusammenhang geprüft werden. Häufig interessiert z.B. die Frage, ob irgend eine Größe von einem *Parameter* abhängig ist, wie etwa die Durchschlagszeit von der Spannungsamplitude, die Durchschlagspannung vom Gasdruck usw.. Beispielsweise kann auch untersucht werden, ob verschiedene Prüfverfahren vergleichbare Aussagen liefern, d.h. man könnte etwa untersuchen, ob es für bestimmte Prüfobjekte einen Zusammenhang zwischen den Teilentladungseinsatzspannungen und Stoßdurchschlagspannungen gibt.

Eine *objektivere Methode* besteht darin, die Verteilungsfunktion der Zufallsgröße (z.B. der Durchschlagszeit t_d) für verschiedene Werte des Parameters (z.B. der beanspruchenden Spannung u_d) zu untersuchen. Aus den sich ergebenden Punkten für eine bestimmte Durchschlagshäufigkeit (beispielsweise 50 % und 10 %) können die entsprechenden Ausgleichskurven als Schätzwerte für die entsprechenden Durchschlagswahrscheinlichkeiten

gelegt werden. Das Vorgehen soll am Beispiel einer Lebensdauerkennlinie erläutert werden:

Beispiel: Lebensdauerkennlinie, Alterung

Feste hochpolymere Isolierstoffe, verändern sich unter der Wirkung elektrischer Beanspruchungen. Sie haben i.d.R. eine mit der Beanspruchungszeit *abnehmende elektrische Festigkeit*. Erfahrungsgemäß kann die *Lebensdauerkennlinie* mit der Proportionalität

$$u_d/u_0 \sim (t_d/t_0)^{-1/k} \quad (3.1-21)$$

angenähert werden, wenn sich in dem betrachteten Bereich der physikalisch-chemische Mechanismus der Alterung nicht verändert. Die Größen u_0 und t_0 sind Konstanten bzw. Bezugsgrößen, k ist der „*Lebensdauerexponent*“. In doppelt logarithmischer Darstellung ist Gl. (3.1-21) eine Gerade (*Lebensdauergerade*) mit der Steigung $-1/k$:

$$\lg(u_d/u_0) = (-1/k) \cdot \lg(t_d/t_0) + K \quad (3.1-22)$$

Die experimentelle Bestimmung einer Lebensdauerkurve erfolgt im sogenannten *Konstantspannungsversuch*, Bild 3.1-13. Dabei wird für jeden Spannungswert eine größere Zahl von Prüflingen bei konstanten Spannungen $u_{d(1)}$, $u_{d(2)}$, $u_{d(3)}$, ... jeweils bis zum Durchschlag beansprucht. Daraus ergeben sich zugehörige Verteilungen der *Durchschlagszeit* t_d , die entweder durch Summenhäufigkeitspolygone oder durch daraus abgeleitete theoretische Verteilungsfunktionen beschrieben werden können, Bild 3.1-13. Häufig eignet sich dafür die zweiparametrische Weibull-Verteilung.

Durch Übertragung der 50 %-Durchschlagszeiten in ein Spannungs-Zeit-Diagramm ergibt sich die Lebensdauerkurve für eine Durchschlagswahrscheinlichkeit von 50 %. Entsprechend kann man auch Lebensdauerkurven für andere Durchschlagswahrscheinlichkeiten (z. B. für 10 % und 90 %, vgl. Bild 3.1-13) ermitteln.

Anmerkung: Typische Werte für den **Lebensdauerexponenten** k liegen in der Größenordnung von $k \approx 9$ (für Polyäthylen) und $k \approx 13$ (für gefülltes Epoxidharz), er ist hauptsächlich

vom Material abhängig [44]. Die übrigen Größen in der Lebensdauerogl. (3.1-22) werden auch sehr stark von der Versuchsanordnung bestimmt.

Anmerkung: Oft müssen Isolationen für eine auch nach Jahrzehnten noch sehr geringe Durchschlagswahrscheinlichkeit ausgelegt werden. Prinzipiell könnte mit den theoretischen Verteilungsfunktionen nach Bild 3.1-13 auch eine *Lebensdauerkurve für sehr kleine Wahrscheinlichkeiten* (z.B. 0,1 %) angegeben werden. Allerdings liegt darin eine große Gefahr von Fehlschlüssen:

- Die *Art der Verteilungsfunktion* und die Größe ihrer Parameter sind bei geringem Stichprobenumfang oft nicht hinreichend genau bekannt.
- Im Laufe der Zeit kann sich der Alterungsmechanismus verändern, was sich in einer

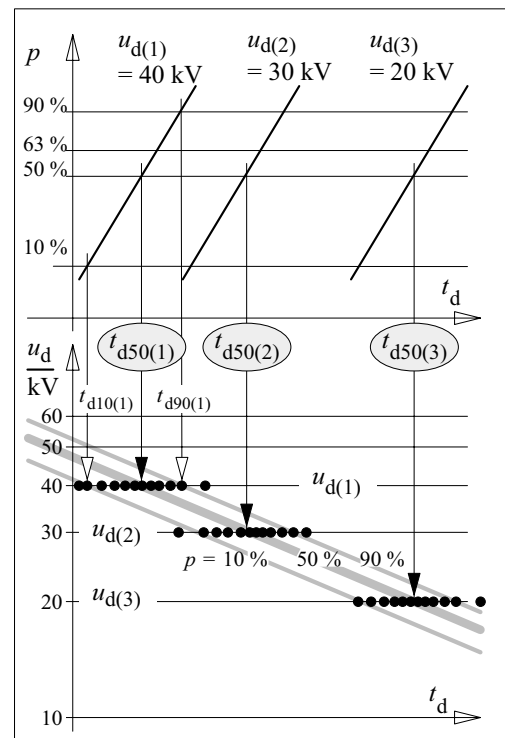


Bild 3.1-13: Konstantspannungsversuche mit statistisch verteilten Durchschlagszeiten (oben) zur Ermittlung einer Lebensdauerkennlinie in doppelt logarithmischer Darstellung (unten).

anderen Größe des *Lebensdauerexponenten* k äußert. D.h. man muss u.U. mit einem Abknicken der Lebensdauergeraden rechnen.

- Die *Übertragbarkeit* von Daten, die an (kleinen) Versuchsmustern innerhalb kurzer Zeiträume unter definierten Bedingungen gewonnen wurden, auf (große) dauernd beanspruchte Isolierungen ist oft recht unsicher.

In der Praxis wählt man deshalb sehr große „Sicherheitsabstände“ zu den Lebensdauerkurven. D.h. die tatsächlichen Beanspruchungen werden oft weit niedriger angesetzt, als es nach einer Lebensdauerkurve möglich erscheint.

Bei großen Streuungen der Messwerte und bei schwach ausgeprägten funktionalen Zusammenhängen ist der **Augenschein** oft *nicht mehr ausreichend*, Zusammenhänge zu erkennen und Ausgleichskurven zu bestimmen. Man bedient sich deshalb der mathematischen **Korrelationsanalyse**, um aus gegebenen Wertepaaren (x_i, y_i) auf einen funktionalen Zusammenhang der Zufallsgrößen X und Y (z.B. Durchschlagspannung und -zeit) zu schließen. Aus den Größen x_i und y_i werden die empirischen Varianzen sowie die Standardabweichungen s_x und s_y nach Gl. (3.1-5), sowie eine empirische **Kovarianz**

$$s_{xy} = \frac{1}{n-1} \cdot \sum_{i=1}^n (x_i - x_m) \cdot (y_i - y_m) \quad (3.1-23)$$

gebildet. Die Verknüpfung dieser Größen zu einem empirischen *Korrelationskoeffizienten*

$$r = s_{xy} / (s_x s_y) \quad (3.1-24)$$

gibt ein Maß für die Stärke des Zusammenhanges. Bei $r = 0$ wird auf das Fehlen eines funktionalen Zusammenhanges geschlossen, $r = \pm 1$ deutet auf eine vollständige Korrelation.

Die Beschreibung des funktionalen Zusammenhanges erfolgt aufgrund der **Regressionsanalyse**. Im einfachsten Fall einer linearen Verknüpfung (lineare Regression) werden die Koeffizienten einer *Regressionsgeraden*

$$y = a_{yx} + b_{yx}x \quad \text{bzw.} \quad x = a_{xy} + b_{xy}y \quad (3.1-25)$$

so bestimmt, dass die Summe der

vertikalen y - bzw. horizontalen x -Abweichungen minimal wird.

$$y \text{ und } x \quad \text{bzw.} \quad x \text{ und } y$$

sind dabei das *abhängige und das unabhängige Merkmal*. Für den sogenannten *Regressionskoeffizienten* b gilt

$$b_{yx} = r \cdot s_y / s_x \quad \text{bzw.} \quad b_{xy} = r \cdot s_x / s_y \quad (3.1-26)$$

und für den *Lagekoeffizienten* a

$$a_{yx} = y_m - b_{yx}x_m \quad \text{bzw.} \quad a_{xy} = x_m - b_{xy}y_m \quad (3.1-27)$$

Je nachdem ob x oder y als unabhängiger Parameter aufgefasst wird, ergeben sich unterschiedliche Geraden, die im Falle unkorrelierter Merkmale ($r = 0$) senkrecht aufeinander stehen. Im Falle vollständiger Korrelation ($r = \pm 1$) fallen die beiden Geraden zusammen [6], [44].

3.2 Gasentladungen

Gase sind unter der Wirkung niedriger elektrischer Feldstärken vergleichsweise sehr gute Isolierstoffe mit niedrigen Verlusten, niedriger Leitfähigkeit und einer nahezu frequenzunabhängigen Dielektrizitätszahl $\epsilon_r \approx 1$. Gase sind deshalb, insbesondere in Form der uns umgebenden Luft, der „naturgegebene“ Isolierstoff schlechthin. Flüssige und feste Isolierstoffe sind aus elektrischer Sicht nur dann erforderlich, wenn die elektrische Festigkeit des Gases nicht ausreichend ist.

Leider besitzen Gase i.d.R. eine deutlich niedrigere elektrische Festigkeit als feste und flüssige Isolierstoffe. Unter bestimmten Beanspruchungsbedingungen treten charakteristische Entladungserscheinungen (Gasentladungen) auf, die sich in einem nichtlinearen Zusam-

menhang zwischen Strom und Spannung (Gasentladungskennlinie, Kap. 3.2.1) äußern.

Gase weisen im Vergleich zu festen und flüssigen Isolierstoffen sehr gut definierbare physikalische Eigenschaften auf. Man kann deshalb im homogenen Feld für nahezu raumladungsfreie Verhältnisse die Durchschlagspannung mit Hilfe eines physikalischen Modells mathematisch formulieren (Paschen-Gesetz, Kap. 3.2.2).

Darüber hinaus sind die raumladungsbeschwerte Entladung (Kanalentladung, Kap. 3.2.3), die Stoßkennlinien (Kap. 3.2.4), die Entladungsformen im inhomogenen Feld (Kap. 3.2.5), die Oberflächenentladungen (Kap. 3.2.6) und die stromstarken Entladungen (Kap. 3.2.7) von besonderer Bedeutung.

3.2.1 Gasentladungskennlinien

3.2.1.1 Unselbständige und selbständige Entladung

Bei geringen elektrischen Feldstärken ist der durch eine Entladungsstrecke fließende Strom der angelegten Spannung proportional („ohmscher Bereich“), Bild 3.2-1. Die im Gas vorhandenen frei beweglichen Ladungsträger in Form von negativen Elektronen und positiven Ionen entstehen unter der Einwirkung von Strahlung (*Photoionisation*, z.B. durch kosmische Strahlung oder UV-Licht) und durch Stoßprozesse aufgrund der thermischen Bewegung der Gasmoleküle bzw. der Gasatome (*Thermoionisation*). Durch Anlagerung von Elektronen an Moleküle und Atome können auch negative Ionen entstehen. Die Zahl der freien Ladungsträger wird durch das Gleichgewicht zwischen *Generation* und *Rekombination* bestimmt [25]. Durch den im Gas fließenden Strom entstehen *keine* zusätzlichen Ladungsträger, man spricht deshalb von der **unselbständigen Entladung**.

Mit zunehmender Feldstärke wächst der Strom an und erreicht einen Sättigungswert, wenn alle erzeugten Ladungsträger durch das elektri-

sche Feld abgezogen werden, ehe sie rekombinieren können. Die *Sättigungsstromdichte* ist verschwindend gering, sie wird mit etwa

$$J_{\text{sätt.}} \approx 10^{-18} \text{ A/cm}^2 \quad (3.2-1)$$

angegeben [25], vgl. auch Kap. 4.2.2.1.

Bei weiter zunehmender Spannung bzw. Feldstärke können die im elektrischen Feld beschleunigten Ladungsträger innerhalb der ihnen zur Verfügung stehenden *freien Weglänge* so viel Energie aufnehmen, dass durch Stoßprozesse neue Ladungsträger in nennenswerter Anzahl auftreten (*Stoßionisation*). Die Ladungsträger werden also durch die Entladung selbst erzeugt, man spricht deshalb von der **selbständigen Entladung**, Bild 3.2-1. selbständige Entladung

3.2.1.2 Gasentladungskennlinie, Einstellung von Arbeitspunkten

Die zusätzlichen, durch Stoßionisation erzeugten Ladungsträger führen zu einem Ansteigen des Stromes bei nahezu konstanter Spannung. Diese Spannung wird als *Zündspannung* bezeichnet.

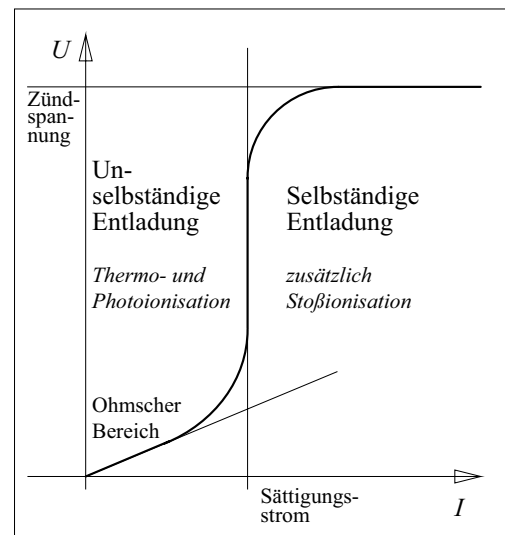


Bild 3.2-1: Gasentladungskennlinie im Übergangsbereich von der unselbständigen zur selbständigen Entladung (schematisch).

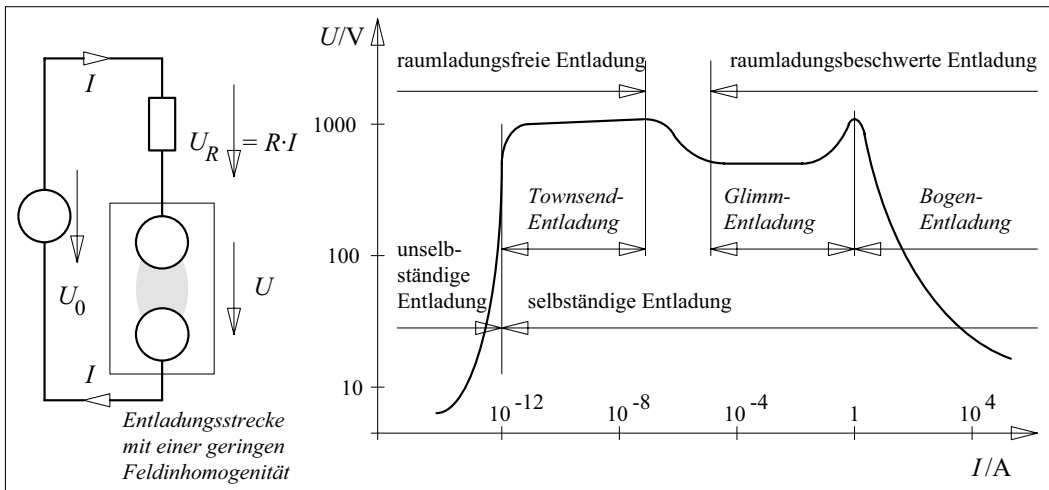


Bild 3.2-2: U,I -Gasentladungskennlinie in doppelt logarithmischer Darstellung für ein Beispiel (schematisch).

Im *homogenen Feld* und in einem *niederohmi-gen Stromkreis* führt das Erreichen der Zündspannung unmittelbar zu einem sehr starken Stromanstieg und zum Zusammenbruch der Spannung, d.h. zum *Durchschlag*. D.h. in diesem Fall ist die *Zündspannung* U_z gleich der *Durchschlagsspannung* U_d .

In einem Stromkreis mit *Strombegrenzung* (durch einen Widerstand oder durch den feldschwachen Bereich eines stark inhomogenen Feldes) ergibt sich bei Erreichen der Zündspannung ein stabiler Entladungszustand, ohne dass es zum Durchschlag kommt. Diese *Vorentladungen* oder *Teilentladungen* werden wegen der damit verbundenen Leuchterscheinungen auch als „Glimmen“ oder als *Glimmentladung* bezeichnet. D.h. in diesem Fall ist die *Zündspannung* U_z gleich der *Einsatzspannung* U_e für Vorentladungen oder Teilentladungen.

Der sehr stark nichtlineare Zusammenhang zwischen Strom und Spannung einer Gasentladungsstrecke wird durch die sogenannte **Gasentladungskennlinie** für ein *annähernd homogenes Feld* beschrieben, Bild 3.2-2. Sie wird wegen der über viele Größenordnungen variierenden Ströme und Spannungen mit doppelt logarithmischer Achsenteilung dargestellt.

Nach Erreichen der Zündspannung kommt es aufgrund von Stoßionisation zu einem starken

Stromanstieg, ohne dass die Spannung weiter erhöht werden muss. Zunächst haben die sich bildenden Raumladungen noch keinen nennenswerten Einfluss auf die elektrische Feldstärke im homogenen Feld. Man spricht von der *raumladungsfreien Townsend-Entladung*.

Bei der stark zunehmenden Stromstärke bilden sich schließlich Raumladungen, die zu starken Feldveränderungen führen (*raumladungsbeschwerte Entladung*). Dadurch ergibt sich ein weiterer Stromanstieg, selbst bei fallender Spannung. In diesem Bereich wird die mit den Stoß- und Rekombinationsprozessen verbundene Aussendung von Licht so intensiv, dass eine für das menschliche Auge sichtbare Leuchterscheinung (*Glimmentladung*) entsteht.

Bei sehr großen Strömen wird die Ladungsträgererzeugung durch die in der Entladungsstrecke umgesetzte Stromwärme bestimmt. D.h. durch *Thermoionisation* werden sehr viele Ladungsträger gebildet und es entsteht ein sehr gut leitfähiges Plasma, so dass eine geringe Spannung ausreichend ist, den Entladungsstrom zu treiben. Man spricht von einer *Bogenentladung* und bezeichnet die Erscheinung aufgrund der intensiven Leuchterscheinung als *Lichtbogen*. Der genaue Verlauf der fallenden U,I -Kennlinie ergibt sich aus dem *thermischen Gleichgewicht* zwischen erzeugter Stromwärmeleistung $U \cdot I$ und der durch Kon-

vektion, Strahlung und Wärmeleitung abgeführten Wärmeleistung P_{ab} :

$$U \cdot I = P_{ab} \quad (3.2-2)$$

Welche **Entladungsform** sich einstellt, hängt von der Höhe der *Quellenspannung* und der Größe des *Widerstandes* im Stromkreis ab. Man kann den *Arbeitspunkt* auf der Gasentladungskennlinie mit Hilfe von Widerstandsgeraden ermitteln, Bild 3.2-3. Dabei sind drei Arbeitspunkte (1, 2 und 3) möglich, in denen der Spannungsabfall am Widerstand $U_R = R \cdot I$ und der Spannungsbedarf U der Entladungsstrecke gerade so groß sind wie die anliegende Quellenspannung U_0 .

Ist die *Summe* der beiden Teilspannungen kleiner oder größer als die Quellenspannung, ergibt sich aufgrund der Spannungs Differenz eine Erhöhung bzw. eine Verminderung des Stromes I . Damit ist erkennbar, dass nach einer Abweichung aus den Arbeitspunkten 1 oder 3 die Stromänderung wieder in den jeweiligen Arbeitspunkt zurückführt. Sie sind also *stabil*. Eine Abweichung aus dem Arbeitspunkt 2 führt zu einer Stromänderung, die noch weiter von diesem Arbeitspunkt wegführt. Er ist also *instabil*.

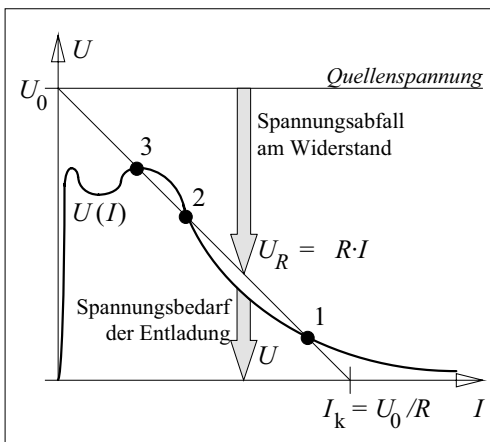


Bild 3.2-3: Mögliche Arbeitspunkte in den Schnittpunkten von Gasentladungskennlinie und Widerstandsgeraden bei linearer Achsenteilung: (1) stabiler, (2) instabiler und (3) stabiler Arbeitspunkt (schematisch).

Verschiedene Arbeitspunkte auf der Gasentladungskennlinie können durch eine Veränderung der Quellenspannung U_0 eingestellt werden, Bild 3.2-4. Die Arbeitspunkte ergeben sich durch eine entsprechende *Verschiebung* der Widerstandsgeraden.

Beim *Steigern* der Quellenspannung U_0 stellt sich für Spannungen unterhalb der Zündspannung der Sättigungsstrom ein (AP 1). Nach Überschreiten der Zündspannung ergibt sich eine stabile Glimmentladung (AP 2), deren Intensität bei weiterem Steigern der Spannung zunimmt (AP 3). Schließlich erfolgt der Übergang zur Bogenentladung bei sehr großem Strom (AP 4). Der größte Teil der Quellenspannung fällt dabei am Vorwiderstand R ab.

Beim *Absenken* der Quellenspannung werden die gekennzeichneten Arbeitspunkte in der Reihenfolge 4, 5, 6 und 7 durchlaufen.

Anmerkung: Das Anfahren verschiedener Arbeitspunkte ist auch bei konstanter Quellenspannung durch *Veränderung des Vorwiderstandes* möglich. Sie müssten in Bild 3.2-4 durch Widerstandsgeraden mit unterschiedlicher Steigung ermittelt werden.

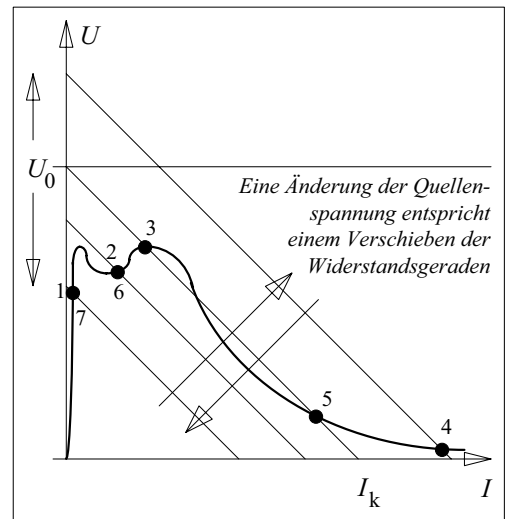


Bild 3.2-4: Veränderung der Arbeitspunkte auf der Gasentladungskennlinie beim Steigern der Quellenspannung (Arbeitspunkte 1, 2, 3 und 4) und beim Senken der Quellenspannung (Arbeitspunkte 4, 5, 6 und 7) durch Verschieben der Widerstandsgeraden.

Anmerkung: Die Darstellung von Widerstandsgeraden in Bild 3.2-3 und -4 setzt linear geteilte Strom- und Spannungsachsen voraus. Der Anfangsbereich der Gasentladungskennlinie müsste dann bei sehr geringen Stromwerten „zusammengedrängt“ dargestellt werden. Hierauf wurde aus Gründen der Übersichtlichkeit verzichtet, so dass die Bilder 3.2-3 und -4 nur als *prinzipielle Skizzen ohne Maßstab* zu verstehen sind.

3.2.1.3 Erscheinungsformen von Gasentladungen

Grundsätzlich unterscheidet man bei Gasentladungen zwischen den **Vorentladungen**, die nicht unmittelbar zum Durchschlag führen, und dem **Durch- bzw. Überschlag**, der mit einem leitfähigen Kanal die gesamte Isolationsstrecke überbrückt und zum Zusammen-

bruch der Spannung führt, Bild 3.2-5.

Im **homogenen und schwach inhomogenen Feld** führt das Erreichen der Zündspannung (vgl. Kap. 3.2.2) zum sofortigen **Durchschlag**, d.h. zum Zusammenbruch der Spannung, Vorentladungen treten nicht auf, Bild 3.2-5. Nur wenn durch einen ausreichend großen Vorwiderstand der Entladungsstrom begrenzt wird, stellt sich anstelle der Bogen- oder Funkenentladung eine Glimmentladung ein (vgl. Gasentladungskennlinie Bild 3.2-3, Kap. 3.2.1.2). Stromstarke Entladungen bei niedrigen Spannungen werden als **Bogenentladungen** bezeichnet, wenn die Quelle eine konstante Leistung abgibt und sich ein stationäres thermisches Gleichgewicht einstellt. Ist der Energievorrat der Quelle begrenzt (z.B. bei der Entladung ei-

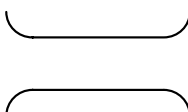
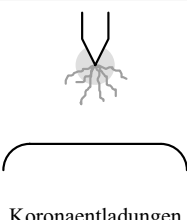
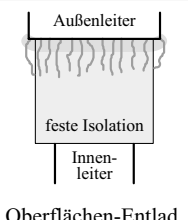
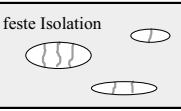
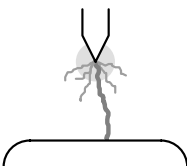
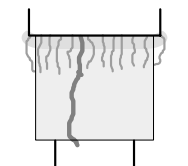
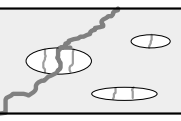
	Homogenes und schwach inhomogenes Feld	Inhomogenes Feld	Grenzflächen	Hohlräume
Vorentladungen <i>(Teilentladungen)</i> Entladungen, die nicht unmittelbar zum Durchschlag (Spannungszusammenbruch) führen.	 <i>treten nicht auf, Entladungseinsatz führt unmittelbar zum Durchschlag</i>	 Koronaentladungen Äußere Teilentladungen (TE) Glimmentladungen ("Glimmen") Büschel- und Stielbüschelentladungen (Streamer- und Leader-Entladungen)	 Oberflächen-Entlad. Gleitentladungen	 Hohlraum-Entladung Innere Teilentladungen (TE) ("Glimmen")
Durchschlag, Überschlag Entladung, die eine gut leitfähige Verbindung zwischen den Elektroden herstellt und damit zum Zusammenbruch der Spannung führt.		 Durchschlag Lichtbogen, Bogenentladung (bei thermischem Gleichgewicht) Funken (bei begrenztem Energievorrat der Quelle) Blitzentladungen <i>(sehr lange Funken bei atmosph. Entlad.)</i>	 Überschlag Gleitfunken	 Durchschlag Erosions- oder Teilentladungs-Durchschlag

Bild 3.2-5: Wichtige Erscheinungsformen von Gasentladungen: Übersicht und Verwendung von Begriffen.

nes Kondensators oder bei den sog. „elektrostatischen Entladungen“) spricht man von einer *Funkenentladung*, die durch einen vorübergehenden (transienten) Stromimpuls gekennzeichnet ist. *Atmosphärische Entladungen (Blitze)* können als besondere Form sehr langer Funken aufgefasst werden (vgl. Kap. 3.2.7).

In einem stark **inhomogenen Feld** wird die Zündbedingung für Gasentladungen beim Steigern der Spannung zunächst nur in einem sehr kleinen hoch beanspruchten Feldvolumen unmittelbar vor stark gekrümmten Elektrodenkonturen erreicht, Bild 3.2-5. Die einsetzenden Entladungen können sich deshalb nicht wie im homogenen Feld über die gesamte Isolationsstrecke ausbilden. Es kommt zu *Vorentladungen* bzw. *äußeren Teilentladungen*. Dabei werden Spitzen, Kanten und Leiter mit kleinen Radien von einer sichtbaren Leuchterscheinung umhüllt („Korona“).

Die sichtbare *Koronaentladung* beginnt zunächst mit einer gleichmäßigen *Glimmentladung* („Glimmen“), aus der beim Steigern der Spannung intensiver leuchtende *Büschel- und Stielbüschelentladungen* (sogenannte *Leader* und *Streamer*) hervorwachsen.

Schließlich kommt es zum Durchschlag der gesamten Isolationsstrecke mit einer nachfolgenden Bogen- oder Funkenentladung.

Bei Anordnungen mit **Grenzflächen** zwischen Gas und einer festen Isolation kommt es auch zu Vorentladungen, wenn die elektrische Feldstärke längs der Grenzfläche nicht konstant ist, Bild 3.2-5. Solche Anordnungen ergeben sich z.B. bei Kabelenden mit abgesetztem Außenleiter, bei Durchführung eines isolierten Leiters durch eine geerdete Wand oder beim Aufsetzen von Elektroden auf eine Isolierstoffplatte. In diesen Fällen verhindert der elektrisch feste Isolierstoff den direkten Durchschlag zwischen den Leitern. Statt dessen wird die Entladung zur Ausbildung im Gas entlang der Isolierstoffoberfläche gezwungen. Man spricht deshalb von einer *Gleitanordnung* und von *Gleitentladungen* bzw. *Oberflächenentladungen*. Sie beginnen meist an einer hochbeanspruchten Kante oder in einem hochbeanspruchten Zwickel (vgl. Bild 2.4-18) als

Glimmentladung und setzen sich als *geführte Gasentladung* entlang der Isolierstoffoberfläche in Form intensiver Streamer- und Leader-Entladungen fort. Der Durchschlagsvorgang wird in diesem Fall als *Überschlag* bezeichnet.

Anmerkung: Man spricht grundsätzlich von *Überschlag*, wenn der Durchschlag in der Nähe und parallel zu einer Isolierstoffoberfläche stattfindet, wie z.B. beim „Überschlag“ eines Hängeisolators, der eigentlich als direkter Gasdurchschlag zwischen den Lichtbogenarmaturen stattfindet.

Gasentladungen treten auch in **gasgefüllten Hohlräumen** in festen oder flüssigen Isolationen auf. Man spricht dabei von *inneren Teilentladungen*. Ihre messtechnische Erfassung liefert ein wichtiges Kriterium für die Beurteilung der Isolationsqualität. Der Durchschlag ist kein Gasdurchschlag. Er tritt z.B. beim Steigern der Spannung durch Versagen der festen oder flüssigen Isolation ein. Bei Langzeitbeanspruchung können innere Teilentladungen zur Erosion von festen Isolationen (Erosions- oder Teilentladungsdurchschlag) und zur Bildung von Spaltgasen in flüssigen Isolationen führen.

3.2.2 Raumladungsfreie Entladung im homogenen Feld

(nach Townsend und Paschen)

Wegen der konstanten, reproduzierbaren und physikalisch beschreibbaren Eigenschaften von Gasen ist es möglich, mit Hilfe eines physikalischen Modells eine *Zündbedingung* für den Einsatz von Entladungen mathematisch zu formulieren (Kap. 3.2.2.1) und ein Gesetz über die Abhängigkeit der *Durchschlagsspannung* von Abstand, Druck und Temperatur als geschlossenen Ausdruck anzugeben (Kap. 3.2.2.2 und 3.2.2.3). Die Betrachtung wird auf ein (näherungsweise) *homogenes Feld* beschränkt, der Einfluss von *Raumladungen* wird *vernachlässigt* („Townsend-Entladung“).

Anmerkung: Im Grenzfall des *Vakuums* überlagern sich allerdings weitere physikalische Effekte, so dass eine gesonderte Betrachtung erforderlich ist, Kap. 3.5.

3.2.2.1 Zündbedingung nach Townsend (Generationenmechanismus)

Es wird angenommen, dass durch Fremddionisierung infolge äußerer Strahlung (UV-Licht, kosmische Strahlung) an der negativen Elektrode (Kathode) ein Elektron aus seiner Bindung gelöst wird und als *Startelektron* zur Verfügung steht, Bild 3.2-6.

Das Elektron führt zunächst eine thermisch ungeordnete Bewegung aus. Die Stöße mit den Molekülen des Gases führen nicht zur Ionisierung, wenn die kinetische Energie kleiner ist als die erforderliche Ionisierungsenergie. Zwischen den Stößen erfolgt eine Beschleunigung und Energieaufnahme des Elektrons im elektrischen Feld. Aufgrund des Impulserhaltungssatzes verliert das leichte Elektron kaum Energie bei den Stößen mit den schweren Gasmolekülen (elastischer Stoß). Deshalb wird die bei der Beschleunigung im Feld zwischen den elastischen Stößen aufgenommene Energie so lange akkumuliert, bis die erforderliche Ionisierungsenergie erreicht ist und ein ionisierender Stoß stattfindet [46], [25], [2].

Dabei entstehen weitere Elektronen, die ihrerseits wieder im Feld beschleunigt werden und durch Stöße wiederum neue Elektronen erzeugen. Dadurch ergibt sich ein lawinenartiges Anwachsen der Ladungsträgerzahl von der Kathode zur Anode („*Elektronenlawine*“).

Bei den Stoßionisationsprozessen entstehen langsamer bewegliche *positive Ionen*, die im elektrischen Feld zur Kathode driften und beim Auftreffen auf die Kathode neue Elektronen freisetzen können. Außerdem ergeben sich bei den Stoßionisationsprozessen auch Rekombinationsvorgänge, die mit der Aussendung von Lichtquanten (Photonen) verbunden sind. Diese *Photonen* können ebenfalls Elektronen aus der Kathode herauslösen (Photoionisation). D.h. es ergibt sich eine *Rückwirkung* der ersten Lawine auf die Kathode, durch die es zur Bereitstellung neuer Startelektronen für *weitere Lawinen* kommen kann, Bild 3.2-6 (unten).

Die **Zündbedingung** lässt sich mit dieser Vorstellung folgendermaßen formulieren:

Ein durch Fremddionisierung erzeugtes Startelektron muss über den Prozess aus *Lawinenbildung* und *Rückwirkung* auf die Kathode *mindestens ein neues Startelektron* erzeugen. Dann erzeugt jede Lawine mindestens eine Folgelawine und es entsteht ein leitfähiger Entladungskanal.

Werden weniger neue Startelektronen erzeugt, so kommt der Prozess zum Erliegen, es bildet sich kein leitfähiger Kanal und die Spannung über den Elektroden bricht nicht zusammen. D.h. es kommt *nicht* zum Durchschlag.

Für die mathematische Formulierung der Zündbedingung wird eine *Ionisierungszahl* α definiert, die die Zahl der von einem Elektron pro Längeneinheit neu erzeugten Elektronen angibt. Sie wird auch als erster Townsendscher Ionisierungskoeffizient bezeichnet.

Für die Zunahme dN der Elektronenzahl N in einer *Lawine* gilt

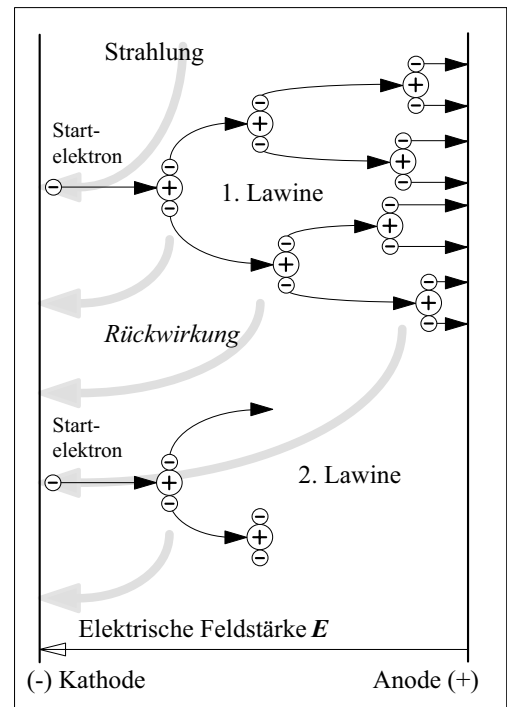


Bild 3.2-6: Physikalisches Modell zur Beschreibung des Townsend- bzw. Generationenmechanismus, zur Ableitung der Zündbedingung nach Townsend und zur Ableitung des Paschen-Gesetzes.

$$dN = N \cdot \alpha dx. \quad (3.2-2)$$

Nach Integration folgt mit $\alpha = \text{const.}$ im homogenen Feld für N_1 Startelektronen

$$\ln(N/N_1) = \alpha x.$$

D.h. es ergibt sich eine *exponentiell anwachsende Elektronenlawine*:

$$N = N_1 \cdot e^{\alpha x} \quad (3.2-3)$$

Anmerkung: Vom Ionisierungskoeffizienten α ist der *Anlagerungskoeffizient* η abzuziehen, so dass anstelle von α ein *effektiver Ionisierungskoeffizient* $\alpha - \eta$ gesetzt werden muss [16]. Insbesondere bei elektronegativen Gasen, wie z.B. Schwefelhexafluorid SF_6 , erhöht die Anlagerung von leicht beweglichen Elektronen an weniger bewegliche Gasmoleküle die Durchschlagspannung sehr stark.

Anmerkung: Die Zahl der pro Längeneinheit von einem positiven Ion erzeugten Elektronen wird durch die *Ionisierungszahl* β beschrieben. Sie ist sehr viel kleiner als die Ionisierungszahl α und kann bei der Betrachtung der Townsend-Entladung nach dem Generationenmechanismus in erster Näherung vernachlässigt werden:

$$\beta \ll \alpha \quad (3.2-4)$$

Wegen ihrer großen Masse verlieren die Ionen bei den elastischen Stößen nämlich so viel Energie, dass eine Akkumulation nicht auftritt. Die Ionisierungsenergie muss also in einem einzigen Freiflug erreicht werden. Dies wird noch durch die kürzeren freien Weglängen erschwert, die sich durch die größeren Ionenquerschnitte ergeben.

Die Rückwirkung auf die Kathode wird durch die *Oberflächenionisierungszahl* γ beschrieben. Sie gibt die Zahl der je positiver Ladungseinheit (Ionen-Elementarladung) neu erzeugten Startelektronen an. γ wird auch als *Rückwirkungskoeffizient* oder zweiter Townsend'scher Ionisierungskoeffizient bezeichnet.

Anmerkung: Die Rückwirkung auf die Kathode erfolgt nicht nur durch die kinetische Energie von auftreffenden Ionen sondern auch durch Strahlung, d.h. durch *Photonen*. Der Rückwirkungskoeffizient γ muss deshalb beide Effekte berücksichtigen [25].

Beginnend mit einem Startelektron $N_1 = 1$ wächst die *erste Lawine* nach Gl. (3.2-3) von $x = 0$ (Kathode) bis $x = d$ (Anode) exponentiell auf $e^{\alpha d}$ Elektronen an, Bild 3.2-7. Dabei wer-

den gleichzeitig $(e^{\alpha d} - 1)$ Ionen-Elementarladungen erzeugt. Durch Multiplikation mit der Oberflächenionisierungszahl γ ergibt sich die Zahl der Startelektronen für die *zweite Lawine* an der Kathode zu $N_2 = \gamma(e^{\alpha d} - 1)$. Die Zahl der Elektronen wird durch Multiplikation mit dem Faktor $e^{\alpha d}$ ermittelt. Die Zahl der neu erzeugten Ionen-Elementarladungen folgt daraus durch Subtraktion der Zahl der Startelektronen. Durch Multiplikation mit der Oberflächenionisierungszahl γ ergibt sich die Zahl der Startelektronen für die *dritte Lawine* an der Kathode zu $N_3 = \gamma^2 \cdot (e^{\alpha d} - 1)^2$.

Die Berechnung führt offenbar auf eine *geometrische Reihe*.

Für die *Lawine mit der Nr. n* ist die Zahl der Startelektronen

$$N_n = \gamma^{n-1} \cdot (e^{\alpha d} - 1)^{n-1}, \quad (3.2-5)$$

Bild 3.2-7. Für die Summe aller an der Kathode ausgelösten Startelektronen ergibt sich im Falle der *Konvergenz* ein geschlossener Ausdruck:

$$\begin{aligned} N &= N_1 + N_2 + N_3 + \dots + N_n + \dots \\ &= \sum_{n=1}^{\infty} [\gamma^{n-1} \cdot (e^{\alpha d} - 1)^{n-1}] \\ &= \frac{e^{\alpha d}}{1 - \gamma \cdot (e^{\alpha d} - 1)} \end{aligned} \quad (3.2-6)$$

Die *Konvergenzbedingung*, für diese geometrische Reihe lautet

$$\gamma(e^{\alpha d} - 1) < 1. \quad (3.2-7)$$

Im Falle der Konvergenz ergibt sich nach Gl. (3.2-6) eine endliche Ladungssumme, d.h. es kommt *nicht* zum Durchschlag. Allerdings wird die Zahl der Ladungsträger durch Stoßionisation und Lawinenbildung vergrößert, so dass sich ein vorübergehender Stromanstieg in Form eines Stromimpulses ergibt. Man spricht deshalb auch von „*Stromverstärkung*“

Eine *divergente geometrische Reihe* ergibt sich für

Nr. der Lawine n	Zahl der Startelektronen N_n	Zahl der Elektronen in der Lawine	Zahl der in der Lawine erzeugten positiven Ladungseinheiten (Ionen-Elementarladungen)
1	1	$e^{\alpha d}$	$e^{\alpha d} - 1$
2	$\gamma (e^{\alpha d} - 1)$	$\gamma (e^{\alpha d} - 1) e^{\alpha d}$	$\gamma (e^{\alpha d} - 1) e^{\alpha d} - \gamma (e^{\alpha d} - 1)$ $= \gamma (e^{\alpha d} - 1)^2$
3	$\gamma^2 (e^{\alpha d} - 1)^2$	$\gamma^2 (e^{\alpha d} - 1)^2 e^{\alpha d}$	$\gamma^2 (e^{\alpha d} - 1)^2 e^{\alpha d} - \gamma^2 (e^{\alpha d} - 1)^2$ $= \gamma^2 (e^{\alpha d} - 1)^3$
4	$\gamma^3 (e^{\alpha d} - 1)^3$	$\gamma^3 (e^{\alpha d} - 1)^3 e^{\alpha d}$	$\gamma^3 (e^{\alpha d} - 1)^3 e^{\alpha d} - \gamma^3 (e^{\alpha d} - 1)^3$ $= \gamma^3 (e^{\alpha d} - 1)^4$
n	usw.	usw.	usw.

Bild 3.2-7: Mathematische Beschreibung der von einem Startelektron verursachten Elektronenlawinen (Townsend- bzw. Generationenmechanismus).

$$\gamma(e^{\alpha d} - 1) \geq 1. \quad (3.2-8)$$

D.h. die Zahl der Startelektronen wird unendlich groß, es bildet sich ein leitfähiger Kanal zwischen den Elektroden und die anliegende Spannung kann zusammenbrechen. Es handelt sich dabei offenbar um die gesuchte **Zündbedingung** für den Townsend- bzw. Generationenmechanismus.

Die Zündbedingung nach Gl. (3.2-8) lässt sich *anschaulich so interpretieren*, dass ein Startelektron $e^{\alpha d} - 1$ Ionen-Elementarladungen erzeugt. Durch Multiplikation mit dem „Rückwirkungskoeffizienten“ γ ergibt sich die Anzahl der an der Kathode neu ausgelösten Startelektronen $\gamma(e^{\alpha d} - 1)$. Diese Anzahl muss, in Übereinstimmung mit Gl. (3.2-8), *größer oder gleich eins* sein, damit mindestens eine Folgelawine entsteht. D.h. jedes Startelektron muss über Lawinenbildung und Rückwirkung für seinen eigenen „Ersatz“ sorgen.

Die Zündbedingung nach Gl. (3.2-8) ergibt in einer nach αd aufgelösten Form [2]

$$\alpha d \geq \ln(1 + 1/\gamma) = k. \quad (3.2-9a)$$

Nach Gl. (3.2-2) und (-3) ist αd im allgemeinen Fall durch eine Integration entlang einer Feldlinie zu ersetzen:

$$\int_{x=0}^d \alpha \cdot dx \geq \ln(1 + 1/\gamma) = k. \quad (3.2-9b)$$

Gl. (3.2-9b) besitzt dann auch Gültigkeit für das *inhomogene Feld*. Allerdings ist dabei zu beachten, dass α nicht als konstant angesehen werden kann sondern wegen einer ausgeprägten Abhängigkeit von der elektrischen Feldstärke E auch *ortsabhängig* wird:

$$\alpha = \alpha(E(x)) \quad (3.2-10)$$

Anmerkung: Die Größe k ist von den Stoffeigenschaften des Gases und der Kathode abhängig. Für Luft unter Atmosphärendruck und metallischen Elektroden wird beispielsweise der empirisch ermittelte Wert $k = 7$ angegeben [2]. D.h. es müssen etwa $e^7 = 1100$ Elektronen und Ionen-Elementarladungen erzeugt werden, um im Mittel ein neues Startelektron aus der Kathode auszulösen. Nach Gl. (3.2-9) entspricht $k = 7$ ungefähr einer

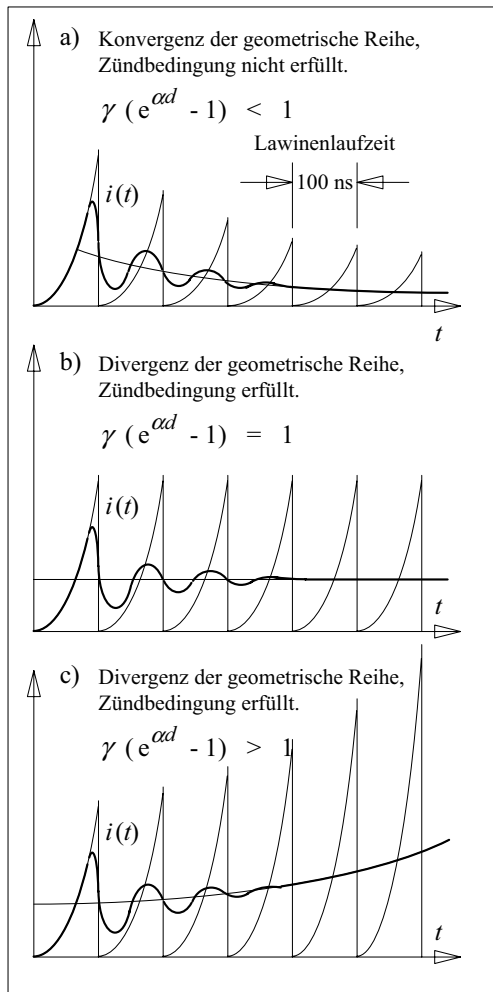


Bild 3.2-8: Entwicklung der Elektronenlawinen beim Townsendmechanismus (Generationenmechanismus), wenn die Folgelawinen durch Photonen ausgelöst werden: Idealisierter und realer Verlauf (schematisch) [25].

Oberflächenionisierungszahl $\gamma = 10^{-3}$. In der Literatur werden unter verschiedenen Bedingungen Werte in der Größenordnung von 10^{-5} [16] bis 10^{-1} [25] angegeben. Nach Gl. (3.2-9) entspricht dies Werten von $k = \alpha d$ zwischen 11 und 3.

Die mathematische Formulierung der Zündbedingung als Divergenz der geometrischen Reihe 3.2-6 lässt sich anschaulich als *Anwachsen der aufeinanderfolgenden Lawinenströme* interpretieren, Bild 3.2-8c. Im Grenzfall

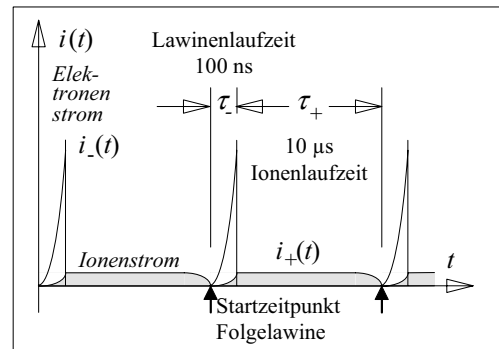


Bild 3.2-9: Elektronen- und Ionenstrom beim Townsendmechanismus (Generationenmechanismus), wenn die Nachfolgelawinen durch die zurückwandernden Ionen ausgelöst werden (schematisch) [25].

$\gamma(e^{\alpha d} - 1) = 1$ verändert sich die Größe der Lawinen nicht, Bild 3.2-8b. Im Falle der Konvergenz nimmt die Größe der Lawinen ab, es kommt zwar durch Stoßionisation zu einer Stromverstärkung und zu einem Stromimpuls, nicht aber zum Durchschlag, Bild 3.2-8a. Dabei wurde angenommen, dass die erste Lawine mit einer größeren Anzahl N_1 von Startelektronen beginnt, so dass eine Abnahme der Startelektronen für die Folgelawinen möglich ist. Im Bild wurde außerdem vereinfachend angenommen, dass die Nachfolgelawinen praktisch ohne Zeitverzug durch *Photoionisation* an der Kathode ausgelöst werden. Für $d = 1$ cm folgen die Lawinen in Luft unter Normalbedingungen etwa im Abstand der Lawinenlaufzeit $\tau_- = 100$ ns aufeinander.

In *realen Stromverläufen* können die einzelnen Lawinen meist nur noch andeutungsweise erkannt werden, da sich durch zeitliche Verschiebungen der Startzeitpunkte eine Vergleichmäßigung des Stromflusses ergibt.

Bei Auslösung durch die zurückwandernden *positiven Ionen* starten die Folgelawinen i.d.R. erst nach der Laufzeit der vor der Anode konzentrierten positiven Ionenwolke bis zur Kathode, Bild 3.2-9. Die Startzeitpunkte für Folgelawinen können natürlich stark streuen, so dass sich unregelmäßige Zeitabstände zwischen den Lawinen ergeben. Die Ionenlaufzeit

ist für $d = 1 \text{ cm}$ in Luft unter Normalbedingungen etwa $\tau_+ = 10 \text{ } \mu\text{s}$. Der Stromfluss ergibt sich aus der Überlagerung von Elektronenstrom $i_-(t)$ während der Lawinenlaufzeit und Ionenstrom $i_+(t)$ während Laufzeit der Ionenwolke bis zur Kathode.

Anmerkung: Die Gültigkeit dieser Vorstellung eines Entladungsaufbaus durch zeitlich aufeinanderfolgende Lawinen (*Townsend- oder Generationenmechanismus*) ist auf den raumladungsfreien Fall beschränkt. D.h. die Lawinen dürfen nur soviel Raumladung erzeugen, dass das ursprüngliche Feld nicht wesentlich verändert wird. Für Luft ergibt sich diese Grenze etwa bei $k = \alpha d = 20$, was einer Lawine mit $e^{20} = 5 \cdot 10^8$ Elektronen entspricht. Die Gültigkeit ist dadurch auf *geringe Elektrodenabstände* d bzw. *geringe Drücke* (mit einer niedrigen Ionisierungszahl α) beschränkt. Oberhalb dieser Grenze erfolgt die Beschreibung nach dem Modell der sogenannten *Kanalentladung*, vgl. Kap. 3.2.3).

3.2.2.2 Ionisierung und Anlagerung

Die Zündbedingung nach Gl. (3.2-8) erlaubt die Ableitung eines geschlossenen Ausdrucks für die *Durchschlagspannung* U_d (Kap. 3.2.2.3). Hierzu müssen die Ionisierungszahlen α und γ als Funktion von elektrischer Feldstärke E und Gasdichte ausgedrückt werden.

α ist die Zahl der ionisierenden Stöße bezogen auf die Längeneinheit. Der Kehrwert $1/\alpha$ entspricht dann dem Weg pro ionisierendem Stoß. D.h. ein Elektron muss im Mittel die Strecke $1/\alpha$ in Feldrichtung durchlaufen, ehe es zu einem ionisierenden Stoß kommt, Bild 3.2-10. Dabei kann es zu mehreren *elastischen*, d.h. nicht ionisierenden Stößen kommen, bei denen die leichten Elektronen kaum Energie an die schweren Gasmoleküle übertragen (Impulserhaltungssatz). D.h. die in Drift- bzw. Feldrichtung aufgenommene Energie wird bis zum Erreichen der erforderlichen Ionisierungsenergie *akkumuliert* [25]. Dabei muss ein Elektron z mittlere freie Weglängen λ_m durchlaufen:

$$1/\alpha = z \cdot \lambda_m \quad (3.2-11)$$

Die Anzahl z ist um so kleiner, je größer die Energie

$$\Delta W = e \cdot \Delta U = e \cdot E \cdot \lambda_m$$

ist, die ein Elektron mit der Ladung $q = e$ längs eines Weges λ_m aufnehmen kann. D.h. es gilt die funktionale Beziehung

$$1/\alpha = \lambda_m / f(E \cdot \lambda_m). \quad (3.2-12)$$

Die mittlere freie Weglänge λ_m ist der *Gasdichte* und damit (bei konstanter Temperatur) dem *Druck* p umgekehrt proportional. Durch Kehrwertbildung folgt damit aus Gleichung 3.2-12 der *allgemeine Zusammenhang* für die **Ionisierungszahl**

$$\alpha = p \cdot f(E/p). \quad (3.2-13)$$

Meist wird der Zusammenhang $\alpha/p = f(E/p)$ als empirisch ermittelte Funktion angegeben [25], [16], [45], [46], [47]. Für eine qualitative Betrachtung nach Townsend kann jedoch ein *geschlossener Näherungsausdruck* abgeleitet werden [46]. Dabei wird die Akkumulation der kinetische Energie nach Bild 3.2-10 vernachlässigt. Man nimmt also an, dass die erforderliche Ionisierungsenergie W_i innerhalb eines einzigen freien Beschleunigungsweges λ aufgenommen wird. Der zur Aufnahme der Ionisierungsenergie erforderliche Weg beträgt

$$\lambda_i = W_i / (e \cdot E). \quad (3.2-14)$$

Die Wahrscheinlichkeit, dass der zur Verfügung stehende freie Beschleunigungsweg λ größer oder gleich λ_i ist, kann mit Hilfe der mittleren freien Weglänge λ_m angegeben werden. Hierzu wird die Wahrscheinlichkeit dF für einen Stoß eines Elektrons innerhalb eines Wegstückes dx mit

$$dF = dx / \lambda_m \quad (3.2-15)$$

angenommen [16], Bild 3.2-11. Die Anzahl $N(x)$ der nicht gestoßenen Elektronen vermindert sich auf der Strecke dx durch Stöße um

$$dN = -N(x) \cdot dF$$

$$= -N(x) \cdot dx / \lambda_m. \quad (3.2-16)$$

Nimmt man an, dass alle betrachteten Elektronen bei $x = 0$ gestartet sind, ergibt sich die Zahl der verbleibenden, noch nicht gestoßenen Elektronen durch Integration der Beziehung

$$dN/N = -dx/\lambda_m$$

von $x = 0$ mit $N(0)$ bis x mit $N(x)$:

$$N(x) = N(0) \cdot \exp(-x/\lambda_m) \quad (3.2-17)$$

Diese Beziehung wird als *Clausius-Weglängengesetz* bezeichnet [16]. Es erlaubt die Wahrscheinlichkeit $F(x)$ für $x = \lambda_i$ anzugeben, mit der ein Elektron die für die Aufnahme der Ionisierungsenergie notwendige Strecke $x = \lambda_i$ durchlaufen kann:

$$F(\lambda_i) = \frac{N(\lambda_i)}{N(0)} = e^{-\frac{\lambda_i}{\lambda_m}} \quad (3.2-18)$$

Es handelt sich dabei um die *Ionisierungswahrscheinlichkeit*, wenn es zu einem Stoß des

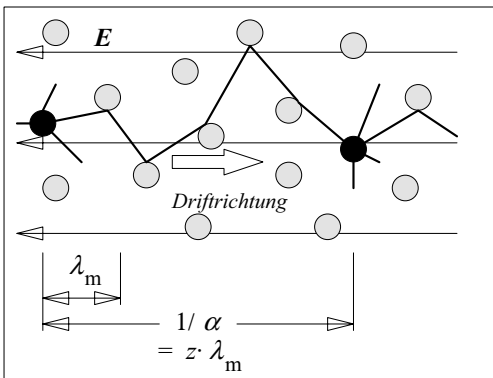


Bild 3.2-10: Zweidimensionale Veranschaulichung des mittleren Driftweges von Elektronen zwischen zwei ionisierenden Stößen mit mehreren elastischen Stößen.

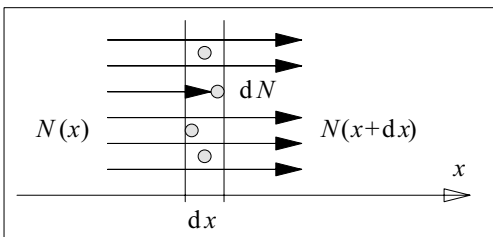


Bild 3.2-11: Clausius-Weglängengesetz.

Elektrons mit einem Gasmolekül kommt. Die *Wahrscheinlichkeit für einen Stoß je Längeneinheit* ist nach Gl. (3.2-15) durch

$$dF_S/dx = 1/\lambda_m \quad (3.2-19)$$

gegeben. Die *Ionisierungszahl* α ergibt sich als Anzahl der ionisierenden Stöße je Längeneinheit durch Multiplikation der Stoßwahrscheinlichkeit nach Gl. (3.2-19) mit der Ionisierungswahrscheinlichkeit nach Gl. (3.2-18):

$$\alpha = \frac{1}{\lambda_m} \cdot e^{-\frac{\lambda_i}{\lambda_m}} \quad (3.2-20)$$

Nach Gl. (3.2-14) ist $\lambda_i \sim 1/E$. Außerdem gilt bei konstanter Temperatur $\lambda_m \sim 1/p$. Aus Gl. (3.2-20) folgt mit den Konstanten A und B

$$\alpha = A \cdot p \cdot e^{-\frac{B}{(E/p)}} \quad (3.2-21)$$

Diese *Näherungsbeziehung* für die **Ionisierungszahl** α entspricht formal der allgemeineren Beziehung (3.2-13). Zur Darstellung dieser Zusammenhänge ist es üblich, den Quotienten α/p über dem Quotienten E/p aufzutragen, Bild 3.2-12.

Durch geeignete Wahl der Konstanten A und B kann bereichsweise auch eine gute Übereinstimmung mit experimentell ermittelten Ionisierungszahlen erreicht werden, obwohl bei den Ableitungen sehr weitgehende Vereinfachungen getroffen wurden [46].

Je nach Gasart gelten bei Normaltemperatur $T = 293$ K unterschiedliche Werte für die Gaskonstanten A und B , Tabelle 3.2-1.

Tabelle 3.2-1: Experimentell ermittelte Gaskonstanten A und B aus Gl. 3.2-21 [16], [21].

Gas	A 1/(mm bar)	B kV/(mm bar)	Bereich E/p kV/(mm bar)
Luft	1130	27,4	11 bis 45
N_2	977	25,5	8 bis 45
H_2	376	9,8	11 bis 30
He	210	2,6	2 bis 11
Ar	1020	13,5	8 bis 45
CO_2	1500	34,9	37 bis 75

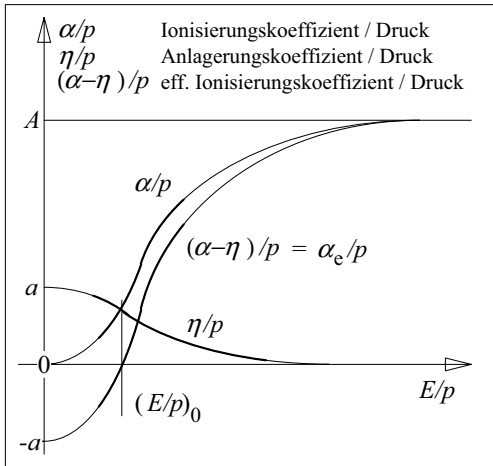


Bild 3.2-12: Ionisierungskoeffizient, Anlagerungskoeffizient und effektiver Ionisierungskoeff. aufgrund physikalischer Modelle (dünne Linien) mit experimentell bestätigten Bereichen (dicke Linien).

Anmerkung: Die Konstanten A und B treten auch in den Gleichungen für die Durchschlagsspannung auf (Gesetz von Paschen, Kapitel 3.2.2.3) und können deshalb aus Messungen der Durchschlagsspannung ermittelt werden.

Für stark *elektronegative Gase*, wie z.B. *Schwefelhexafluorid* SF_6 , muss die Anlagerung von Elektronen an Gasmoleküle durch einen **Anlagerungskoeffizienten** η berücksichtigt werden, Bild 3.2-12. Er gibt die relative Abnahme der eine Längeneinheit durchlaufenden Elektronen bzw. die Anlagerungswahrscheinlichkeit eines Elektrons je Längeneinheit an. Es lässt sich zeigen, dass auch η/p eine Funktion von E/p ist [16].

Analog zu Gl. (3.2-20) lässt sich auch eine *Näherungsbeziehung* für η angeben. Voraussetzung für die Anlagerung ist ein Zusammentreffen (Stoß) zwischen Elektron und elektronegativem Molekül. Die Wahrscheinlichkeit hierfür ist nach Gl. (3.2-19) durch $1/\lambda_m$ gegeben. Die kinetische Energie bzw. der freie Beschleunigungsweg λ_B darf einen bestimmten Wert nicht überschreiten. Die Wahrscheinlichkeit, dass $x < \lambda_B$ ist, wird als Anlagerungswahrscheinlichkeit bezeichnet. Sie ergibt sich in Analogie zu Gl. (3.2-18) als

$$F(\lambda_B) = 1 - \exp(-\lambda_B/\lambda_m). \quad (3.2-22)$$

Durch Multiplikation der Stoßwahrscheinlichkeit $1/\lambda_m$ mit der Anlagerungswahrscheinlichkeit nach Gl. (3.2-22) ergibt sich analog zu Gl. (3.2-21) die *Näherungsbe-*

ziehung für den Anlagerungskoeffizienten mit den Konstanten a und b

$$\eta = a \cdot p \left\{ 1 - e^{-\frac{b}{(E/p)}} \right\}. \quad (3.2-23)$$

Der grundsätzliche Verlauf dieser Funktion ist in Bild 3.2-12 dargestellt.

Eine besonders starke Affinität zur Anlagerung von Elektronen (*Elektronegativität*) weisen die *Halogene Fluor F und Chlor Cl* auf, die durch Aufnahme eines Elektrons die Besetzung ihrer äußeren Elektronenschale vervollständigen. *Sauerstoff O* und *Schwefel S* benötigen hierfür zwei Elektronen und haben deshalb eine deutlich geringere Affinität zur Anlagerung von Elektronen. *Stickstoff* lagert praktisch keine Elektronen an. In chemischen Bindungen geht die Elektronegativität weiter zurück. Trotzdem besitzt *Schwefelhexafluorid* SF_6 noch eine sehr starke Elektronegativität, besonders im Vergleich mit *Luft*, die nur durch den O_2 -Anteil eine gewisse Elektronegativität aufweist. Weitere Beispiele für stark elektronegative Gase sind die Fluorchlorkohlenwasserstoffe CBrClF_2 und $\text{C}_2\text{Cl}_3\text{F}_3$.

Der **effektive Ionisierungskoeffizient** α_e wird aus der Differenz von Ionisierungskoeffizient α und Anlagerungskoeffizient γ gebildet:

$$\alpha_e = \alpha - \eta \quad (3.2-24)$$

Nach Gl. (3.2-13) und (-21), sowie nach Gl. (3.2-23) ist somit auch der *effektive Ionisierungskoeffizient* dem Druck p proportional. Er ist außerdem eine Funktion des Verhältnisses E/p , Bild 3.2-12:

$$\alpha_e = \alpha - \eta = p \cdot f(E/p). \quad (3.2-25)$$

Lawinenbildung ist nur möglich, wenn der effektive Ionisierungskoeffizient *größer als Null* wird. Für *Luft* liegt dieser Punkt bei $(E/p)_0 = 25 \text{ kV}/(\text{cm bar})$ und für das stark elektronegative SF_6 erst bei $(E/p)_0 = 88,4 \text{ kV}/(\text{cm bar})$.

Der effektive Ionisierungskoeffizient $\alpha - \eta$ unterscheidet sich bei SF_6 sehr stark vom Ionisierungskoeffizienten α nach Gl. (3.2-21). Man beschreibt deshalb $\alpha - \eta$ durch einen *li-*

nearen Ansatz mit empirisch ermittelten Konstanten, Bild 3.2-12:

$$(\alpha - \eta)/p = k_i \{ (E/p) - (E/p)_0 \} \quad (3.2-26)$$

Für SF_6 werden bei $T = 293 \text{ K}$ die Werte $k_i = 27,7/\text{kV}$ und $(E/p)_0 = 88,4 \text{ kV}/(\text{bar}\cdot\text{cm})$ angegeben [39].

Der **Rückwirkungskoeffizient** γ berücksichtigt eine Reihe *sehr unterschiedlicher Effekte* [50], [25]:

Elektronenauslösung durch *positive Ionen* (γ_i),
Auslösung durch den *Photoeffekt* (γ_p),
Auslösung durch *neutrale Atome* (γ_N),
Ionenemission der Anode (γ_A),
Feldemission (γ_F) und
Photoionisierung im *Volumen* (γ_V)

$$\gamma = \gamma_i + \gamma_p + \gamma_N + \gamma_A + \gamma_F + \gamma_V \quad (3.2-27)$$

Alle Effekte sind nicht nur vom *Elektrodenmaterial* und von der *Gasart* sondern auch in unterschiedlicher Weise von *Feldstärke* und *Druck*, d.h. von E/p abhängig. Man gibt deshalb die Zusammenhänge

$$\gamma = f(E/p) \quad (3.2-28)$$

in Form empirisch ermittelter Kurven an, bei denen entweder die Gasart fest vorgegeben und das Elektrodenmaterial Parameter ist oder umgekehrt, z.B. [25].

Bei kleinen Werten von E/p kann man erwarten, dass der *Photoeffekt* vorherrscht, weil bei hohen Gasdichten bzw. niedrigen Feldstärken nur eine langsame Ionenwanderung möglich ist. Bei größeren E/p -Werten spielen die *Ionen* eine größere Rolle, da hohe Feldstärken und niedrige Gasdichten eine rasche Ionenwanderung erlauben [50].

Anmerkung: Die Abhängigkeit von Feldstärke und Druck ist bei der *Rückwirkung durch Ionen* weniger stark ausgeprägt, da beim Auftreffen eines positiven Ions auf die Kathode nicht nur die druck- und feldstärkeabhängige kinetische Energie W_{kin} frei wird. Wesentlich mehr Energie wird durch die *Rekombination des positiven Ions* mit negativen Elektronen an der Kathode freigesetzt [16]. Sie entspricht der bei der Bildung des Ions aufgewendeten Ionisierungsenergie W_i . Die

Summe der beiden Energien muss groß genug sein, um mindestens zwei Elektronen mit der Austrittsarbeit W_a aus der Kathode herauszulösen. Ein Elektron wird für die Rekombination mit dem positiven Ion benötigt, das zweite Elektron ist das aus der Kathode gelöste Startelektron:

$$2 W_a \leq W_i + W_{\text{kin}} \approx W_i$$

Die Angabe von γ -Werten schwankt je nach *experimentellen Bedingungen* sehr stark. Beispielsweise können die unter Vakuum bestimmten Koeffizienten nicht ohne weiteres auf Gasentladungen übertragen werden, weil Absorption von Gasmolekülen und Verunreinigungen die Oberflächeneigenschaften stark beeinflussen können. Typische Werte für den *Nahdurchschlagsbereich* mit großen E/p -Werten zeigt Tabelle 3.2-2.

Tabelle 3.2-2: Rückwirkungskoeffizient γ im Vakuum für langsame Gasionen (10 eV) und reine Elektrodenoberflächen [51] (*), sowie im Nahdurchschlagsbereich von Gasentladungen [39].

	Al	Cu	Fe	Ba	K
N^+, O^+	0,035	0,025	0,020	-	0,070 (*)
Luft	0,035	0,025	0,020	-	-
N^+	0,100	0,066	0,059	0,140	0,120 (*)
N_2^+	0,100	0,065	0,060	-	-
H_2^+	0,100	0,050	0,060	-	-
He^+	0,021	-	0,015	0,100	0,170 (*)
Ar^+	0,120	0,058	0,058	0,140	0,220 (*)

Für den *Weitdurchschlagsbereich* mit kleinen E/p -Werten gelten wesentlich geringere Rückwirkungskoeffizienten. Für *Luft*, SF_6 und übliche Elektrodenwerkstoffe wird für γ eine Größenordnung von 10^{-5} (d.h. $k = 11,5$) angegeben [16]. Für $p = 1 \text{ bar}$ und Schlagweiten von einigen cm wird für *Luft* $\gamma = 2 \cdot 10^{-6}$ ($k = 13$) und für SF_6 $\gamma = 10^{-7}$ ($k = 16$) genannt [39].

Bei der Berechnung der *Durchschlagsspannung* vernachlässigt man i.d.R. die Abhängigkeit von γ von Feldstärke und Gasdichte, da γ einen verhältnismäßig *schwachen Einfluss* auf die Höhe der Durchschlagsspannung nimmt (Kap. 3.2.2.3). Für die vorliegende Kombination aus Gas und Elektrodenwerkstoff wird dann ein *konstanter Wert* für γ eingesetzt.

3.2.2.3 Gesetz von Paschen

Zur Berechnung der Zündspannung wird der Grenzfall der Townsendschen Zündbedingung nach Gl. (3.2-9) herangezogen:

$$\alpha d = \ln(1 + 1/\gamma) \quad (3.2-29)$$

Mit dem effektiven Ionisierungskoeffizienten $\alpha = \alpha_e$ nach Gl. (3.2-25) ergibt sich

$$pd \cdot f(E_d/p) = \ln(1 + 1/\gamma) \quad (3.2-30)$$

Dabei wird γ als konstante Größe betrachtet.

Die Auflösung nach der Durchschlagsfeldstärke E_d ist in allgemeiner Form nicht möglich, es wird aber deutlich, dass das Verhältnis E/p eine Funktion des *Produktes* aus Druck und Abstand ist (**Ähnlichkeitsgesetz**):

$$E_d/p = f_1(pd) \quad (3.2-31)$$

Nach Erweiterung mit der Schlagweite d kann E_d/p auch unter Verwendung der Durchschlagsspannung U_d geschrieben werden:

$$E_d/p = (E_d \cdot d)/(p \cdot d) = U_d/(pd) \quad (3.2-32)$$

Für die Durchschlagsspannung U_d folgt

$$U_d = pd \cdot f_1(pd) = f_2(pd) \quad (3.2-33)$$

Dieser allgemeine Zusammenhang wird als **Gesetz von Paschen** bezeichnet. Es besagt, dass die Durchschlagsspannung eine *Funktion des Produktes aus Druck und Elektrodenabstand* ist.

Beispiel: Veränderung von Schlagweite und Druck

Bei einer Schlagweite von $d = 2$ mm wird im homogenen Feld in Luft unter Normalbedingungen ($p = 1$ bar, $T = 293$ K) eine Durchschlagsspannung $U_d = 7,5$ kV gemessen. Das Paschengesetz besagt beispielsweise, dass bei zehnfach größerem Abstand $d = 2$ cm mit der gleichen Durchschlagsspannung zu rechnen ist, wenn der Druck auf ein Zehntel, d.h. auf $p = 0,1$ bar = 10 kPa reduziert wird. In beiden Fällen ist nämlich der pd -Wert mit $pd = 2$ bar·mm gleich geblieben.

Anmerkung: In den Gl. (3.2-13) ff wurde anstelle der Gasdichte der Gasdruck p bei einer als konstant angenommenen Temperatur T eingesetzt. Nach der kinetischen Gastheorie ist die Gasdichte in einem idealen Gas

proportional zu p/T . Die Berücksichtigung des *Temperatureinflusses* führt damit auf

$$U_d = f(pd/T) \quad (3.2-34)$$

Häufig ist es üblich, Messungen in der Nähe der Normaltemperatur $T_0 = 293$ K (d.h. 20°C) durchzuführen und (geringfügige) Abweichungen der Spannung durch einen *Spannungskorrekturfaktor* T_0/T zu berücksichtigen. Dies ist allerdings nur in Bereichen möglich, in denen eine Proportionalität zwischen U_d und pd/T besteht, vgl. Gl. (6.3.1-2).

Anmerkung: In Gl. (3.2-30) wurde der *Rückwirkungsfaktor* γ als konstante Größe angesehen. Dies ist nicht unbedingt erforderlich: Auch wenn γ nach Gl. (3.2-28) als Funktion von $E/p = U_d/(pd)$ aufgefasst wird, bleibt das Gesetz von Paschen nach Gl. (3.2-33) gültig.

Mit Hilfe der Townsendschen Zündbedingung (Gl. (3.2-9) bzw. (-29)) und der analytischen Näherungsgleichung (3.2-21) für den ersten Townsendschen Ionisierungskoeffizienten α kann ein *geschlossener Näherungs Ausdruck* für die Zündspannung U_d abgeleitet werden:

$$\alpha d = A \cdot pd \cdot e^{-B/(E/p)} = \ln(1 + 1/\gamma)$$

Anmerkung: α kann bei *schwach elektronegativen Gasen* auch als effektive Ionisierungszahl $\alpha_e = \alpha \cdot \eta$ angesehen werden, wenn α_e durch Gl. (3.2-23) noch hinreichend genau beschrieben wird. Für das *stark elektronegative* SF₆ muss Gl. (3.2-26) zugrundegelegt werden.

Mit Gl. (3.2-31) folgt weiterhin

$$e^{-\frac{B \cdot pd}{U_d}} = \frac{\ln(1 + 1/\gamma)}{A \cdot pd}$$

Die Auflösung nach U_d ergibt die **analytische Näherungsbeziehung des Gesetzes von Paschen** („Paschengesetz“):

$$U_d = \frac{B \cdot pd}{\ln \frac{A \cdot pd}{\ln(1 + 1/\gamma)}} \quad (3.2-25)$$

Bild 3.2-13 zeigt den *prinzipiellen Verlauf* dieser Funktion als dünn ausgezogene Kurve. Durch geeignete Wahl der Konstanten A , B und γ kann bereichsweise eine gute Überein-

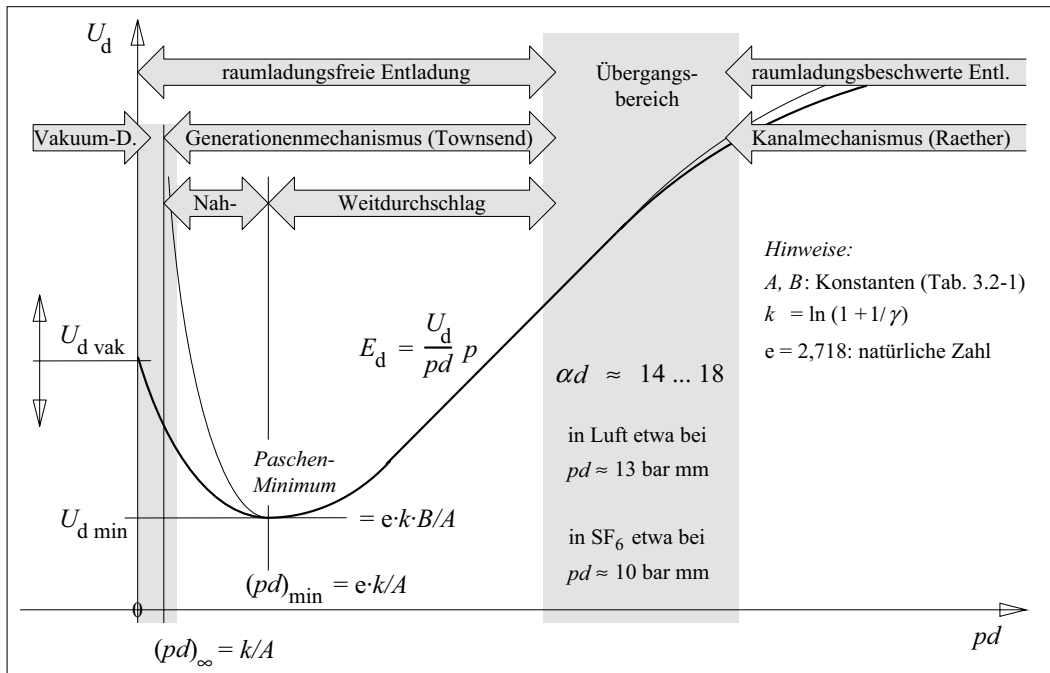


Bild 3.2-13: Gesetz von Paschen als analytisch bestimmte Näherungsfunktion (dünn gezeichnete Kurve) und als realer Verlauf (stärker ausgezogene Kurve). Die Darstellung entspricht für größere pd -Werte etwa einer Darstellung mit doppelt logarithmischer Achsenteilung (schematisch).

stimmung mit realen Verläufen (stärker ausgezogene Kurve) erreicht werden.

Der **Gültigkeitsbereich** der Näherungsgleichung (3.2-35) ist auf die raumladungsfreie Entladung nach dem Townsend- bzw. Generationenmechanismus beschränkt. D.h. die Ladung einer Lawine darf das ursprüngliche Feld nicht zu stark verzerren. Der **Übergangsbereich** zur raumladungsbeschwerten Kanalentladung liegt bei etwa

$$\alpha d \approx 14 \dots 18. \quad (3.2-36)$$

Nach Gl. (3.2-3) entspricht dies einem Anwachsen einer Lawine auf $e^{14} = 10^6$ bis $e^{18} = 10^8$ Elektronen. In Luft und SF_6 bei Raumtemperatur wird dieser Wert etwa bei

$$\begin{aligned} pd_{\text{Luft}} &\approx 13 \text{ bar mm} \\ \text{bzw.} & \\ pd_{\text{SF}_6} &\approx 10 \text{ bar mm} \end{aligned} \quad (3.2-37)$$

erreicht [16].

Im Bereich sehr kleiner pd -Werte strebt U_d theoretisch gegen unendlich große Werte, weil bei sehr kleinen Abständen bzw. sehr kleinen Drücken nicht mehr genügend Gasmoleküle für die Lawinenbildung durch Stoßionisation vorhanden sind (**Nahdurchschlag**).

Anmerkung: Nach Gl. (3.2-35) würde dieser Zustand bei

$$(pd)_{\infty} = \{\ln(1 + 1/\gamma)\} / A = k / A \quad (3.2-38)$$

erreicht. Für Luft ergäbe sich mit den Werten aus Tabelle 3.2-1 und mit $\gamma = 0,025$ (vgl. Tabelle 3.2-2) bzw. $k = 3,7$ der Wert $(pd)_{\infty} = 3,3 \text{ bar} \cdot \mu\text{m}$. Bei Atmosphärendruck entspräche dies einer Schlagweite $d = 3,3 \mu\text{m}$.

Tatsächlich tritt dieser *theoretische Fall* nicht auf, weil bei kleinen Abständen und hohen Feldstärken Elektronen durch *Feldemission* direkt aus der Kathode befreit werden. Durch Aufprall auf die Anode werden Metallionen freigesetzt, so dass sich ein leitfähiges Metaldampfplasma bildet. Es handelt sich um den **Vakuumdurchschlag**, Kap.3.5, das Modell des Generationendurchschlags ist nicht an-

wendbar. Die Durchschlagspannung $U_{d \text{ vak}}$ im Vakuum ist von der Schlagweite d und von den Elektrodenmaterialien abhängig. Der in Bild 3.2-13 gezeichnete Verlauf für sehr kleine pd -Werte ist deshalb nur ein Beispiel.

Der **charakteristische Verlauf** der Paschen-Kurve ist durch hohe Werte der Durchschlagspannung bei sehr niedrigen und bei hohen pd -Werten gekennzeichnet. Dazwischen liegt ein *Minimum*, Bild 3.2-13.

Bei *niedrigen pd -Werten* steigt die Durchschlagspannung an, weil die Zahl der für Stöße zur Verfügung stehenden Moleküle abnimmt (**Nahdurchschlag**).

Hohe pd -Werte ergeben sich durch große Abstände bzw. hohe Drücke (**Weitdurchschlag**). Große Abstände d entsprechen einer Verringerung der Feldstärke E . Hohe Drücke p reduzieren die zur Beschleunigung der Elektronen verfügbare freie Weglänge. In beiden Fällen ergibt sich nach Gl. (3.2-21) eine Verringerung der Ionisierungszahl α .

Das *Minimum der Paschenkurve* (**Paschen-minimum**) ergibt sich aus Gl. (3.2-35) durch Extremwertbestimmung zu

$$\begin{aligned}(pd)_{\min} &= e \cdot \{\ln(1 + 1/\gamma)\} / A \\ &= e \cdot k / A \\ &= e \cdot (pd)_{\infty} \quad (3.2-39)\end{aligned}$$

und

$$\begin{aligned}U_{d \min} &= e \cdot \{\ln(1 + 1/\gamma)\} \cdot B / A \\ &= e \cdot k \cdot B / A \\ &= e \cdot B \cdot (pd)_{\infty} \\ &= B \cdot (pd)_{\min} \cdot \quad (3.2-40)\end{aligned}$$

Beispiel: Paschenminimum für Luft

Für Luft ergibt sich mit den Werten aus Tabelle 3.2-1 und mit $\gamma = 0,025$ (vgl. Tabelle 3.2-2) bzw. $k = 3,7$ aus Gl. (3.2-39) der Wert $(pd)_{\min} = 9 \text{ bar} \cdot \mu\text{m}$. Er stimmt etwa mit der tatsächlichen *Lage des Minimums* überein. Bei Atmosphärendruck entspricht der pd -Wert des Minimums einer Schlagweite $d = 9 \mu\text{m}$. Für eine Schlagweite von $d = 1 \text{ cm}$ ergibt sich die

minimale Durchschlagspannung bei einem Druck von $p = 0,9 \text{ mbar} = 90 \text{ Pa}$.

Die *minimale Durchschlagspannung* für Luft hat nach Gl. (3.2-40) mit $B = 27,4 \text{ kV}/(\text{mm} \cdot \text{bar})$ den Wert $U_{d \min} = 250 \text{ V}$. Die *experimentell bestimmten Minimalspannungen* liegen etwa bei $U_{d \min} = 350 \text{ V}$. Für diesen Unterschied kann ein niedrigerer Wert des Rückwirkungsfaktors γ verantwortlich sein: Aus $U_{d \min} = 350 \text{ V}$ folgt nach Gl. (3.2-40) $(pd)_{\min} = 12,8 \text{ bar} \cdot \mu\text{m}$. Dies entspricht nach Gl. (3.2-39) dem Wert $k = 5,3$ bzw. dem Rückwirkungskoeffizienten $\gamma = 5 \cdot 10^{-3}$.

Tabelle 3.2-3: Paschen-Minima für verschiedene Gase [16], [46].

Gas	$U_{d \min}$ V	$(pd)_{\min}$ $\text{bar} \cdot \mu\text{m}$
SF_6	507	3,5
O_2	450	9,3
CO_2	420	6,8
Luft	330 350	7,3
N_2	240 250	8,6
H_2	230 270	14
Ne	129 245	53,2
Ar	94 265	-
He	155	53,2

Tabelle 3.2-4: Konstanten für die Näherungsgleichung 3.2-42 (Raumtemperatur).

Gas	$(E/p)_0$ s. Bild 3.2-12 $\frac{\text{kV}}{\text{bar} \cdot \text{mm}}$	c $\frac{\text{kV}}{(\text{bar} \cdot \text{mm})^{1/2}}$	
SF_6	8,80	0,27	[39]
	6,61	2,19	[45]
CO_2	3,21	5,88	[39]
Luft	1,85	3,87	[39]
	2,43	2,01	[45]
	2,44	2,12	[16]
N_2	2,44	4,85	[39]
H_2	1,01	2,42	[39]

Unterhalb der *minimalen Durchschlagspannung* ist *kein Gasdurchschlag* möglich. Tabelle 3.2-3 stellt Werte für einige Gase zusammen. Dabei fällt auf, dass die elektronegativen Gase SF_6 , O_2 und CO_2 eine wesentlich höhere Minimalspannung als *Luft* aufweisen.

Für die *Edelgase* ergeben sich aufgrund der verhältnismäßig großen Rückwirkungskoeffizienten (vgl. Tabelle 3.2-2) niedrigere Minimalspannungen, deren Werte zudem noch deutlich mit dem *Elektrodenmaterial* variieren. Niedrige Minimalspannungen ergeben sich bei Materialien mit einer niedrigen Austrittsarbeit W_a und einem entsprechend hohen Rückwirkungskoeffizienten γ

Beispiel: Überspannungsableiter

Aus diesem Grund werden gasgefüllte Überspannungsableiter mit Edelgasen im Bereich des Paschen-Minimums betrieben, wenn niedrige Ansprechspannungen gefordert sind [50]. Man spricht deshalb auch von „*Edelgasableitern*“.

Eine **weitere Näherung** für die Durchschlagspannung U_d ergibt sich, wenn anstelle von Gl. (3.2-21) ein quadratischer Ansatz

$$\alpha_e/p \sim \{(E/p) - (E/p)_0\}^2 \quad (3.2-41)$$

für den effektiven Ionisierungskoeffizienten α_e nach Bild 3.2-12 angenommen und in die Zündbedingung (3.2-29) eingesetzt wird. Dadurch können im Gegensatz zu Gl. (3.2-21) und (-35) auch *stärker elektronegative Gase* mit nennenswerten Anlagerungskoeffizienten η beschrieben werden. Die Auflösung nach U_d ergibt mit den Konstanten nach Tabelle 3.2-4

$$U_d = (E/p)_0 pd + c(pd)^{1/2}. \quad (3.2-42)$$

Für $pd \rightarrow 0$ geht auch U_d gegen Null. Der Bereich des Nahdurchschlages wird also durch diese Näherung nicht mehr physikalisch korrekt beschrieben, sie ist auf größere Werte von pd beschränkt.

Für das stark elektronegative **Schwefelhexafluorid** (SF_6) wird anstelle des quadratischen Ansatzes (3.2-41) auch der lineare Ansatz

$$\alpha_e/p = k_i \{(E/p) - (E/p)_0\}$$

nach Gl. (3.2-26) verwendet. Dadurch können im Bereich des Nulldurchgangs positive und negative Werte, sowie die rasche Zunahme des effektiven Ionisierungskoeffizienten α_e mit der bezogenen Feldstärke E/p berücksichtigt werden, Bild 3.2-12.

Die Zündbedingung führt mit $k = 14$ ($\gamma = 10^{-6}$), $k_i = 27,7/\text{kV}$ und $(E/p)_0 = 8,84 \text{ kV}/(\text{bar}\cdot\text{mm})$ auf

$$U_d = pd \cdot 8,84 \text{ kV}/(\text{bar}\cdot\text{mm}) + 0,5 \text{ kV}. \quad (3.2-43)$$

Bild 3.2-14 und -15 zeigen die *numerische Auswertung der Näherungsgl.* (3.2-35), (-42) und (-43). Dabei wurden die Feldstärkewerte aus der Division der Spannungswerte durch die Schlagweiten ermittelt. Die Bilder zeigen, dass SF_6 im Vergleich zu *Luft* eine wesentlich höhere und Helium, wie andere *Edelgase* auch, eine wesentlich niedrigere Festigkeit aufweist.

Anmerkung: Die häufig genannte *Durchschlagsfeldstärke* von *Luft* von $\bar{E}_d = 30 \text{ kV}/\text{cm} = 3 \text{ kV}/\text{mm}$ unter Normalbedingungen ist nach Bild 3.2-15 nur ein Richtwert für Schlagweiten im Bereich von einigen cm.

Anmerkung: Die hohe Festigkeit von SF_6 kann auch in *Gasmischungen*, z.B. mit Stickstoff N_2 ausgenutzt werden. Bereits bei einem SF_6 -Anteil von 20 % wird etwa 70 % der Festigkeit des reinen SF_6 -Gases erreicht [22]. Umgekehrt gilt, dass geringfügige *Verunreinigungen* durch andere Gase die Festigkeit des elektronegativen Gases kaum beeinträchtigen.

Gl. (3.2-35) ergibt für Helium (Kurve 1) und Luft (Kurve 2) das typische Paschenminimum, Bild 3.2-14. Gl. (3.2-42) stellt den Bereich des Minimums nicht mehr korrekt dar. Die berechneten Verläufe für Luft (Kurve 3) und SF_6 (Kurve 4) weichen deshalb im Bereich niedriger pd -Werte erheblich von den tatsächlichen Verläufen ab. Gl. (3.2-42) ist somit nur für große pd -Werte anwendbar. Gl. (3.2-43) ergibt für SF_6 einen Verlauf (Kurve 5), der den Wiederanstieg der Durchschlagspannung unterhalb des Paschenminimums nicht mehr darstellt.

Die Division der Durchschlagspannung U_d durch die Schlagweite d ergibt die *Durchschlagsfeldstärke* E_d für einen bestimmten Druck (z.B. $p = 1 \text{ bar}$, Bild 3.2-15). Mit abnehmenden Schlagweiten d steigt die Durchschlagsfeldstärke stark an, da die Wahrscheinlichkeit für ionisierende Stöße zwischen den Elektroden abnimmt. Mit zunehmender Schlagweite streben die Durchschlagsfeldstärken für SF_6 und Luft gegen konstante Werte.

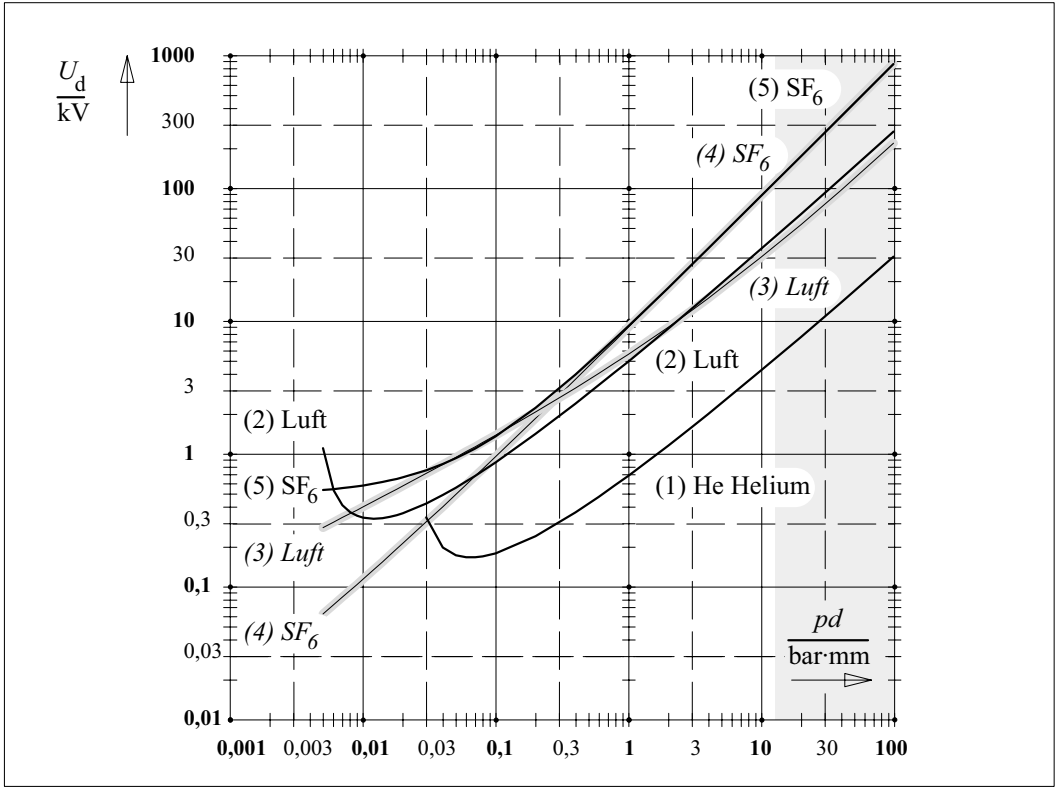


Bild 3.2-14: Berechnete Durchschlagspannungen als Funktion von pd (Paschenkurven) für verschiedene Gase:

(1) Helium und (2) Luft nach Gl. (3.2-35) und Tabelle 3.2-1 mit $k = 5$.

(3) Luft und (4) Schwefelhexafluorid nach Gl. (3.2-42) und Tabelle 3.2-4.

(5) Schwefelhexafluorid nach Gl. (3.2-43).

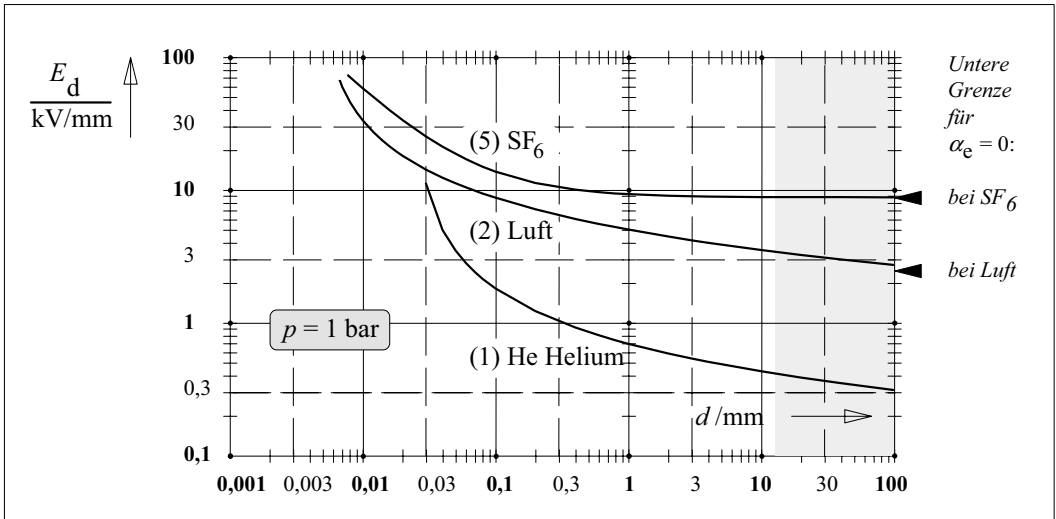


Bild 3.2-15: Berechnete elektrische Festigkeit als Funktion der Schlagweite d für verschiedene Gase bei Normaldruck ($p = 1 bar$) und Normaltemperatur ($T = 293 K$). Gleichungen und Legende wie in Bild 3.2-14.

Eine *untere Grenze* ist dadurch gegeben, dass die Feldstärke mindestens so groß sein muss, dass der *effektive Ionisationskoeffizient* $\alpha_e = \alpha - \eta$ größer als Null ist, Bild 3.2-12. D.h. die Bildung neuer Elektronen durch Stöße muss gegenüber der Anlagerung von Elektronen überwiegen, damit sich überhaupt eine Lawine bilden kann. Der Ionisationskoeffizient α muss größer sein als der Anlagerungskoeffizient η . Werte für die entsprechende *Grenzfeldstärke* $(E/p)_0$ sind in Tab. 3.2-4 zusammengestellt.

Bisher wurde der **Einfluss der Elektroden** über den *Rückwirkungsfaktor* (*Materialfaktor*) γ berücksichtigt. Er wirkt sich bei höheren *pd*-Werten kaum noch auf die Höhe der Durchschlagspannung aus, weil in Gl. (3.2-35) durch zweifache Logarithmierung nur eine schwache Abhängigkeit von γ besteht. Einen wesentlich stärkeren Einfluss auf die Höhe der Durchschlagspannung hat die **Oberflächenrauhigkeit** der Elektroden. Wie schon in Bild 2.3-18 und Gl. (2.3-62) gezeigt, können durch Erhebungen (Z.B. durch Grate, Kratzer, Krater, Spitzen etc.) *Feldstärkeüberhöhungen* im Mikrofeld entstehen, die den Wert des Grundfeldes um ein Mehrfaches übersteigen. Allerdings ist die Überhöhung räumlich eng begrenzt, die Feldstärke nimmt mit zunehmendem Abstand von der Oberfläche rasch auf den Wert des Grundfeldes ab. Aus Bild 3.2-15 ist ersichtlich, dass bis in den Bereich von einigen 10 μm *Feldstärkebelastungen* möglich sind, die erheblich über den Festigkeiten im mm-Bereich liegen. Für den Einsatz von Entladungen im *inhomogenen Feld* einer unebenen Oberfläche ist nach Gl. (3.2-9b) entscheidend, ob das Integral $\int \alpha(x) dx$ bzw. die Elektronenzahl $e^{\int \alpha(x) dx}$ in der Lawine einen Wert erreicht, der einer ausreichenden Rückwirkung für den Start neuer Lawinen entspricht.

Beispiel: Behandlung von Elektrodenoberflächen

In der Praxis verwendet man bei besonderen Anforderungen *polierte Elektroden*, die allerdings keine Beschädigungen (z.B. Kratzer, Krater, Spitzen etc.) aufweisen dürfen.

Falls Oberflächenfehler nicht ganz ausgeschlossen werden können, hat sich als günstig erwiesen, Oberflächen

mit Sand zu strahlen, um gleichmäßige Rauigkeiten zu erhalten und extreme Fehler zu beseitigen [50].

Unter der Wirkung von *mäßigen Entladungen* tritt oft eine *Konditionierung* ein, weil Fehler in Form von Schmutz oder metallischen Spitzen weggebrannt werden. Allerdings können unter der Wirkung *stromstarker Entladungen* auch oberflächliche Krater neu gebildet werden.

Oft müssen *Funkenstrecken* zur Sicherstellung eines reproduzierbaren Ansprechverhaltens durch eine größere Zahl von Entladungen *konditioniert* werden. Man kann dabei häufig Frühzündungen beobachten. Eine *Reinigung* ist allein oft nicht ausreichend, da das Verbleiben von Fusseln und Fasern auf der Oberfläche nie ganz ausgeschlossen werden kann.

3.2.3 Raumladungsbeschwerter Entladung, Kanalentladung (Streamer-Mechanismus)

Wächst die von einem Startelektron ausgelöste Lawine auf etwa 10^6 bis 10^8 Elektronen an, ergibt sich eine nicht mehr zu vernachlässigende Veränderung der elektrischen Feldstärke in der Umgebung der Lawine, Bild 3.2-16. Die relativ unbeweglichen positiven Ionen bleiben im *Lawinenschwanz* zurück. Die sehr viel beweglicheren Elektronen bilden einen negativen, etwa kugelförmigen *Lawinenkopf*, dessen Durchmesser mit zunehmendem Weg aufgrund von Diffusionsvorgängen anwächst.

An der Front des Lawinenkopfes ergibt sich durch die *Raumladungen* eine besondere Verstärkung der Feldstärke $E(x) = E_{\max}$ gegenüber dem Grundfeld E_0 . Dadurch erhöht sich auch die Zahl der Stoßionisationsvorgänge und der mit der Aussendung von Lichtquanten verbundenen Rekombinationsvorgänge.

Durch *Photoionisation* werden dann Startelektronen für voraus- und nacheilende *Sekundärlawinen* außerhalb des betrachteten Lawinenkopfes ausgelöst, Bild 3.2-16. Aus der Summe aller Lawinen entsteht sehr rasch ein leitfähiger Kanal, Bild 3.2-17. Man spricht deshalb auch von *Kanalentladung* bzw. von der Ausbildung eines Streamers (*Streamer-Mechanismus*).

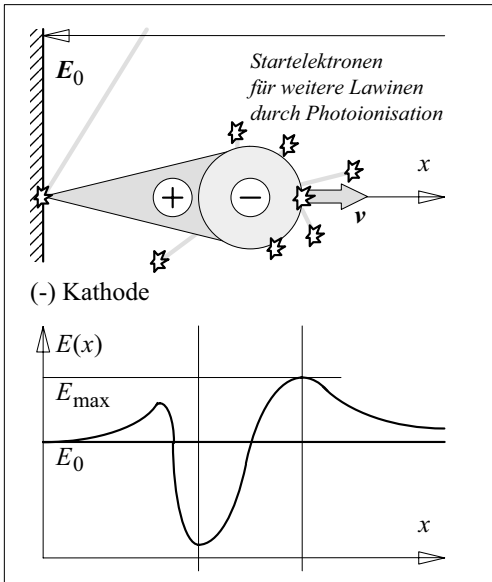


Bild 3.2-16: Verzeichnung des elektrischen Grundfeldes durch die Raumladungen einer Entladungslawine in der Lawinenachse. Der Durchmesser des Lawinenkopfes erweitert sich mit zunehmendem Weg durch Diffusion der Elektronen.

Anmerkung: Die Bildung des Kanals muss nicht notwendigerweise an der Kathode beginnen. Startet die erste Lawine im Gasvolumen, so bewirkt die Photoionisation das Vorwachsen eines anodengerichteten und eines kathodengerichteten Kanals.

Durch Photoionisation werden sehr rasch größere Strecken überbrückt. Ein leitfähiger Kanal bildet sich praktisch innerhalb einer einzigen Lawinenlaufzeit, Bild 3.2-17. Durch die erhöhte Feldstärke und die vorausseilenden Se-

kundärlawinen wächst der Streamer mit hoher Geschwindigkeit gegen die positive Anode vor. Für Luft bei Normaldruck gilt im homogenen Feld etwa

$$v_{st} \approx 100 \text{ cm}/\mu\text{s} \quad (3.2-44a)$$

Anmerkung: In sehr **inhomogenen Feldern**, in denen durch die abnehmende Grundfeldstärke neue Lawinen nur in unmittelbarer Nähe des betrachteten Lawinenkopfes starten können, ist die Wachstumsgeschwindigkeit mit

$$v_{st} \approx 10 \text{ cm}/\mu\text{s} \quad (3.2-44b)$$

wesentlich geringer.

Notwendige Voraussetzung für den Durchschlag ist, dass die Bildung von Elektronen durch Stoßionisation gegenüber der Anlagerung von Elektronen überwiegt. D.h. der effektive Ionisierungskoeffizient $\alpha_e = \alpha - \eta$ nach Gl. (3.2-25) und Bild 3.2-12 muss größer als Null sein. Unterhalb der entsprechenden Grenzfeldstärke ist ein Durchschlag nicht mehr möglich:

$$(E/p)_0 = 24,4 \text{ kV}/(\text{bar}\cdot\text{cm}) \text{ für Luft} \quad (3.2-45)$$

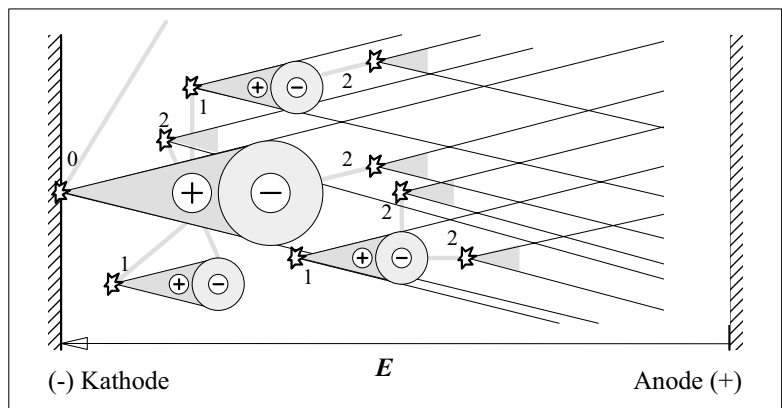
$$(E/p)_0 = 87,7 \text{ kV}/(\text{bar}\cdot\text{cm}) \text{ für SF}_6 \quad (3.2-46)$$

Anmerkung: Inhomogenitäten des Feldes durch Oberflächenrauigkeiten oder Partikel können oft eine niedrigere Grenzfeldstärke vortäuschen [16]. Dies führt oft zu unterschiedlichen Angaben über die Höhe der Grenzfeldstärken, vgl. auch Tabelle 3.2-4.

Außerdem muss die Zahl der Elektronen den kritischen Wert

Bild 3.2-17: Physikalisches Modell zur Beschreibung der raumladungsbezwerten Entladung bzw. der Kanalentladung nach Raether (Streamer-Mechanismus).

0,1,2,... Startzeitpunkte für Lawinen
 —*— Lawinenstart durch Photoionisation



$$N_{\text{krit}} = 10^6 \dots 10^8 \quad (3.2-47)$$

erreichen.

Hieraus ergibt sich in Analogie zur Zündbedingung nach Townsend für den Generationenmechanismus (Gl. (3.2-9)) die **Zündbedingung** nach Raether für den *Streamer- bzw. Kanalmechanismus*:

$$e^{\int_0^d \{\alpha - \eta\} dx} \geq N_{\text{krit}} \quad (3.2-48)$$

bzw.

$$\int_0^d \{\alpha - \eta\} dx \geq \ln \{N_{\text{krit}}\} = k_{\text{st}} = 14 \dots 18 \quad (3.2-49)$$

D.h. die *Zündbedingung* für den Kanalmechanismus gleicht formal der Zündbedingung (3.2-9) für den Generationenmechanismus. Allerdings unterscheidet sich der für den Streamereinsatz gültige Faktor k_{st} von dem aus dem Rückwirkungsfaktor γ berechneten Faktor $k = \ln(1 + 1/\gamma)$.

Anmerkung: Der Übergang vom Generationen- zum Kanalmechanismus ist fließend, wie die Angabe der (unteren) Grenzfeldstärken in Bild 3.2-15 erkennen lässt.

Für *Luft unter Normalbedingungen* ist mit dem quadratischen Ansatz 3.2-41 für α_e/p und unter Annahme eines *homogenen Feldes* die Beziehung (3.2-42) in der Form

$$U_d = d \cdot 2,44 \text{ kV/mm} + d^{-1/2} \cdot 2,12 \text{ kV/mm}^{-1/2} \quad (3.2-50)$$

gültig [16].

Für die Beschreibung von SF_6 ist der lineare Ansatz (3.2-43) besser geeignet. Mit der Grenzfeldstärke $(E/p)_0 = 8,87 \text{ kV/(bar·mm)}$ und $k_i = 27,7/\text{kV}$ folgt aus der Zündbedingung (3.2-49)

$$\int_0^d \{E - p \cdot (E/p)_0\} dx \geq \frac{k_{\text{st}}}{k_i} = 0,5 \dots 0,7 \text{ kV} \quad (3.2-51)$$

In Übereinstimmung mit Gl. (3.2-43) ergibt sich, dass die Gesamtspannung die sich aus der Grenzfeldstärke ergebende Spannung nur um 0,5 bis 0,7 kV übersteigen darf [16]:

$$U_d = p d \cdot 8,77 \text{ kV/(bar·mm)} + 0,7 \text{ kV} \quad (3.2-52)$$

Die Zündbedingung (3.2-48) bzw. (-49) gilt auch im **inhomogenen Feld**, Bild 3.2-18. In Gebieten *hoher Feldstärke* überwiegt die Ladungsträgerbildung durch Stoßionisation ($\alpha > \eta$), in Gebieten *niedriger Feldstärke* die Anlagerung von Elektronen ($\alpha < \eta$).

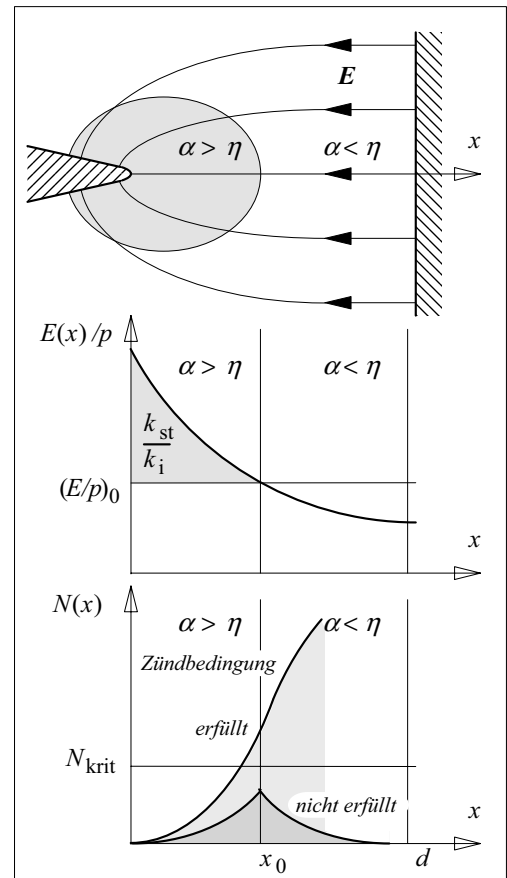


Bild 3.2-18: Entwicklung von Elektronenlawinen im inhomogenen Feld vor einer negativen Spitze.

Oben: Gebiete mit positivem und negativem effektivem Ionisationskoeffizienten.

Mitte: Feldstärkeverlauf entlang der x-Achse.

Unten: Lawinenentwicklung mit überkritischer und mit unterkritischer Elektronenzahl.

Die Integration in Gl. (3.2-48) und (-49) ist nicht bis $x = d$ sondern nur bis $x = x_0$, d.h. über das Gebiet mit positivem effektivem Ionisierungskoeffizienten zu erstrecken. Wird dabei die *kritische Elektronenzahl* N_{krit} erreicht, hat die Lawine genügend Raumladungen gebildet, um in das feldschwache Gebiet vorwachsen zu können. Andernfalls nimmt die Elektronenzahl aufgrund von Anlagerungen wieder ab, die Zündbedingung ist nicht erfüllt, Bild 3.2-18 (unten).

Die *Zündbedingung im inhomogenen Feld* lässt sich mit Gl. (3.2-51) auch so interpretieren, dass die in Bild 3.2-18 (Mitte) hervorgehobene Spannungsfläche oberhalb von $E/p = (E/p)_0$ den Wert k_{st}/k_i überschreiten muss. Für SF_6 beträgt dieser Wert etwa 0,7 kV.

Anmerkung: Bei inhomogenen **SF₆-Isolierungen** kann die kritische Elektronenzahl N_{krit} schon bei verhältnismäßig kleinen Wegstrecken x erreicht werden, weil der effektive Ionisierungskoeffizient α_e bei Überschreiten der Grenzfeldstärke $(E/p)_0 = 8,87 \text{ kV}/(\text{bar}\cdot\text{mm})$ sehr viel stärker mit E/p zunimmt, als z.B. bei Luft. Dadurch führen auch *lokal sehr eng begrenzte Feldüberhöhungen* durch Oberflächenrauigkeiten oder Partikel zur Einleitung des Kanalmechanismus, auch wenn im makroskopischen Feld die Grenzfeldstärke noch nicht erreicht ist.

Diese *Empfindlichkeit von SF₆-Isolierungen gegen Oberflächenrauigkeiten und Verunreinigungen durch Partikel* erfordert besondere Sorgfalt bei Fertigung und

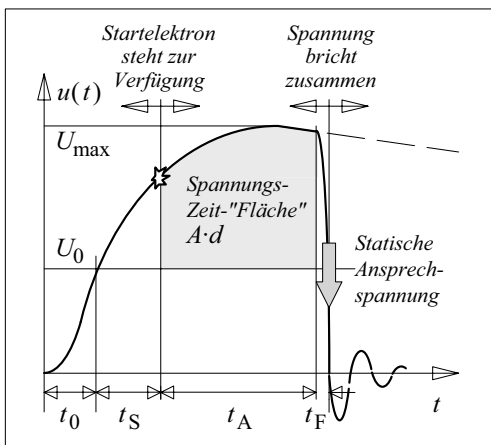


Bild 3.2-19: Zünd- und Entladungsverzug durch statistische Streuzeit und Aufbauzeit bei transienter Spannungsbeanspruchung (Stoßspannung).

Montage von *gasisolierten Schaltanlagen* (GIS). Sie sind deshalb nach Abschluss der Montage, vor Ort auf Teilentladungsfreiheit zu prüfen.

Die vorstehenden Überlegungen gelten grundsätzlich in inhomogenen Feldern sowohl mit *negativer* als auch mit *positiver Spitze*. Bei der Integration nach Gl. (3.2-48) oder (-49) ist aber zu berücksichtigen, dass das Lawinenwachstum bei negativer Spitze in $+x$ -Richtung und bei positiver Spitze in $-x$ -Richtung erfolgt.

3.2.4 Entladeverzug, Stoßkennlinien und Hochfrequenzdurchschlag

3.2.4.1 Zünd- und Entladeverzug

Die bisher betrachteten Durchschlagsspannungen und -feldstärken sind sogenannte *statische* Durchschlagsspannungen und -feldstärken. D.h. es wird angenommen, dass die Spannung so lange anliegt bzw. so langsam gesteigert wird, dass sich Verzugserscheinungen nicht bemerkbar machen.

Bei *schnell ansteigenden Beanspruchungen* muss jedoch berücksichtigt werden, dass trotz Überschreiten der statischen Ansprechspannung U_0 im Zeitpunkt $t = t_0$ der Durchschlag erst eintreten kann, wenn ein Startelektron nach der *statistischen Streuzeit* t_S zur Verfügung steht (*Zündverzug*) und wenn innerhalb der *Aufbauzeit* t_A ein leitfähiger Kanal entstanden ist (*Entladeverzug*), Bild 3.2-19. Die Zeit für die Ausbildung einer stromstarken Entladung (Funkenaufbauzeit t_F) bzw. für den *Zusammenbruch der Spannung* richtet sich nach den Funkenwiderstandsgesetzen und den Elementen des Entladekreises. Innerhalb der Zeit bis zum Durchschlag

$$t_D = t_0 + t_S + t_A + t_F \quad (3.2-53)$$

kann die beanspruchende Spannung $u(t)$ mit U_{max} weit über die statische Ansprechspannung U_0 hinaus ansteigen. D.h. der *Stoßfaktor*

$$f = U_{\text{max}}/U_0 \quad (3.2-54)$$

kann wesentlich größer als eins werden.

Anmerkung: Die Summe aus statistischer Streuzeit und Aufbauzeit

$$t_V = t_S + t_A \quad (3.2-55)$$

bezeichnet man auch als *Entladeverzugszeit*.

Die **statistische Streuzeit** t_S resultiert aus der statistischen Streuung der Elektronenerzeugung durch Strahlung. Die Streuzeit nimmt mit der Größe des elektrisch hoch beanspruchten Gasvolumens ab, weil die Wahrscheinlichkeit für das Auftreten eines Startelektrons mit der Größe des kritisch beanspruchten Volumens zunimmt („Volumen-Zeit-Gesetz“).

Nach dem in Kap. 3.1.3 beschriebenen *Vergrößerungsgesetz* nimmt die 50 %-Streuzeit t_{S50} mit zunehmender Anzahl kritisch beanspruchter Volumenelemente ΔV ab, Bild 3.2-20. Dabei ist $W_m = 1 - F_m$ die Wahrscheinlichkeit für das Nicht-Vorhandensein eines Startelektrons in m Volumenelementen ΔV , sie wird mit zunehmendem Volumen kleiner. Für sehr große Volumina wird deshalb auch t_{S50} sehr klein. Für ein gegebenes Volumen strebt die Wahrscheinlichkeit $F(t_S)$ für das Auftreten eines lawinenauslösenden Startelektrons mit zunehmender Zündverzugszeit t_S gegen 1.

Die Streuzeit ist in *Luft* bereits bei Schlagweiten über 1 mm mit einigen 10 ns sehr klein [39]. Größere Streuzeiten ergeben sich in SF_6 ,

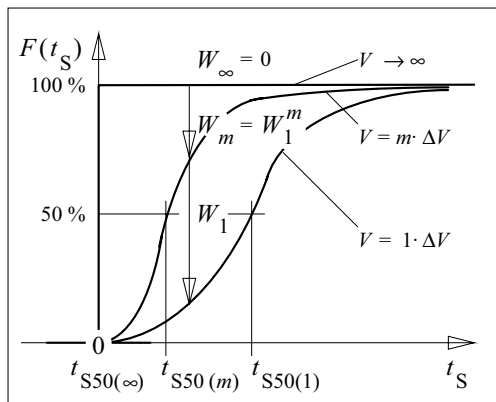


Bild 3.2-20: Vergrößerungsgesetz für die Abnahme der statistischen Streuzeit mit der Zunahme des kritisch beanspruchten Volumens.

weil freie Elektronen durch Anlagerung gebunden werden.

Die Streuzeit kann durch *Bestrahlung der Kathode* mit ionisierendem UV-Licht praktisch eliminiert werden. Außerdem führt eine *sehr raue Oberfläche* zu lokalen Feldüberhöhungen. Dadurch kann es bei hohen Überspannungen zu einer Verkürzung der Streuzeit durch *Feldemission* von Elektronen aus der Kathode kommen.

Die **Aufbauzeit** t_A von der ersten Lawine bis zur Bildung eines leitfähigen Kanals (d.h. die *Streamer-Aufbauzeit*) kann sehr unterschiedliche Werte annehmen.

Beim *Generationendurchschlag* nach Townsend sind viele aufeinanderfolgende Lawinen- und Ionenlaufzeiten nötig, um einen leitfähigen Kanal aufzubauen. Die Aufbauzeit liegt deshalb in der Größenordnung von 10 μs .

Der Generationendurchschlag kann nur bei kleinen pd -Werten und Spannungen in der Nähe der statischen Durchschlagspannung U_0 auftreten. Bei großen Überspannungen nach Bild 3.2-19 nimmt jedoch der Ionisierungskoeffizient α sehr stark zu. Der *Übergang zum Kanalmechanismus* erfolgt deshalb schon bei sehr viel kleineren pd -Werten, so dass man in der Praxis meist vom Kanalmechanismus ausgehen kann.

Die *Wachstumsgeschwindigkeit* $v(t)$ des *Streamerkanals* ist um so größer, je weiter die Spannung $u(t)$ die Spannung U_0 überschreitet. Unter der Annahme, dass $v(t)$ der Differenz zwischen $u(t)$ und U_0 proportional ist, gilt für die Überbrückung der Elektrodenstrecke d

$$d = \int_{t_0+t_S}^{t_0+t_S+t_A} v(t) dt \sim \int_{t_0+t_S}^{t_0+t_S+t_A} \{u(t) - U_0\} dt.$$

Das Integral

$$\int_{t_0+t_S}^{t_0+t_S+t_A} \{u(t) - U_0\} dt = A \cdot d = \text{const.} \quad (3.2-56)$$

kann in Bild 3.2-19 als „*Spannungs-Zeit-Fläche*“ oberhalb von U_0 interpretiert werden,

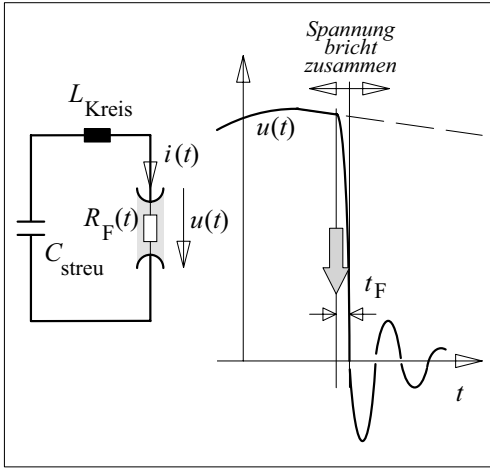


Bild 3.2-21: Schwingende Entladung einer (Streu-)kapazität und Zusammenbruch der Spannung nach dem Aufbau eines leitfähigen Entladungskanals.

die vom Beginn der Lawinenentwicklung ($t = t_0 + t_S$) bis zum Beginn des Spannungszusammenbruchs ($t = t_0 + t_S + t_A$) gebildet wird. Der Wert des Integrals ist für eine gegebene Anordnung *konstant* (**Spannungs-Zeit-Flächenkriterium**). Für inhomogene, luftisolierte Spitze-Platte-Anordnungen werden für die Konstante A die Werte $A = 400 \text{ kV} \cdot \mu\text{s}/\text{m}$ (negative Spitze) und $A = 650 \text{ kV} \cdot \mu\text{s}/\text{m}$ (positive Spitze) als Richtwerte angegeben [16].

Anmerkung: Die in Gl. (3.2-56) verwendete Spannung U_0 ist als Bezugsspannung zu verstehen, bis zu der keine Streamerentwicklung auftritt. Sie entspricht näherungsweise der statischen Durchbruchspannung.

In *inhomogenen Feldern* treten größere Entladeverzugszeiten als in *homogenen Feldern* auf. Sie weisen darüber hinaus eine größere Streuung auf.

Die für den Zusammenbruch der Spannung notwendige Zeit wird als **Funkenaufbauzeit** t_F bezeichnet. Sie ist von den Parametern des Entladungskreises und den zeitabhängigen Werten des Funkenwiderstandes $R_F(t)$ abhängig. Meist ergibt sich eine mehr oder weniger stark gedämpfte Schwingung bei der Entladung einer (Streu-)Kapazität über die Kreisinduktivität und $R_F(t)$, Bild 3.2-21. Eine Vierterperiode entspricht dann etwa der Zeit t_F .

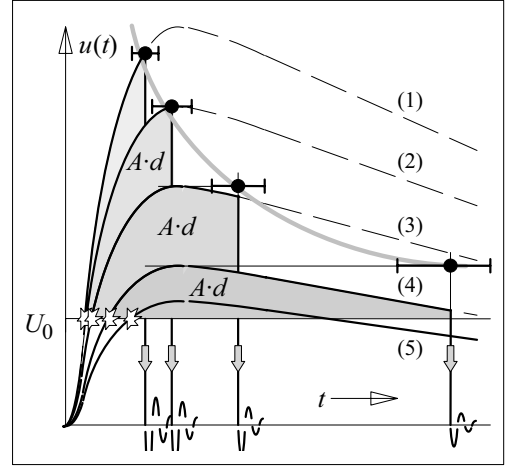


Bild 3.2-22: Ermittlung von Stoßkennlinien nach dem Spannungs-Zeit-Flächenkriterium $A \cdot d = \text{const.}$ für eine Blitzstoßspannung $1,2/50 \mu\text{s}$.

Anmerkung: In *gasisolierten Schaltanlagen* (GIS) ergeben sich wegen der geringen Abstände und der geringen Induktivitäten sehr schnelle Spannungszusammenbrüche im Bereich einiger ns. Beispielsweise beträgt die Zeitkonstante für den Stromanstieg bei Entladung einer Leitung mit dem Wellenwiderstand $Z_W = 50 \Omega$ nur $\tau = L/Z_W = 2 \text{ ns}$, wenn die dem Entladungskanal zugeordnete Induktivität mit $L = 10 \text{ cm} \cdot 1 \text{ nH}/\text{mm} = 100 \text{ nH}$ angesetzt wird (vgl. Wellenersatzbild 2.6-8). Außerdem kann der Spannungszusammenbruch in *elektronegativen Gasen unter Druck* besonders schnell erfolgen, Kap. 3.2.7.1 mit Gl. (3.2-92). Dadurch entstehen auf den schwach gedämpften Leitungen Wanderwellenvorgänge, die zu erheblichen Überspannungen führen können (Fast Transients, Kap. 2.6.3.1).

In *luftisolierten Anlagen* erfolgen die Spannungszusammenbrüche wegen großer Isolationsabstände und großer Kreisinduktivitäten wesentlich langsamer.

3.2.4.2 Stoßkennlinien

Unter der Voraussetzung, dass die statistische Streuzeit und die Funkenaufbauzeit im Vergleich zur *Streamer-Aufbauzeit* t_A vernachlässigbar sind, kann die Spannungs-Zeit-Kennlinie für den Durchschlagsvorgang aus dem Spannungs-Zeit-Flächenkriterium nach Gl. (3.2-56) ermittelt werden, Bild 3.2-22:

Für einen gegebenen *Zeitverlauf* der Spannung $u(t)$ (z. B. Blitzstoßspannung $1,2/50 \mu\text{s}$) und für eine gegebene *Anordnung* mit der stati-

schen Ansprechspannung U_0 und der Spannungs-Zeit-Fläche $A \cdot d$ soll unmittelbar nach Überschreiten von U_0 ein Startelektron zur Verfügung stehen ($t_s = 0$). Dadurch entsteht eine Lawine und ein auf die Elektroden vorwachsender Streamer. Der Durchschlag erfolgt in Form eines Spannungszusammenbruchs, wenn zwischen den Elektroden ein leitfähiger Kanal entstanden ist. Dies wird nach Erreichen der *Spannungs-Zeit-Fläche* $A \cdot d$ angenommen (vgl. Kurven Nr. 1 bis 4, Bild 3.2-22). Wird trotz Überschreiten von U_0 die notwendige Spannungs-Zeit-Fläche nicht erreicht, kommt das Streamer-Wachstum zum Erliegen, bevor ein leitender Kanal entsteht, der Durchschlag findet *nicht* mehr statt (Kurve 5).

Die *Stoßkennlinie* ergibt sich aus der Zuordnung des Durchschlagszeitpunktes zum Scheitelwert der erreichten Spannung. Sie hat grundsätzlich einen zu kürzeren Zeiten hin *ansteigenden* Verlauf.

Beispiel: Überspannungsableiter

Edelgasgefüllte Überspannungsableiter können mit niedrigen statischen Ansprechspannungen U_0 im Bereich etwa oberhalb von 100 V realisiert werden. Aufgrund ihrer Stoßkennlinie darf jedoch bei sehr schnell ansteigenden Überspannungen erst mit einem Ansprechen im Bereich von mehreren kV gerechnet werden. Dadurch kann nur ein erster *Grobschutz* gewährleistet sein, durch den z.B. große Folgeströme abgeleitet werden können. Empfindliche Bauteile müssen durch einen nachgeschalteten elektronischen *Feinschutz* weitergehend geschützt werden.

Der Verlauf einer Stoßkennlinie ist sehr stark von der verwendeten *Spannungsform* abhängig. Dies kann man sich leicht anhand des Flächenkriteriums veranschaulichen. D.h. die üblicherweise mit Blitzstoßspannung (1,2/50 μ s) ermittelten Kennlinien sind nicht direkt auf andere Spannungsformen übertragbar.

Gemessene Durchschlagszeiten weisen oft eine große *Streuung* auf. Sie resultiert zum einen aus der statistischen Streuzeit und aus der Streuung der Aufbauzeit, die insbesondere in *inhomogenen Feldern* große Werte annehmen können. Außerdem wirken sich Veränderungen der Fläche $A \cdot d$ besonders stark in einer Veränderung des Durchschlagszeitpunktes aus,

wenn die Spannungsverläufe das Kriterium gerade noch erfüllen (Kurve 4, Bild 3.2-22).

Die *empirische Ermittlung* einer Stoßkennlinie ergibt deshalb ein vergleichsweise breites *Band*. Bei ausreichender Datenmenge können aus der *Häufigkeitsverteilung* Linien für die 5 %- und die 95 %-Durchschlagszeiten ermittelt werden, zwischen denen 90 % aller erwarteten Durchschläge liegen. Oft wird für die Verteilung der Durchschlagszeiten vereinfachend eine *Gaußsche Normalverteilung* angenommen. Das Durchschlagsband kann dann z.B. durch die dreifache Standardabweichung vom Mittelwert t_m begrenzt werden. Nach Kap. 3.1.2.2 ist damit ein Orientierungswert für die *sichere Stehzeit* $t_m - 3\sigma$ bzw. die *sichere Durchschlagszeit* $t_m + 3\sigma$ gegeben.

Anmerkung: Natürlich kann anstelle der *Durchschlagszeit* auch die *Durchschlagsspannung* als Zufallsgröße betrachtet werden.

Beispiel: Abschneidefunkenstrecke

Bei Prüfung von Hochspannungsgeräten (Transformatoren, Durchführungen, etc.) muss oft mit „*abgeschnittener Stoßspannung*“ geprüft werden, um die Wirkung sehr schneller Spannungsänderungen zu simulieren. Hierfür wird eine Abschneidefunkenstrecke parallel zum Prüfling geschaltet, sie muss innerhalb eines *Zeitintervalles* von 4 bis 6 μ s durchschlagen [52].

Wenn der Einsatz einer getriggerten, d.h. einer gezielt ausgelösten Funkenstrecke nicht möglich ist, muss in Vorversuchen, die *Streuung der Durchschlagszeit* bei der *vorgegebenen Prüfspannungsamplitude* ermittelt werden. Der Abstand der Elektroden ist ggf. so zu verändern, dass alle Durchschläge innerhalb des vorgegebenen Zeitintervalls eintreten.

Anmerkung: Bei Prüfung von Komponenten für *gekapselte Schaltanlagen* (z.B. Steuerkondensatoren) ist die in einem ausgedehnten Stoßkreis erreichbare *Funkenaufbauzeit* zu lang, um die Wirkung von Fast Transients simulieren zu können. Es wird deshalb oft „*die Abschneidung unter SF₆*“ verlangt. D.h. die Abschneidefunkenstrecke wird in das gekapselte und SF₆-isolierte Prüfgefäß integriert, um einen besonders *schnellen Spannungszusammenbruch* zu erhalten (vgl. Bild 3.2-21, vorstehende Anmerkungen und Kap. 3.2.7.1).

In *homogenen und schwach inhomogenen* Feldern bestehen beim Überschreiten der Bezugsspannung U_0 auf dem gesamten Weg zwischen den Elektroden hohe Feldstärken und günstige

Bedingungen für die Ausbildung des Streamers. Dadurch ergibt sich eine große Wachstumsgeschwindigkeit (vgl. Gl. (3.2-44a)), eine *kleine Aufbauzeit* t_A und eine kleine Spannungs-Zeit-Fläche $A \cdot d$ nach Gl. (3.2-56). Die *Stoßkennlinien* verlaufen deshalb bis herab zu einigen 100 ns verhältnismäßig flach.

In *stark inhomogenen Feldern* ist die Wachstumsgeschwindigkeit des Streamers in den feldschwachen Bereichen wesentlich geringer (vgl. Gl. (3.2-44b)). D.h. *Aufbauzeit* t_A und Spannungs-Zeitfläche $A \cdot d$ sind *groß*. Die Stoßkennlinien weisen deshalb einen *ausgeprägten Anstieg* zu kürzeren Zeiten hin auf.

Beispiel: Isolationskoordination

Freiluftanlagen und einfache *Schutzfunkenstrecken* in Luft weisen wegen ihrer inhomogenen Felder und der großen Schlagweiten vergleichsweise stark steigende Stoßkennlinien auf, Bild 3.2-23. *Gasisolierte SF₆-Schaltanlagen* (GIS) mit homogenerem Feld und geringeren Isolationsabständen haben wesentlich flachere Stoßkennlinien. Bei gleicher Bezugsspannung U_0 ist deshalb zuerst ein Durchschlag im SF₆ zu erwarten, sofern nicht durch Wanderwellenbrechung die Beanspruchung innerhalb der GIS reduziert wird.

Ventil- bzw. Funkenstrecken-Überspannungsableiter werden aus einer Reihenschaltung von Funkenstrecken mit einem spannungsabhängigen SiC-Widerstand aufgebaut. Die Funkenstrecken besitzen eine *flache Stoßkennlinie*, so dass sie ihre Schutzfunktion im Sinne der *Isolationskoordination* auch bei rasch steigenden Spannungen erfüllen. Moderne Metalloxid-Überspannungsableiter enthalten keine Funkenstrecken, Kap. 6.1.4.3.

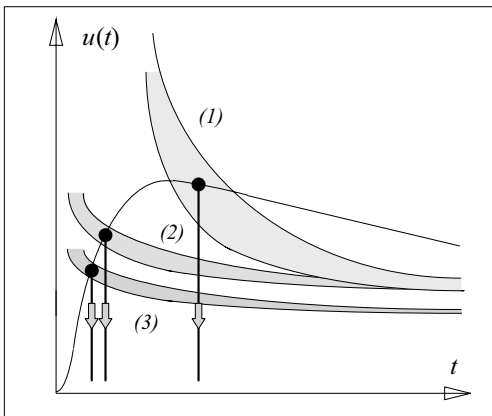


Bild 3.2-23: Stoßkennlinien für eine einfache Luftfunkenstrecke (1), eine Isolationsstrecke in einer GIS (2) und einen Überspannungsableiter (3).

3.2.4.3 Hochfrequenzdurchschlag

Im Gegensatz zur transienten Stoßspannungsbeanspruchung handelt es sich bei der Hochfrequenzbeanspruchung um eine lang andauernde Beanspruchung.

Mit steigender Frequenz sinkt die Festigkeit von Luft unter Normalbedingungen bei etwa 1 MHz [46] auf ca. 80 % des Wertes bei 50 Hz. Ursache ist eine vor der Anode gebildete positive Raumladungswolke, die nach dem Polaritätswechsel vor der Kathode liegt und die Feldstärke erhöht.

Oberhalb von etwa 3 MHz steigt die Festigkeit wieder an, weil dann auch die Elektronen dem Feld nicht mehr unverzögert folgen können und damit die Feldverzerrung durch zurückbleibende positive Ionen nicht mehr auftritt. Außerdem wirkt sich der Entladungsverzug festigkeitssteigernd aus. Für 100 MHz wird etwa die 1,5 bis 1,6 fache Festigkeit im Vergleich mit 50 Hz angegeben [46].

Im *inhomogenen Feld* sind *Vorentladungen* bereits sehr *strom- und lichtstark*, weil der feldschwache Bereich durch den frequenzproportionalen Verschiebungsstrom leichter als bei niedrigen Frequenzen überbrückt werden kann. Dies führt zu einer *Absenkung der Festigkeit* aufgrund des *Leader-Mechanismus* (vgl. Kap. 3.2.5).

Anmerkung: In **festen Stoffen** treten *dielektrische Verluste* auf, die sehr stark mit der *Frequenz* ansteigen und bei ungünstigen Wärmeabführungsverhältnissen zu einer thermischen Instabilität, dem sog. *Wärmedurchschlag* führen können, Kap. 3.3.2.2.

3.2.5 Entladungen im inhomogenen Feld

3.2.5.1 Vorentladungen und Durchschlag

Im **schwach inhomogenen Feld** bestehen bei entsprechend hoher Feldstärke auf dem gesamten Weg zwischen den Elektroden günstige Ionisierungsbedingungen mit $\alpha_e > 0$. Bei Erfüllung der Zündbedingungen für den Generationen- oder Streamer-Mechanismus kommt es *unmittelbar zum Durchschlag*, Vorentladungen treten bis zu einem *Grenzhomogenitätsgrad*

η_G nicht auf, Bild 3.2-24. Für Luft unter Normalbedingungen gilt etwa $\eta_G \approx 0,2$.

Im **stark inhomogenen Feld** bestehen nur vor der stark gekrümmten Elektrode hohe Feldstärken und günstige Ionisierungsbedingungen ($\alpha_e > 0$). Im feldschwachen Bereich wird α_e bei elektronegativen Gasen (SF_6 , Sauerstoff und Luft) negativ, weil die Anlagerung von Elektronen überwiegt, Bild 3.2-18. Nach *Erfüllung der Zündbedingung* entstehen **Vorentladungen (Koronaentladungen)**, die nicht unmittelbar zum Durchschlag führen. Sie beginnen als *Glimmentladungen* und setzen sich bei höherer Spannung als diskrete raumladungsbeschwerte *Streamerentladungen* auch in den feldschwachen Bereich fort, solange das unverzerrte Grundfeld eine gewisse Mindeststärke aufweist. Wenn die Feldstärke des Grundfeldes nicht mehr für das Streamerwachstum ausreicht, erlischt der Streamer. Der nicht überbrückte Bereich sehr niedriger Feldstärken wirkt wie eine in Reihe liegende ohmsch-kapazitive Impedanz, die die Vorentladung *stabilisiert*, Bild 3.2-4.

Anmerkung: Die Stabilisierung von Glimmentladungen in *stark inhomogenen Feldern* kann durch folgende einfache Vorstellung veranschaulicht werden [2]: Die Vorentladungen an einem stark gekrümmten Leiter sollen in grober Näherung als Vergrößerung des effektiven Leiterradius angesehen werden. Wird ein konzentrischer Außenleiter mit dem Radius R_a angenommen, so gibt es ein *Feldstärkeminimum* für einen bestimmten Innenleiterradius, z.B. $R_{i \min} = R_a/e$ bei zylindersymmetrischen Anordnungen (vgl. Kap. 2.3.1.2 und 2.3.1.3). Ist der Radius des Glimmsaumes kleiner als $R_{i \min}$, so führt eine Ausweitung der Glimmerscheinung zur Feldstärkesenkung und damit zur Stabilisierung der Entladung. Bei Innenleiterradien, die größer sind als $R_{i \min}$ würde ein erweiterter Glimmsaum zu einer Feldstärkeerhöhung führen und wäre damit nicht mehr stabil. In Übereinstimmung mit Bild 3.2-24 ergibt sich also bei *schwach inhomogenen Feldern* der Durchschlag unmittelbar.

Mit zunehmender Inhomogenität des Feldes nimmt die *Einsatzspannung* U_e für Vorentladungen (Koronaentladungen) immer weiter ab, Bild 3.2-24. Die *Durchschlagsspannung* U_d stabilisiert sich auf höherem Niveau, weil die stark gekrümmte Elektrode („Spitze“) durch

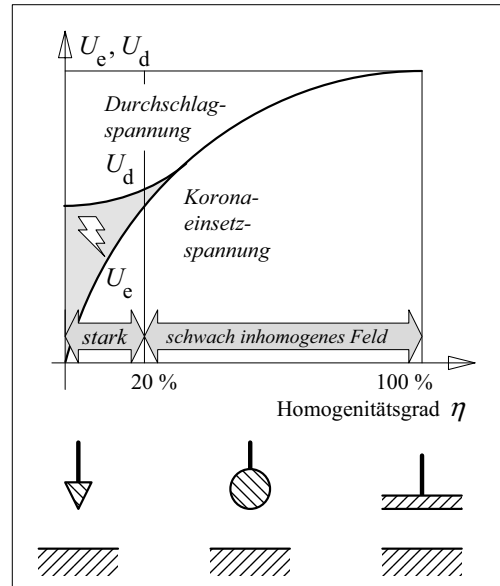


Bild 3.2-24: Unterschied zwischen Korona-Einsatzspannung und Durchschlagsspannung im stark inhomogenen Feld bei konstantem Elektrodenabstand.

Raumladungswolken abgeschirmt wird. Das Entladungsgeschehen wird stark von der Polarität der Spitze bestimmt (*Polaritätseffekt*).

Der **Durchschlag** tritt erst bei höherer Spannung U_d ein, wenn auch im feldschwachen Bereich ausreichend hohe Feldstärken bestehen und ein **Streamer** bis zur Gegenelektrode vorwachsen kann.

Bei *sehr großen Schlagweiten* (über 1 m), bei ausreichend langer Beanspruchungszeit und bei ausreichend rascher Spannungsänderungsgeschwindigkeit kann sich aus dem durch Stoß- und Photoionisation vorwachsenden Streamer aufgrund von *Thermoionisation* ein strom- und lichtstarker Kanal bilden, der als **Leader** bezeichnet wird. An seiner Spitze bilden sich Streamer-Büschel, über die der für die Thermoionisation notwendige Strom in den Kanal des Leaders geführt wird. Die genannten Bedingungen für die Leader-Entladung sind bei *Schaltstoßspannung* 250/2500 μs (positive Spitze) und bei *Wechselspannung* in der positiven Halbwelle erfüllt, nicht jedoch bei Blitzstoßspannung und Gleichspannung.

3.2.5.2 Polaritätseffekt

Der Polaritätseffekt soll am Beispiel einer Anordnung aus *Spitze und Platte* mit einem sehr inhomogenen elektrischen Grundfeld E_g erläutert werden, Bild 3.2-25:

Bei **positiver Spitze** müssen die Lawinen in Gasvolumen starten, da die Feldstärke vor der Kathode viel zu niedrig ist, Bild 3.2-25 (links).

Wird durch äußere Strahlung ein *Startelektron* innerhalb des *Nahbereiches* mit positivem

Ionisierungskoeffizienten gebildet, kann eine Primärlawine starten, die in ein Gebiet zunehmender Feldstärke vorwächst. Nach Erreichen der kritischen Elektronenzahl N_{krit} für den Streamermechanismus entstehen ständig neue Folgelawinen durch intensive Photoionisation. D.h. nach dem Start der ersten Lawine entsteht ein sprunghafter Anstieg des Stromes und eine *stabil glimmende Vorentladung*.

Die Elektronen werden über die positive Spitze abgeleitet. Vor der Spitze bleibt eine

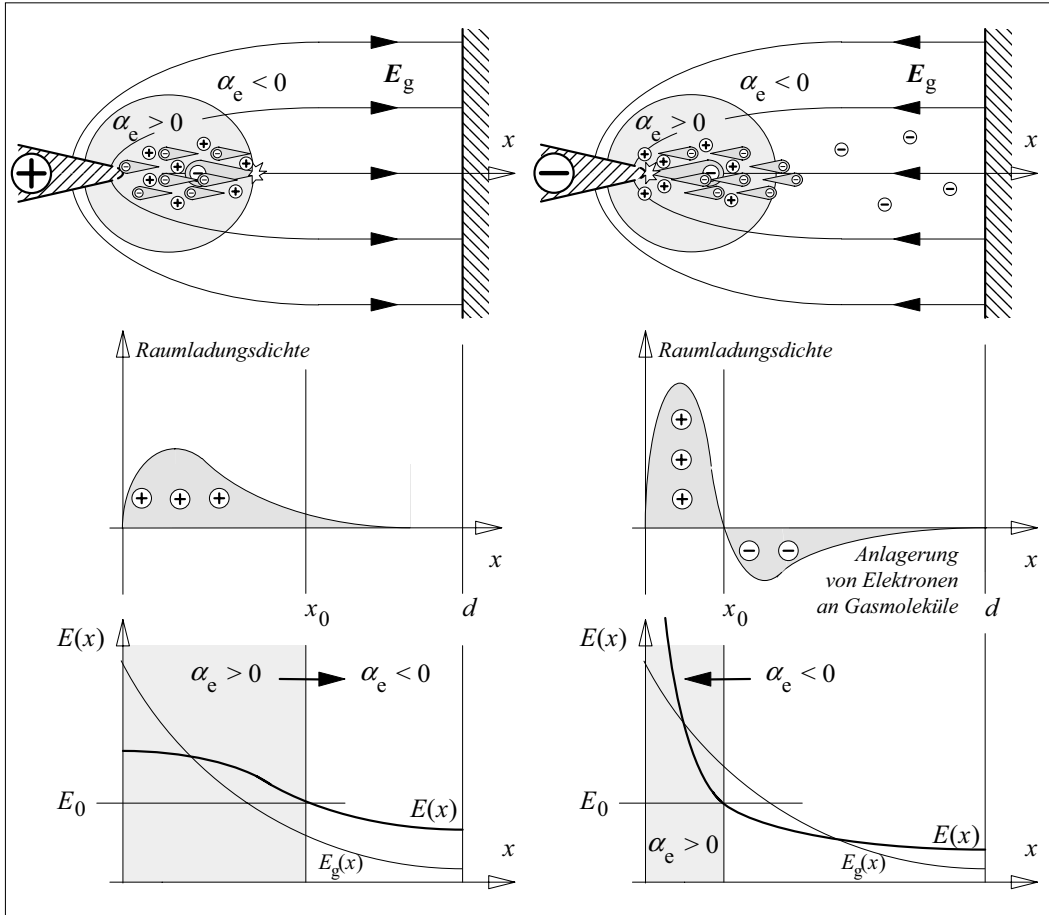


Bild 3.2-25: Polaritätseffekt im stark inhomogenen Feld bei positiver Spitze (links) und negativer Spitze (rechts).

Oben: Ausbildung von Streamern in den Gebieten mit hoher elektrischer Feldstärke und positivem effektiven Ionisierungskoeffizienten.

Mitte: Ausbildung positiver Raumladung durch zurückbleibende positive Ionen (links und rechts) und Ausbildung negativer Raumladung durch Anlagerung von Elektronen im feldschwachen Gebiet (rechts).

Unten: Feldstärkeverlauf $E(x)$ entlang der x-Achse als raumladungsfreies Grundfeld (dünne Linien) und als raumladungsbeschwertes resultierendes Feld (starke Linien) mit Verschiebung der Ionisierungsgrenzen.

positive Raumladungswolke aus den verhältnismäßig schlecht beweglichen Ionen zurück, Bild 3.2-25 (links Mitte). Dadurch wird die *elektrische Feldstärke* vor der positiven Spitze reduziert und im feldschwachen Bereich erhöht. Gleichzeitig erfolgt eine *Verschiebung der Ionisierungsgrenze* mit $\alpha_c = 0$ (bei $E = E_0$) zu größeren Werten $x = x_0$, Bild 3.2-25 (links unten). Durch die Feldstärkeanhebung im feldschwachen Bereich entstehen beim Steigern der Spannung *günstige Bedingungen für das Wachstum von Streamern* in den feldschwachen Bereich und für den *Durchschlag*.

Bei **negativer Spitze** muss ein Startelektron in einem sehr kleinen Bereich direkt an der Spitze zur Verfügung stehen. Es kann deshalb zu einem erheblichen Zündverzug aufgrund der *statistischen Streuzeit* bis zur Entstehung eines Startelektrons kommen (vgl. Kap. 3.2.4.1). Bei Erreichen der Einsetzspannung entsteht deshalb zunächst eine unregelmäßige Folge von Koronaimpulsen, die auch von der Austrittsarbeit des Kathodenmaterials abhängt [25].

Die entstehenden Streamer wachsen in ein feldschwaches Gebiet hinein, Bild 3.2-25 (oben rechts). Nach Überschreiten der Ionisationsgrenze $\alpha_c = 0$ reduziert sich die Elektro-

nenzahl in den Lawinen durch Anlagerung an elektronegative Gasmoleküle. Es entsteht eine *negative Raumladung*, Bild 3.2-25 (rechts Mitte). Die Lawinen hinterlassen vor der Spitze eine *positive Raumladungswolke*. Dadurch ergibt sich eine erhebliche Erhöhung der Feldstärke vor der Spitze und eine Vergleichmäßigung der Feldverteilung bis zur Gegenelektrode, Bild 3.2-25 (rechts unten). Gleichzeitig wird die Ionisationsgrenze $\alpha_c = 0$ (bei $E = E_0$) zu kleineren Werten $x = x_0$ verschoben.

Anmerkung: Das Anwachsen der negativen Raumladung kann die Feldstärke vor der negativen Spitze so weit absenken, dass die Vorentladung erlischt. Erst nach Abwandern der negativen Ionen zur Anode zündet die Vorentladung erneut. Es entsteht eine regelmäßige Folge von Impulsen (*Trichel-Impulse*). Die Folgefrequenz nimmt mit zunehmender Spannung infolge der erhöhten Ionenwanderungsgeschwindigkeit zu. Wenn der Abfluss der negativen Ionen schließlich der Neubildung entspricht, geht die impulsförmige Vorentladung in eine *gleichmäßige Entladung* über.

Das *Wachstum der Streamer* in den feldschwachen Bereich und der *Durchschlag* werden bei negativer Spitze durch die weitgehende Vergleichmäßigung des Feldstärkeverlaufes *hin- und ausgezögert*, Bild 3.2-25 (rechts unten). D.h. es gilt grundsätzlich

$$U_d(\text{neg. Spitze}) > U_d(\text{pos. Spitze}) \quad (3.2-57)$$

Bei Wechselspannung ist dementsprechend mit dem *Durchschlag* im Scheitel der positiven Halbwelle zu rechnen.

Beispiel: Ionenschirm

Die *Veränderung des Feldes durch Ionen* lässt sich eindrucksvoll durch Einbringen eines dünnen isolierenden Schirmes (*Ionenschirm*) zwischen Spitze und Platte zeigen, Bild 3.2-26. Als Isoliermedium wird Luft unter Normalbedingungen eingesetzt.

Ohne Schirm unterscheiden sich die Durchschlagsgleichspannungen bei positiver und negativer Spitze in Übereinstimmung mit Gl. (3.2-57) erheblich.

Würde anstelle des isolierenden Ionenschirmes eine *metallische Elektrode* mit dem Potential der Spitze eingebracht, ergäbe sich ein homogenes Feld mit Durchschlagsspannungen nach *Kurve (1)*. In einem mittleren Abstandsbereich verhalten sich die *Ionenschirme* bei beiden Polaritäten ganz ähnlich, Kurven (2) und (3).

Offenbar lagern sich bei positiver Spitze positive Ionen und bei negativer Spitze negative Ionen auf dem Schirm

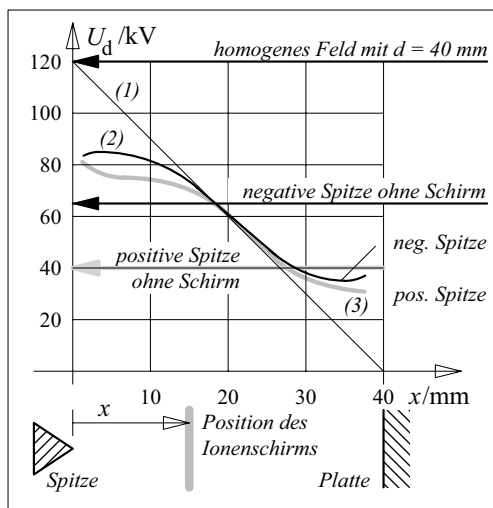


Bild 3.2-26: Wirkung eines Ionenschirmes auf die Durchschlagsgleichspannung eines stark inhomogenen Feldes bei positiver und negativer Spitze in Luft unter Normalbedingungen.

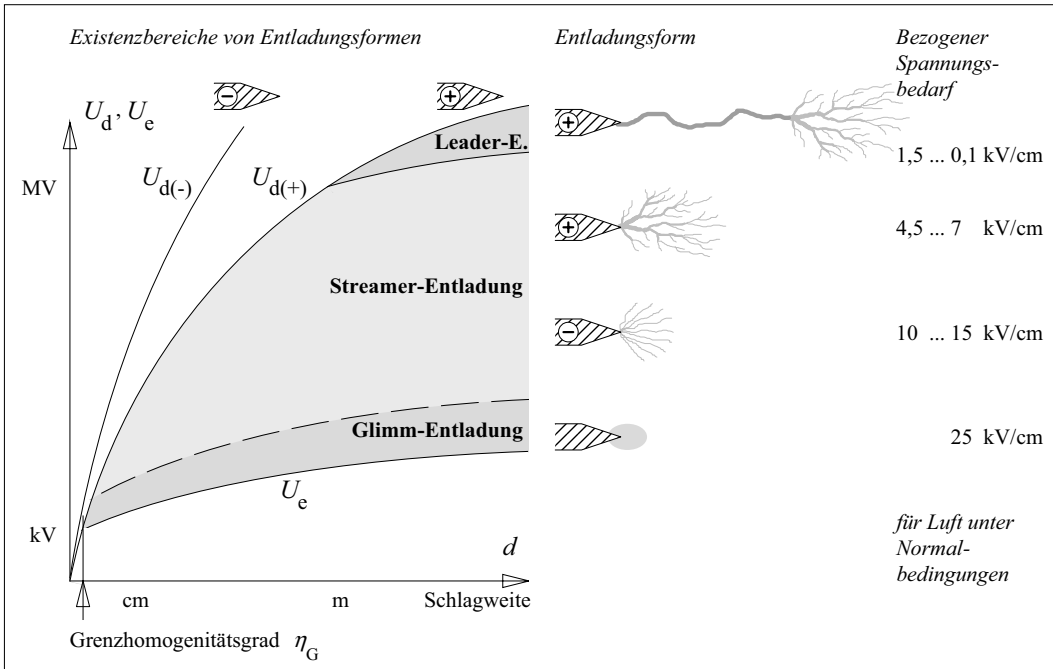


Bild 3.2-27: Existenzbereiche für Vorentladungen in einer luftisolierten Spitze-Platte-Anordnung (schematisch). Einsatz- und Durchschlagspannungen als Funktion der Schlagweite d für positive und negative Spitzen (links). Entladungsformen und der jeweils erforderliche bezogene Spannungsbedarf (rechts), [22].

ab. Sie verschieben das Spitzenpotential zum Schirm und homogenisieren das Feld zwischen Schirm und Platte.

Am wirksamsten ist der Schirm dicht vor der positiven Spitze, weil hierdurch die Ausbreitung der positiven Raumladung in den feldschwachen Bereich behindert wird, vgl. Bild 3.2-25 (links). Dicht vor der Platte wirkt der Ionenschirm bei beiden Polaritäten wie ein vorgeschobenes Raumladungsgebiet, das bei positiver Spitze auch ohne Schirm auftritt und für die niedrigen Durchschlagspannungen verantwortlich ist.

3.2.5.3 Koronaeinsatz und Vorentladungen

Beim Steigern der Spannung an einer sehr inhomogenen Spitze-Platte-Anordnung werden je nach Schlagweite d verschiedene Entladungsformen bis zum Durchschlag durchlaufen, Bild 3.2-27.

Der **Einsatz von Koronaentladungen** erfolgt bei Erfüllung der Zündbedingung Gl. (3.2-49) für den Kanalmechanismus in dem noch nicht durch Raumladungen veränderten Grundfeld.

In erster Näherung spielt die Richtung der Integration und somit die Polarität der Spitze keine wesentliche Rolle. Tatsächlich wird das Einsatzverhalten aber noch vom Elektrodenmaterial und von der statistischen Streuzeit für die Bereitstellung von Startelektronen beeinflusst.

Für konzentrische Zylinder ($E \sim 1/r$) und konzentrische Kugeln ($E \sim 1/r^2$) kann die Zündbedingung unter Ansatz des Ionisationskoeffizienten nach Gl. (3.2-21) analytisch ausgewertet werden [39]. Dabei ergibt sich eine transzendente Gleichung, die nach der Einsatzfeldstärke E_e auflösbar ist, wenn die darin enthaltene Exponentialfunktion durch ein Polynom zweiter Ordnung (Parabel) ersetzt wird. Mit dem Krümmungsradius $R_K = R_i$ und der relativen Luftdichte δ folgt für große Radienverhältnisse ($R_a/R_i > 5$)

$$E_e = \delta K_1 \{1 + K_2/(\delta R_K)^{1/2}\}. \quad (3.2-58)$$

Die Konstanten für verschiedene Gase sowie für Kugel- und Zylindersymmetrie sind in Tabelle 3.2-5 zusammengestellt.

Tabelle 3.2-5: Konstanten für die Koronaeinsatzspannung nach Gl. (3.2-58).			
	K_1 kV/cm	K_2 cm ^{1/2}	
		Zylinder	Kugel
Luft	30,0	0,33	0,47
N ₂	44,0	0,28	0,40
SF ₆	90,5	0,12	0,17

Nach dem Erreichen der Koronaeinsatzspannung ergibt sich zunächst eine **intermittierende Korona** aufgrund der statistisch streuenden Bereitstellung von Startelektronen. Bei etwas erhöhter Spannung verändern sich die Feldverhältnisse durch Raumladungsbildung vor der Spitze, vgl. Kap. 3.2.5.2. Es kommt zur Ausbildung einer *stabilen und kontinuierlich brennenden Glimmentladung*, die man im abgedunkelten Raum als gleichmäßiges bläuliches „Glimmen“ bzw. als „Dauerkorona“ sehen kann, Bild 3.2-27 (rechts unten).

Anmerkung: Bei negativer Spitze treten zuvor noch die sogenannten *Trichel-Impulse* auf, vgl. Kap. 3.2.5.2.

Die Ausdehnung der Glimmentladung in *Luft unter Normalbedingungen* ist durch den auf die Länge bezogenen Spannungsbedarf

$$E_G = 25 \text{ kV/cm} \quad (3.2-59)$$

begrenzt.

Aus der Glimmentladung wachsen Entladungskanäle (**Streamer**) aufgrund ihres Raumladungsfeldes in den feldschwachen Bereich vor. Die Überlagerung vieler Streamer ergibt für beide Polaritäten ein büschelförmiges Entladungsbild („*Büschelentladung*“), Bild 3.2-27 (rechts Mitte).

Der **negative Streamer** (bei negativer Spitze) muss sich in einem durch Raumladungen verminderten Feld ausbreiten, Bild 3.2-25 (rechts unten). Er hat deshalb, bezogen auf das Grundfeld, einen verhältnismäßig großen Spannungsbedarf von etwa

$$E_{S(-)} = 10 \dots 15 \text{ kV/cm} \quad (3.2-60)$$

in Luft unter Normalbedingungen. Die negativen Streamer setzen immer unmittelbar an der Spitze an und entwickeln eine relativ konstante, durch die Feldverhältnisse bestimmte Länge, Bild 3.2-27 (rechts Mitte).

Der **positive Streamer** (bei positiver Spitze) breitet sich in einem durch Raumladungen verstärkten Feld aus, Bild 3.2-25 (links unten). Er hat deshalb, bezogen auf das Grundfeld, einen geringeren bezogenen Spannungsbedarf von etwa

$$E_{S(+)} = 4,5 \dots 7 \text{ kV/cm} \quad (3.2-61)$$

in Luft unter Normalbedingungen. Der kleinere Wert gilt dabei für Längen ab etwa 20 cm. Die *Reichweite* des positiven Streamers ist also erheblich größer als die des negativen Streamers, wodurch sich die niedrigere *Durchschlagsspannung* ergibt.

Die positiven Streamer entstehen statistisch über das kritisch beanspruchte Volumen verteilt und wachsen zur Spitze hin vor. Sie haben deshalb sehr unterschiedliche individuelle Längen. Dabei können sie sich vor der Spitze zu stromstärkeren Kanälen vereinigen, Bild 3.2-27 (rechts Mitte). Die positiven Streamer ergeben also ein *unregelmäßigeres und unruhigeres Bild* als die negativen Streamer.

Bei erhöhter *Stromdichte* entsteht ein intensiv leuchtender Kanal, ein sogenannter **Leader**, in dem durch *Thermoionisation* eine erhöhte Leitfähigkeit und ein wesentlich verringerter Spannungsbedarf von

$$E_L = 0,1 \dots 1,5 \text{ kV/cm} \quad (3.2-62)$$

in Luft unter Normalbedingungen besteht. Der höhere Wert gilt für die kleineren Längen ab ca. 1 m. Am Kopf des Leaders sorgt eine ausgedehnte Leaderkorona für die notwendige Stromzufuhr („*Stielbüschelentladung*“), Bild 3.2-27 (rechts oben).

Voraussetzung für die Entstehung des thermoionisierten Kanals ist eine ausreichend große stromsammelnde Korona bzw. eine ausreichend *große Schlagweite* (über 1 m), eine

ausreichend lange Beanspruchungszeit und eine ausreichend rasche Spannungsänderungsgeschwindigkeit. Diese Bedingungen sind bei *Schaltstoßspannung* 250/2500 μs (positive Spitze) und bei *Wechselspannung* in der positiven Halbwelle erfüllt, nicht jedoch bei Blitzstoßspannung und Gleichspannung.

3.2.5.4 Durchschlagspannungen

Für die Durchschlagspannungen ergeben sich in atmosphärischer **Luft** die folgenden Zusammenhänge:

In **sehr schwach inhomogenen Feldern** (Homogenitätsgrade von $\eta = 1$ bis 0,8) können näherungsweise die Beziehungen des homogenen Feldes herangezogen werden (Gl. (3.2-35), (-42) und (-43)). Die Spannungswerte gelten näherungsweise für Gleich-, Wechsel-, Schaltstoß- und Blitzstoßspannung, weil der Entladungsverzug aufgrund der großen Streamerwachstumsgeschwindigkeiten im homogenen Feld gering ist.

In **schwach inhomogenen Feldern** (Homogenitätsgrade von $\eta = 0,8$ bis $\eta_G \approx 0,2$) kann näherungsweise auch Gl. (3.2-58) benutzt werden, um die *Einsatzspannung*, die dann mit der *Durchschlagspannung* identisch ist, zu berechnen:

$$U_d = U_e = E_e \cdot \eta \cdot d \quad (3.2-63)$$

In **stark inhomogenen Feldern** (Homogenitätsgrade $\eta < 0,2$) treten vor dem Durchschlag stabile *Vorentladungen* auf. Die Durchschlagspannung kann dadurch abgeschätzt werden, dass die *Reichweite* Δa der Vorentladung gleich der *Schlagweite* d gesetzt wird.

Die Reichweite Δa kann aus dem längenbezogenen Spannungsbedarf nach Gl. (3.2-59) bis (-62) und aus dem Potentialverlauf des Grundfeldes ermittelt werden, Bild 3.2-28. Sie ergibt sich näherungsweise so, dass der Spannungsbedarf der Vorentladung durch die Potentialdifferenz im Grundfeld gedeckt wird.

Für die *Durchschlagspannung* folgt dann mit $\Delta a = d$ im Bereich weniger mm

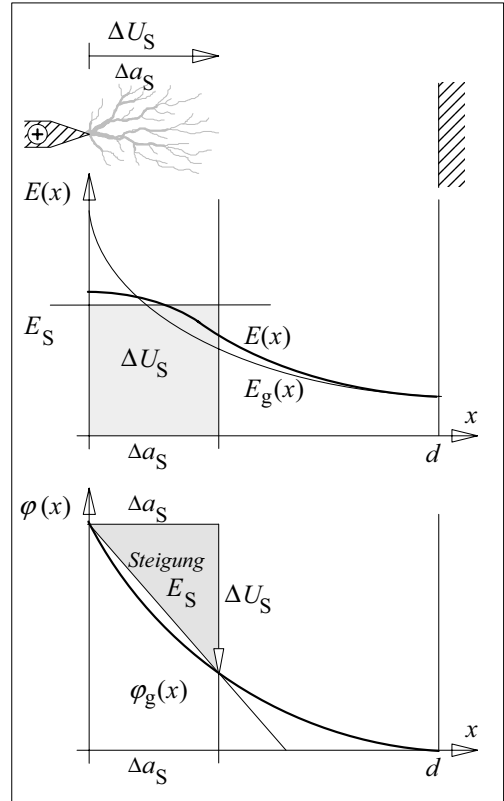


Bild 3.2-28: Ermittlung der Reichweite von Vorentladungen aus dem bezogenen Spannungsbedarf und dem Potentialverlauf im Grundfeld am Beispiel eines positiven Streamers.

$$U_{dG} = E_G \cdot d \quad (3.2-64)$$

(Glimmentladung mit $E_G = 25 \text{ kV/cm}$). Bei größeren Schlagweiten ist immer von einer *Streamer-Entladung* auszugehen:

$$U_{dS} = E_S \cdot d \quad (3.2-65)$$

Für den längenbezogenen Spannungsbedarf E_S wird in Gl. (3.2-60) und (-61) eine gewisse Bandbreite angegeben. Dabei gelten die größeren Werte für *kleinere Schlagweiten* im Bereich von Zentimetern und Dezimetern, die kleineren Werte für *größere Schlagweiten* im Bereich von Dezimetern und Metern.

Bei *sehr großen Schlagweiten* über 1 m bildet sich bei Wechselspannung und bei positiver Schaltstoßspannung eine *Leader-Entladung*

mit einem stromsammelnden Streamer aus, Bild 3.2-27. Die Durchschlagspannung setzt sich aus dem Spannungsbedarf des Streamers U_S und des Leaders U_L

$$U_{dL} = U_L + U_S \quad (3.2-66)$$

in dem Moment zusammen, in dem die Schlagweite überbrückt wird:

$$d = \Delta a_L + \Delta a_S \quad (3.2-67)$$

Für sehr große Schlagweiten wird der längenbezogene Spannungsbedarf des Leaders sehr gering. Die Durchschlagspannung steigt deshalb nur noch langsam mit der Schlagweite an, Bild 3.2-29.

Anmerkung: Aus diesem Grund gibt es eine technisch-wirtschaftliche Grenze für die *maximale Übertragungsspannung*.

In der Literatur werden Näherungsbeziehungen und Rechenverfahren für den Leader-Durchschlag genannt, [16], [22].

Beispiel: Stab-Platte-Anordnung

Das Entladungsverhalten einer Stab-Platte-Anordnung mit der Schlagweite $d = 1$ m und dem Krümmungsradius $R_K = 1$ cm an der Spitze des Stabes soll für verschiedene Spannungsformen beschrieben werden.

1.) Der **Homogenitätsgrad** der Anordnung soll aus der einfachen Vorstellung einer Kugel im freien Raum abgeschätzt werden. Mit Gl. 2.3-8 folgt

$$\eta = E_0/E_{\max} = (U/d)/(U/R_K) = R_K/d = 0,01.$$

Es handelt sich also um eine sehr inhomogene Anordnung, in der beim Steigern der Spannung *stabile Vorentladungen* auftreten.

2.) Der **Koronaefinsatz** ist nach Gl. (3.2-58) bei $E_e = 44$ kV/cm zu erwarten. Dies entspricht nach Gl. (2.3-8) oder Gl. (3.2-63) einer Einsatzspannung $U_e = 44$ kV. Dieser Wert ist praktisch unabhängig von der (sehr großen) Schlagweite d . Bei Wechselspannung entspricht $\hat{U}_e = 44$ kV einem Effektivwert $U_{e\text{eff}} = 31$ kV.

3.) Bei **negativer Gleichspannung** ist nach Gl. (3.2-65) und $E_{S(-)} = 10$ kV/cm mit einem Streamer-Durchschlag bei $U_{dS(-)} = 1$ MV zu rechnen (Messwerte werden mit 900 kV) angegeben [22].

4.) Bei **positiver Gleichspannung** ergibt sich mit $E_{S(+)} = 5$ kV/cm $U_{dS(+)} = 500$ kV.

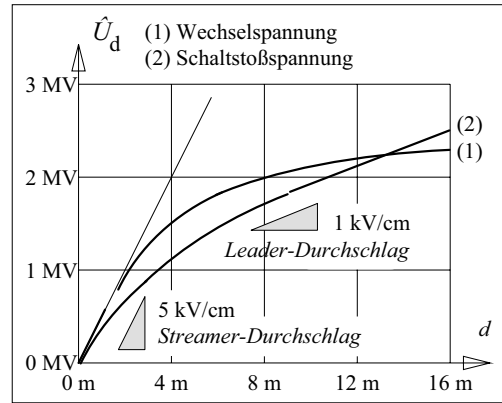


Bild 3.2-29: Scheitelwert der Durchschlagspannung bei Wechselspannung (1) und positiver Schaltstoßspannung (2) in einer Spitze-Platte-Anordnung für sehr große Schlagweiten d in Luft [22].

5.) Bei netzfrequenter **Wechselspannung** wird die Durchschlagspannung mit $E_{S(+)} = 5$ kV/cm im positiven Scheitel bei $\hat{U}_d = 500$ kV bzw. bei $U_{d\text{eff}} = 353$ kV erreicht. Bei größeren Schlagweiten ist die Durchschlagspannung wegen des einsetzenden Leader-Mechanismus nicht mehr proportional zum Abstand, Bild 3.2-29.

6.) Bei negativer und positiver **Schaltstoßspannung** sind die Durchschlagspannungen den Gleichspannungswerten vergleichbar. Die negativen Messwerte liegen mit etwa 1,1 MV etwas höher, die positiven mit 450 kV etwas niedriger, hier macht sich der einsetzende Leader-Mechanismus bemerkbar, Bild 3.2-29.

Anmerkung: Bei *positiver Schaltstoßspannung* und ausreichend großen Schlagweiten ist die Festigkeit wegen der *optimalen Bedingungen* für die Leader-Bildung geringer als bei der kürzer anstehenden Blitzstoßspannung und auch geringer als bei der langsam ansteigenden Wechselspannungsbeanspruchung. D.h. es ergibt sich ein *Festigkeitsminimum* bei der „kritischen Scheitelzeit“ [16].

7.) Die Scheitelwerte für negative und positive **Blitzstoßspannung** liegen mit etwa 1,1 MV und 550 kV etwas über den entsprechenden Gleichspannungswerten. Hierbei kommt zum Ausdruck, dass beim Steigern der Spannung die ersten Durchschläge im Stoßspannungsrücken bei einer niedrigeren Spannung erfolgen, als es dem registrierten Scheitelwert entspricht, Bild 3.2-22.

Anmerkung: Durch Steigern der Stoßspannungsamplitude ergeben sich auch höhere Durchschlagspannungen bei kürzeren Durchschlagszeiten, ohne dass die Schlagweite verändert wird, vgl. Bild 3.2-22 und Kap. 3.2.4.2 über *Stoßkennlinien*. Diese Stoßkennlinien haben im inhomogenen Feld wegen der langsameren Streamer-Wachstumsgeschwindigkeit einen wesentlich steileren Verlauf als im homogenen Feld, Bild 3.2-23.

3.2.5.5 Einfluss verschiedener Parameter

Die vorstehenden Betrachtungen gelten im wesentlichen für inhomogene Anordnungen mit *Luftisolierung* unter atmosphärischen *Normalbedingungen*. Die Variation der Parameter *Geometrie, Druck, Temperatur, Luftfeuchtigkeit, Gasart und Feldstörungen* hat z.T. erheblichen Einfluss. Er muss im Detail der Spezialliteratur entnommen werden [16], [22], [46], [53], [54], [55]. Hier sollen nur grundsätzliche Abhängigkeiten angesprochen werden:

1.) Die **Geometrie** der *Spitze-Platte-Anordnung* stellt den Extremfall eines inhomogenen Feldes mit dem geringsten Homogenitätsgrad dar. Andere Anordnungen, auch die *Spitze-Spitze-Anordnung*, weisen an der stärker gekrümmten Elektrode geringere Feldstärken auf, Bild 3.2-30. Dies wirkt sich in erster Linie in einer höheren *Koronaeinsatzspannung* aus. Die *Durchschlagspannungen* werden dadurch zwar auch erhöht, sie ergeben sich aber vor allem aus dem jeweils dominierenden Entladungsmechanismus. Dabei wird das Vorwachsen der Streamer und Leader eher vom Raumladungsfeld und weniger vom Grundfeld und der Elektrodengeometrie bestimmt.

Anmerkung: Bei einer idealen *Spitze-Spitze-Anordnung*, die völlig symmetrisch zur Erde ist, tritt kein *Polaritätseffekt* auf. Es gibt immer eine Seite von der ein positiver Streamer mit seinem vergleichsweise niedrigen Spannungsbedarf vorwachsen kann. In der Praxis ist ein Polaritätseffekt aber meist unvermeidlich, wenn eine der Spitzen geerdet und damit von ihrer Umgebung feldstärkemäßig entlastet wird.

2.) Der Einfluss von **Druck, Temperatur und Luftfeuchtigkeit** wird durch einen Luftdichte-Korrekturfaktor k_1 und durch einen Luftfeuchte-Korrekturfaktor k_2 berücksichtigt [133]. Für die *tatsächliche* Durchschlagspannung U_d ergibt sich aus der Durchschlagspannung U_{d0} unter *Normalbedingungen*

$$U_d = U_{d0} \cdot k_1 \cdot k_2. \quad (3.2-68)$$

Die atmosphärischen **Normalbedingungen** sind dabei

$$\begin{aligned} \text{Temperatur} & T = 20 \text{ }^\circ\text{C}, \\ \text{Luftdruck} & p = 1013 \text{ mbar}, \end{aligned}$$

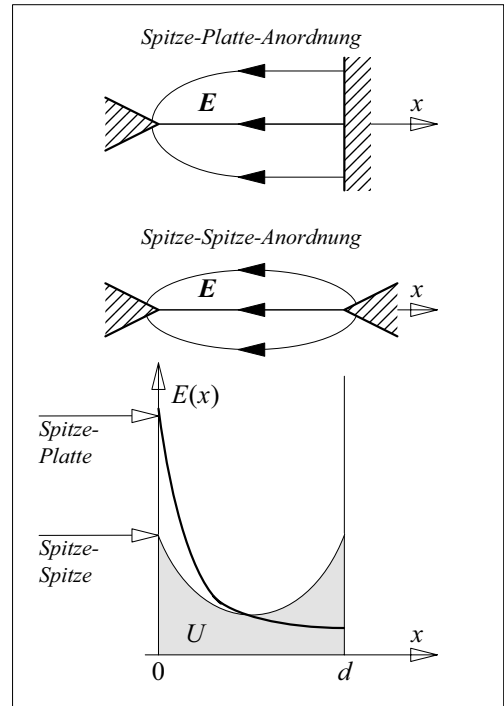


Bild 3.2-30: Vergleich der Feldstärkeverläufe für die *Spitze-Platte-* und die *Spitze-Spitze-Anordnung* bei gleicher Schlagweite d und gleicher Spannung U .

$$\begin{aligned} \text{Luftfeuchte (absolut)} & h = 11 \text{ g/m}^3, \\ \text{bzw. Luftfeuchte (relativ)} & r = 60 \% \end{aligned}$$

Für den **Luftdichtekorrekturfaktor** gilt aufgrund der gekrümmten Kennlinie des Paschengesetzes der Ansatz

$$k_1 = \delta^m \quad (3.2-69a)$$

mit der relativen Luftdichte

$$\delta = \frac{p}{1013 \text{ mbar}} \cdot \frac{293 \text{ K}}{273 \text{ K} + T} \quad (3.2-69b)$$

Anmerkung: Im *homogenen Feld* rechnet man im Bereich $0,9 < \delta < 1,1$ mit $m = 1$. Dies entspricht einer *Linearisierung* des Paschen-Gesetzes Gl. (3.2-34) bzw. (-35), sie ist nur für geringfügige Abweichungen von den Normalbedingungen gültig, Kap. 6.3.1.1.

Im stark inhomogenen Feld wird der Durchschlag nicht vom Einsatz der Vorentladungen sondern von der Ausbreitung der *Streamer-Entladung* bestimmt. Mit zunehmender Inhomogenität des Feldes nimmt deshalb der Ein-

fluss der Luftdichte ab und der Exponent m geht von 1 bis auf 0 zurück [133]. m ist als Funktion eines Parameters g tabelliert, der das Verhältnis der Spannung U_d zum Spannungsbedarf einer positiven Streamer-Entladung $U_{\text{streamer}} = 500 \text{ kV/m} \cdot d$ angibt:

$$g = \frac{U_d}{(500 \frac{\text{kV}}{\text{m}} \cdot d) \cdot \delta \cdot k} \quad (3.2-69c)$$

Dabei beinhalten δ und k wiederum eine Dichte- und Feuchtekorrektur [133]. Unter Normalbedingungen sind beide Faktoren gleich 1. Oberhalb von $g = 1$ gilt $m = 1$, so dass nach Gl. (3.2-69a) und (-68) die Durchschlagspannung als proportional zur Luftdichte angenommen wird.

Anmerkung: Da der Spannungsbedarf eines negativen Streamers etwa doppelt so hoch ist wie der eines positiven Streamers, Bild 3.2-27, bestimmt bei Wechselspannung der positive Streamer den Durchschlag. Spannungsprüfungen mit Impulsspannungen erfolgen i.d.R. mit positiver Polarität. Die o.g. Betrachtungen gelten deshalb für *positive Streamer*.

Der Einfluss der **Luftfeuchtigkeit** ist im homogenen und schwach inhomogenen Feld sowie bei negativen Streamer-Entladungen vernachlässigbar. Lediglich bei *positiven Streamer-Entladungen* tritt eine Erhöhung der Durchschlagspannung mit der *absoluten* (und nicht etwa der relativen) Luftfeuchtigkeit ein. Für den Feuchte-Korrekturfaktor gilt

$$k_2 = k^w. \quad (3.2-70a)$$

Der Exponent w ist ebenfalls als Funktion des Parameters g tabelliert und beträgt $w = 1$ in der Umgebung von $g = 1$. Für $g < 0,2$ und $g > 2$ geht w auf 0 zurück, d.h. es erfolgt keine Feuchtekorrektur mehr. Die Abhängigkeit von der absoluten Feuchtigkeit h wird für Wechselspannung durch den Faktor

$$k = 1 + 0,012 \cdot \left(\frac{h / (\text{g/m}^3)}{\delta} - 11 \right) \quad (3.2-70b)$$

gegeben. Gültigkeitsgrenzen sowie Abweichungen bei Gleich- und Impulsspannungen sind in der Norm enthalten [133]. Bei Überschreiten einer relativen Luftfeuchtigkeit von 80 % ist kann mit Überschlägen an *Oberflächen* gerechnet werden.

Anmerkung: Die empirischen Beziehungen für die Feuchtekorrektur liefern gute Übereinstimmung mit Messungen bei *langen Schlagweiten* ($d > 1 \text{ m}$) und entsprechend hohen Spannungen. Bei *kleineren Abständen* ($d < 0,5$), d.h. vor allem bei Prüfspannungen im *Mittelspannungsbereich* (bis ca. 200 kV) ist die o.g. Methode schwer anwendbar und kann zu falschen Ergebnissen führen [387]. Insbesondere bei *Gleit-anordnungen* im Mittelspannungsbereich wurde beobachtet, dass schon bei relativen Feuchten ab 50 bis 60 % Überschlagspannungen reduziert werden und dass an *Oberflächen* eine Abhängigkeit von der *relativen Luftfeuchtigkeit* besteht [387].

3.) Bei **Druckgasisolierungen** wird der Einfluss des hohen Druckes nicht mehr mit dem linearen Ansatz nach Gl. (3.2-68) bis (-70) erfasst. Im stark inhomogenen Feld kann sich das *Entladungsverhalten bei einer Druckerhöhung* erheblich verändern, Bild 3.2-31. D.h. obwohl bei niedrigem Druck ein deutlicher Unterschied zwischen Einsatzspannung U_e und Durchschlagspannung U_d besteht, können beide Spannungswerte bei hohen Drücken wieder zusammenfallen. Offenbar ist aus der „stark inhomogenen Anordnung“ durch Druckerhöhung eine „schwach inhomogene Anordnung“ geworden. Man kann dies auch als eine *Abnahme des Grenzhomogenitätsgrades* η_G mit zunehmendem Druck interpretieren, Bild 3.2-32: Bei gegebener Anordnung ($\eta = \text{const.}$) geht man bei Druckerhöhung aus einem Be-

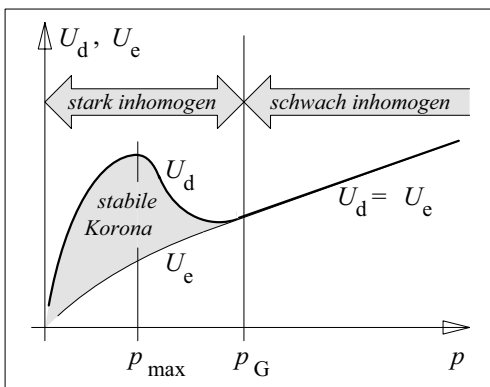


Bild 3.2-31: Veränderung des Entladungsverhaltens einer Spitze-Platte-Anordnung bei Veränderung des Gasdruckes (schematisch).

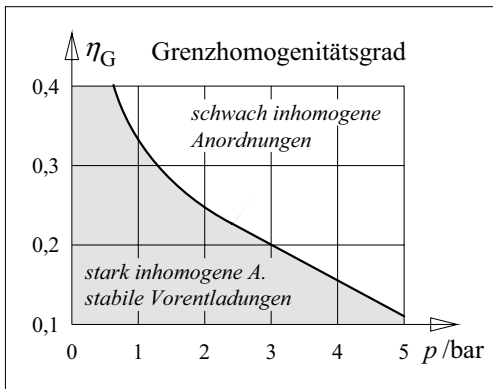


Bild 3.2-32: Veränderung des Grenzhomogenitätsgrades mit dem Druck in Schwefelhexafluorid SF₆.

reich mit Vorentladungen in einen Bereich über, in dem keine Vorentladungen mehr möglich sind.

Die Ursache für die Unterdrückung von Vorentladungen mit steigendem Druck liegt in der verringerten Reichweite von Photonen mit zunehmender Gasdichte, so dass die Bedingungen für die Bildung von Sekundärlawinen und Streamern erheblich verschlechtert werden.

Beispiel: Ortsfeste Störstellen in einer GIS

Ortsfeste Störstellen können in einer Druckgasisolierung durch Fertigungs- oder Montagefehler in Form von Spitzen, Kanten, Graten, festen Metallspänen u.ä. entstehen. Sie erzeugen ein lokal *sehr stark inhomogenes Feld* und zeigen eine Druckabhängigkeit gemäß Bild 3.2-31. Dabei können sich die Vorentladungen, die die Durchschlagsspannung auf hohem Niveau stabilisieren, bei allen länger andauernden Beanspruchungen (Gleich-, Wechsel- und Schaltstoßspannung) ausbilden. Der Durchschlag bei *Blitzstoßspannung* sowie die *Einsatzspannung* für Vorentladungen wird stark vom Ausmaß der Inhomogenität bestimmt. Beide Größen eignen sich deshalb für den *Nachweis ortsfester Störstellen* in gasisolierten Schaltanlagen n.

Beispiel: Frei bewegliche Partikel in einer GIS

Frei bewegliche Partikel können in einer Druckgasisolierung in Form von Spänen, Metallabrieb oder Schweißperlen auftreten. Sie stellen, ähnlich wie ortsfeste Störstellen, eine *Feldstörung* dar. Sie können jedoch als geladene Partikel bei ausreichender Feldkraft von der schwächer gekrümmten Elektrode abheben (*Abhebespannung*) und das Feld an der stärker gekrümmten Elektrode durch ihre Ladung zusätzlich erhöhen. Diese *Partikelwanderung* spielt bei der kurz-

zeitigen Blitzstoßspannungsbeanspruchung praktisch keine Rolle. Am stärksten werden die Durchschlagsspannungen bei *Gleich- und Wechselspannung* abgesenkt. Zum Nachweis frei beweglicher Partikel muss deshalb eine gasisolierte Schaltanlage auch mit Wechselspannung geprüft werden.

3.2.6 Oberflächenentladungen

3.2.6.1 Anordnungen mit Oberflächen

Geschichtete Dielektrika unter Beteiligung eines gasförmigen Isolierstoffes bilden Grenzflächen, die als *Oberflächen* bezeichnet werden. Die Berechnung der Feldverhältnisse wird in Kap. 2.4.2 (für Wechsel-, Schaltstoß- und Blitzstoßspannung) und in Kap. 2.4.4 (für Gleichspannung) beschrieben.

Oberflächen sind in der Hochspannungstechnik durch zwei Umstände gekennzeichnet,

- erstens durch die *Häufigkeit ihres Vorkommens* in Isolatoren, Durchführungen, Kabelendverschlüssen, Stützern und Isoliergehäusen, sowie
- zweitens durch ihre schlechte elektrische Festigkeit.

Oberflächenentladungen stellen damit eines der *zentralen Probleme* der hochspannungstechnischen Konstruktion dar.

Oberflächen treten in drei verschiedenen *Grundtypen* auf:

1.) Im **quer geschichteten Dielektrikum** ist das elektrische Feld, und damit auch die Richtung elektrischer Gasentladungen, senkrecht zur Oberfläche gerichtet. Es handelt sich nicht um Oberflächenentladungen im engeren Sinne, wenngleich durch die *Feldverdrängung* erhebliche Feldstärkeerhöhungen entstehen können (Kap. 2.4.2.2 und 2.4.4.1). Durch *Teilentladungen* in Rissen, Spalten und Hohlräumen werden die meisten Isolierstoffe langfristig geschädigt, es kann zum *Erosionsdurchschlag* kommen.

2.) Im **längs geschichteten Dielektrikum** wird das parallel zur Oberfläche gerichtete makroskopische elektrische Feld nicht von der

Oberfläche beeinflusst. Gleichwohl ist die Festigkeit einer solchen Anordnung geringer als die einer vergleichbaren Gasstrecke, weil das mikroskopische Feld durch die *Ungleichförmigkeit der Oberfläche* verzerrt ist und weil in der Oberfläche nur *schwach gebundene Ladungsträger* freigesetzt werden können. Außerdem kann durch *Fremdschichtbildung* bzw. Verschmutzung und Befeuchtung eine erhebliche Feldverzerrung eintreten. Die Gasentladung erfolgt hierbei parallel zur Oberfläche aufgrund des *tangential gerichteten elektrischen Feldes*. Sie wird oft durch erhöhte Feldstärken im „Tripel-Punkt“ zwischen Elektrode, Isolierstoff und Gas gezündet. Unter idealen Laborbedingungen kann die Festigkeit der reinen Gasstrecke erreicht werden.

Anordnungen mit längs geschichteten Dielektrika sind in der Praxis nur bei ausreichend *großen Isolationsabständen* in einem hinreichend *homogenen Feld* möglich, wie z.B. bei Stützern in gasisolierten Schaltanlagen oder bei Freileitungsisolatoren.

Anmerkung: Bei **Stützern in GIS** wird die tangential elektrische Feldstärke durch *Schrägstellung* vermindert. Bei **Freileitungsisolatoren** reduziert man die Wirkung von Fremdschichten durch ein gewelltes *Schirmprofil* mit großer *Kriechweglänge* und u.U. durch wasserabweisende Oberflächen. Die Feldstärke in den Tripel-Punkten wird oft durch geeignete Gestaltung der Elektroden reduziert.

3.) Bei Isolationen aus festen und flüssigen Isolierstoffen würde die geringe Festigkeit einer tangentialen Oberfläche die mögliche Spannung auf sehr kleine Werte begrenzen. Die Festigkeit der verwendeten Medien würde *nur zu einem Bruchteil* ausgenutzt. Man verlängert deshalb in der sogenannten **Gleit-anordnung** das Isolationsmedium über den Rand der Elektrode hinaus weit in den feldschwachen Bereich hinein, Bild 3.2-33.

Leider erzielt man dabei keine gleichmäßige tangential elektrische Feldstärke entlang der Oberfläche. Es tritt vielmehr eine Feldkonzentration im Tripel-Punkt an der Elektroden-Kante auf. Dadurch entsteht ein Einsatz von *Vorentladungen bei sehr niedrigen Spannungen*. Der direkte Durchschlag wird durch den Isolierstoff ver-

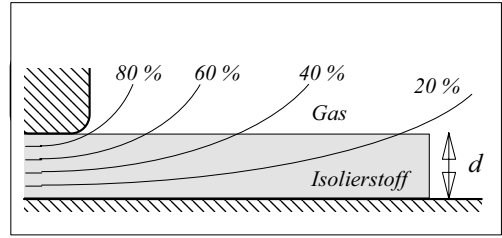


Bild 3.2-33: Gleitanordnung mit Äquipotentiallinien (vereinfacht, ohne Berücksichtigung einer Feldlinienbrechung an der Oberfläche).

hindert. Beim Steigern der Spannung entsteht eine von der Oberfläche *geführte Gasentladung* (*Oberflächenentladung*, *Gleitentladung*), die schließlich die Gegenelektrode erreicht.

Wegen ihrer grundsätzlichen Bedeutung sollen die *einfache Gleitanordnung* (Kap. 3.2.6.2 und 3.2.6.3) und der *Fremdschichtüberschlag* (Kap. 3.2.6.5) näher betrachtet werden. Daraus ergeben sich *Maßnahmen* zur Unterdrückung von Oberflächenentladungen.

3.2.6.2 Zündung von Gleitentladungen

Die Feldverteilungen bei Beanspruchung mit **Stoßspannung** und **Wechselspannung** werden allein durch das *dielektrische Verschiebungsfeld*, d.h. durch die Dielektrizitätszahlen ϵ_1 und ϵ_2 bestimmt. Einen wesentlichen Einfluss auf die maximalen Feldstärken hat dabei die *Geometrie des Elektrodenrandes*, Bild 3.2-35. Das zugehörige Feld kann durch ein *rein kapazitives Netzwerk* aus Isolierschichtkapazitäten ΔC und Streukapazitäten ΔC_s beschrieben werden, Bild 3.2-34 (links). Bei ausreichend leitfähigen **Fremdschichten** sind im Fall von Wechselspannungsbeanspruchung zusätzliche *Oberflächenwiderstände* ΔR erforderlich, Bild 3.2-34 (Mitte). Bei **Gleichspannung** wird die Feldverteilung von den *Leitfähigkeiten des Isolierstoffs und der Fremdschichten* bestimmt, das Gas ist vergleichsweise hochohmig. Das Ersatznetzwerk ist ein rein ohmscher Kettenleiter aus Längs- und Querwiderständen, Bild 3.2-34 (rechts).

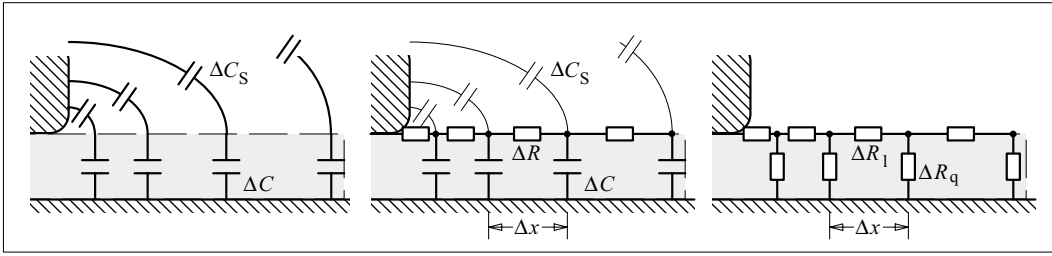


Bild 3.2-34: Beschreibung der anfänglichen tangentialen Feldverteilungen an Gleitanordnungen für unterschiedliche Beanspruchungen durch Ersatznetzwerke mit verteilten Parametern:

Links: Stoßspannung und Wechselspannung (reines dielektrisches Verschiebungsfeld).

Mitte: Berücksichtigung leitfähiger Fremdschichten bei Wechselspannung.

Rechts: Gleichspannung (reines Strömungsfeld).

a) Stoß- und Wechselspannung (Dielektrisches Verschiebungsfeld)

An besonders **scharfkantigen Rändern** kann sich unter der Wirkung der **tangentialen Feldkomponente** eine **stabile Glimmentladung** ausbilden, Bild 3.2-35 (links). Für die Einsatzspannung folgt bei Annahme eines zylindersymmetrischen Randfeldes mit dem inneren Radius R_K und dem äußeren Radius d

$$U_e \approx E_e \cdot R_K \cdot \ln(d/R_K). \quad (3.2-71)$$

Die Größenordnung der **Einsatzfeldstärke** ergibt sich aus Gl. (3.2-58) für zylindrische Elektroden. Die Wechselwirkung mit der Oberfläche bleibt dabei unberücksichtigt.

Bei **gewölbtem Rand** ist die **Normalkomponente** des elektrischen Feldes im gasgefüllten Zwickel maßgeblich, Bild 3.2-35 (rechts). Sie wird durch Feldverdrängung stark erhöht. Es kommt zur Entladung, wenn im Zwickel an einer Stelle die Zündbedingung erfüllt ist. Dabei wirkt auch die Isolierstoffoberfläche als Ladungsträgerlieferant mit. Die **Feldverhältnisse in einem Zwickel** wurden für das Verschiebungsfeld bereits in Kap. 2.4.3.3 zur Ableitung der **Teilentladungseinsatzspannung** U_e herangezogen, Bild 2.4-18 und -19:

$$U_e \sim \sqrt{\frac{d}{\epsilon_r}} \quad (3.2-72)$$

Für die Berechnung von **Zahlenwerten** wird auf die empirisch ermittelte Gl. (2.4-35) verwiesen.

Aufgrund der schlagweitenabhängigen Festigkeit des Gasspaltes ist mit einem **Durchschlag der Gasstrecke** erst bei Schlagweiten im mm-Bereich zu rechnen, Bild 2.4-19. Es kommt somit zum Durchschlag eines relativ homogenen Feldes **senkrecht zur Oberfläche**. Dadurch wird ein **Streamerwachstum parallel zur Oberfläche** unter der Wirkung der tangentialen Feldkomponente ausgelöst („**Gleitentladung**“). Eine Glimmentladung tritt **nicht** auf.

b) Fremdschichten bei Wechselspannung

Die Berechnung der tangentialen Feldstärke erfolgt mit Hilfe des **ohmsch-kapazitiven Ersatznetzwerkes**, Bild 3.2-34 (Mitte). Die Streukapazitäten ΔC_s werden dabei meist vernachlässigt, obwohl dies in der Nähe der interessierenden Elektrodenkante nicht immer gerechtfertigt ist [26]. Für die bezogene Oberflächenkapazität und den bezogenen Oberflächenwiderstand gilt $C' = \Delta C/\Delta x = \epsilon_0 \epsilon_r b/d$ und $R' =$

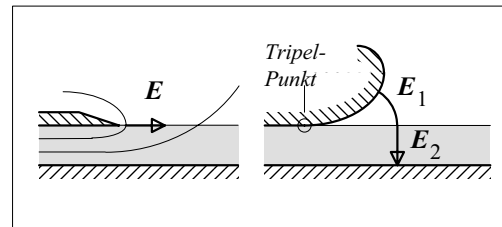


Bild 3.2-35: Zündung von Oberflächenentladungen durch das tangential gerichtete elektrische Feld bei scharfkantigem Elektrodenrand (links) bzw. durch das normal gerichtete elektrische Feld bei gewölbtem Elektrodenrand (rechts).

$\Delta R/\Delta x = R_{\square}/b$. Dabei sind b und d die Breite und Dicke des Isolierstoffs, $R_{\square}$ ist der spezifische Oberflächenwiderstand (Widerstand eines quadratischen Oberflächenelementes).

In einem infinitesimalen Element Δx des Kettenleiters werden die Differentialgleichungen für Strom und Spannung aufgestellt (Leitungsgleichungen). Aus der Lösung für die Spannungsverteilung ergibt sich eine *exponentiell abnehmende tangentielle Feldstärke*. Wird der Maximalwert an der Elektrodenkante gleich der elektrischen Festigkeit E_d für die Trennfläche gesetzt, kann nach der *Einsatzspannung* U_e aufgelöst werden:

$$U_e = \frac{E_d}{\sqrt{\omega C' R'}} = \frac{E_d}{\sqrt{\omega R_{\square} \epsilon_0}} \sqrt{\frac{d}{\epsilon_r}} \quad (3.2-72)$$

$$= K \sqrt{\frac{d}{\epsilon_r}}$$

Diese Beziehung entspricht formal den Gl.en (3.2-72) bzw. (2.4-35). Für K können dort angegebenen experimentell ermittelten Konstanten eingesetzt werden (Kap. 2.4.3.3), U_e ergibt sich dann als Effektivwert.

Anmerkung: Gl. (3.2-73) gilt nicht nur für *ebene Geometrien*. Die Bilder 3.2-33 und -34 können auch mit *vertikaler Rotationsachse* gesehen werden, ohne dass sich das Produkt $C'R' = \epsilon_0 \epsilon_r R_{\square}/d$ verändert. Die Breite b ist dann durch den Umfang $2\pi r$ zu ersetzen, er kürzt sich ebenfalls heraus. Bei *horizontaler Achse* ist C' nach Gl. (2.3-20) einzusetzen.

Anmerkung: Die experimentell ermittelten Konstanten K zeigen *keine* deutliche Abhängigkeit vom Oberflächenwiderstand $R_{\square}$ [26]. Es ist deshalb auch bei Fremdschichten von einem Teilentladungseinsatz aufgrund des *dielektrischen Verschiebungsfeldes* auszugehen.

c) Gleichspannung (Stationäres Strömungsfeld)

Das Kettenleiterersatzschaltbild 3.2-34 (rechts) führt ebenfalls auf eine *exponentiell abnehmende tangentielle Feldstärke* und auf eine *Einsatzspannung*, die Gl. (3.2-73) entspricht, wenn der bezogene kapazitive Leitwert $\omega \epsilon_0 \epsilon_r$

durch die Leitfähigkeit κ des Isolierstoffs ersetzt wird:

$$U_e = E_d \sqrt{\frac{d}{\kappa R_{\square}}} \quad (3.2-74)$$

Fazit: Allen Ableitungen von Gl. (3.2-71) bis (-74) ist offenbar gemeinsam dass die *Einsatzspannung* U_e nur schwach mit der *Isolierstoffdicke* d ansteigt. Im dielektrischen Verschiebungsfeld wirkt eine hohe relative *Dielektrizitätszahl* ϵ_r *festigkeitssenkend*, im stationären Strömungsfeld wirkt eine (gleichmäßige) Fremdschicht mit ausreichend geringem *Oberflächenwiderstand* $R_{\square}$ *festigkeitssteigernd*.

3.2.6.3 Entwicklung von Gleitentladungen

Nach dem Einsatz von Teilentladungen entwickeln sich die Oberflächenentladungen beim Steigern der Spannung *ähnlich wie bei einer reinen Gasentladung* in einem stark inhomogenen Feld. Der Isolierstoff wirkt lediglich als *Barriere*, die die Gasentladung führt und den direkten Durchschlag verhindert.

Unter der Wirkung der tangentialen Feldkomponente entwickeln sich *Streamer-(Gleitbüschel-)Entladungen*, die bei gewölbter Elektrodenkante direkt einsetzen oder die bei scharfkantigem Rand aus einer *Glimmentladung* hervorgehen, Bild 3.2-36.

Aufgrund der *hohen Querkapazität* können in den Streamern wesentlich größere Ströme fließen als im Feld einer Spitze-Platte-Anordnung. Man erreicht deshalb bei Wechselspannung und Schaltstoßspannung schon für Streamerreichweiten von wenigen cm Stromdichten, die die Entstehung eines thermoionisierten Kanals und den Übergang zur *Leader-Entladung* ermöglichen. Beim reinen Gasdurchschlag ist hierzu etwa eine Streamerreichweite von 1 m erforderlich.

Das entstehende *Gleitstielbüschel (Gleitfunken)* besteht aus einem Leaderkanal mit niedrigem Widerstand R_L („Stiel“) und einem Leaderkopf aus stromsammelnden Streamern mit hoher Querkapazität ΔC („Büschel“).

Die Länge des Gleitstielbüschels ergibt sich aus dem Gleichgewicht zwischen Spannungsabfall an R_L und Spannungsbedarf des Leaderkanals, Bild 3.2-36 (unten). Da der Spannungsbedarf des Leaders mit zunehmender Länge sinkt, können beim Steigern der Spannung überproportional große Strecken überbrückt werden, so dass es rasch zum vollständigen Überschlag kommt.

Durch Vergrößern der Überschlagweite s kann somit auch die Überschlagspannung nicht wesentlich erhöht werden!

In der Praxis ist weniger die Überschlagspannung $U_{\text{ü}}$, sondern vielmehr die Einsatzspannung U_g für die Entstehung von Gleitstielbüscheln von Bedeutung. Sie müssen an technischen Isolierungen in jedem Falle unterbunden werden.

Der Leadereinsatz bei U_g ergibt sich aus einer einfachen Abschätzung: Wird die bei Schalt- oder Wechselspannung ansteigende Spannung durch einen Spannungssprung mit der Amplitude U_g angenähert, so wird ΔC über R_L mit konstanter Spannung aufgeladen. Dabei ist die in R_L umgesetzte Stromwärme W_{th} gerade gleich der kapazitiv gespeicherten Energie $\frac{1}{2} \Delta C \cdot U_g^2$. Nimmt man an, dass der Leadereinsatz mit Thermoionisation durch Erreichen einer Mindestenergie $W_{\text{th}} \geq W_{\text{min}}$ gekennzeichnet ist, so folgt

$$\frac{1}{2} \Delta C \cdot U_g^2 = W_{\text{th}} \geq W_{\text{min}}. \quad (3.2-75)$$

Die Grenze für den Gleitstielbüschel Einsatz ergibt sich hieraus zu

$$U_g = (2W_{\text{th}}/\Delta C)^{0,5} \sim (d/\epsilon_r)^{0,5}. \quad (3.2-76)$$

Diese Proportionalität ist in guter Übereinstimmung mit der für Wechselspannung empirisch ermittelten Beziehung

$$U_g = 25,8 \text{ kV} \cdot \left\{ \frac{\text{pF/cm}^2}{\Delta C/\Delta A} \right\}^{0,44} \quad (3.2-77)$$

Die auf die Isolierstoffoberfläche bezogene Kapazität $\Delta C/\Delta A$ kann aus der Geometrie der

Anordnung berechnet werden. Für ebene Anordnungen folgt [16]

$$U_g = 75 \text{ kV} \cdot \left\{ \frac{1}{\epsilon_r} \cdot \frac{d}{\text{cm}} \right\}^{0,44}. \quad (3.2-78)$$

Anmerkung: Der Faktor und der Exponent in Gl. (3.2-77) sind nur verhältnismäßig schwach vom Druck und von der Gasart abhängig. Die Verwendung von SF_6 sowie Druckerhöhung ergeben nicht die vom homogenen Feld gewohnten Festigkeitssteigerungen.

Beispiel: Ungesteuerte Gießharzdurchführung

Für eine zylindrische Durchführung aus Gießharz ($\epsilon_r = 4,5$) mit einem Innenleiterdurchmesser $D_i = 1 \text{ cm}$ soll die Einsatzspannung für Gleitstielbüschel in Abhängigkeit vom Außendurchmesser $D_a = D_i + 2d$ berechnet werden. Gl. (3.2-77) wird zur Aufstellung einer Wertetabelle herangezogen. Die oberflächenbezogene Kapazität ergibt sich dabei aus Gl. (2.3-20):

$$\Delta C/\Delta A = 2\pi\epsilon \cdot z \ln^{-1}(D_a/D_i)/(\pi D_a z) = 2\epsilon \{D_a \ln(D_a/D_i)\}^{-1}$$

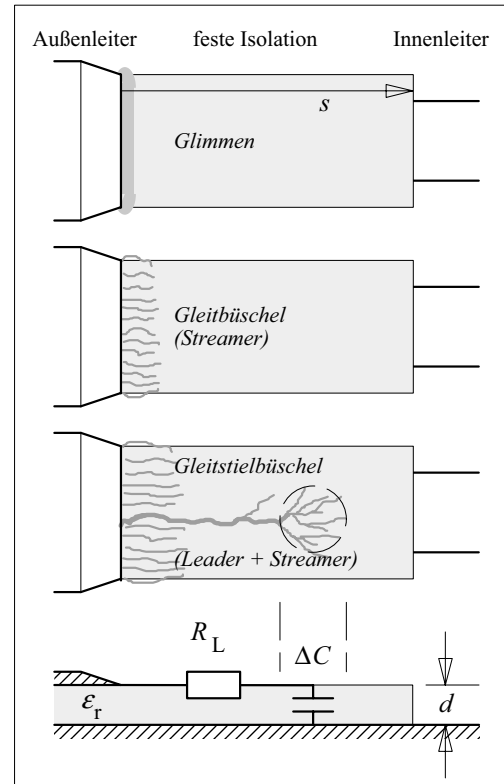


Bild 3.2-36: Entwicklung von Gleitentladungen auf einer zylindrischen Oberfläche.

Wertetabelle:

D_a	2	4	8	16	cm
d	0,5	1,5	3,5	7,5	cm
$\Delta C/\Delta A$	0,574	0,143	0,048	0,018	pF/cm ²
U_g	33	61	98	151	kV

Offenbar ist die *Verstärkung der Isolation* keine sehr wirksame **Maßnahme** zur Erhöhung der Einsetzspannung U_g . Gleiches gilt für den Einsatz von Medien *niedriger Dielektrizitätszahl* ϵ_r , hier ist man außerdem auf wenige Stoffe festgelegt. Bei höheren Spannungen verwendet man deshalb Anordnungen mit *geometrischer, kapazitiver, resistiver oder dielektrischer Feldsteuerung* (Kap. 5.4.5, 7.1.1.4, 7.1.2.1 und 7.1.6).

3.2.6.4 Fremdschichtüberschlag

Regen, Niederschlag von Nebel, Betauung oder Aufnahme von Luftfeuchtigkeit führen je nach atmosphärischen Bedingungen zu einer *Befeuchtung* von Isolatoroberflächen. In Verbindung mit *Schmutzablagerungen* entstehen dadurch *elektrolytisch leitende Schichten*. Besonders gefährdet sind küstennahe Gebiete mit salzhaltigem Nebel, Örtlichkeiten unter der Einwirkung von Streusalznebel, sowie Gebiete mit hoher Luftverschmutzung, z.B. durch Staub, Ruß, ölige Partikel und dissoziierbare Bestandteile.

Bei *Gleichspannung* wird die Feldverteilung schon bei geringen Schichtleitfähigkeiten durch die Fremdschichten bestimmt, vgl. Bild 2.4-29. Bei *Wechselspannung* beeinflusst der durch die Fremdschicht fließende Leitungsstrom die Feldverteilung erst bei höheren Schichtleitfähigkeiten. Bei *Stoßspannung* sind die Leitungsströme i.d.R. gegen die Verschiebungsströme vernachlässigbar. Allerdings kann sich ein durch Wechselspannung verursachter Vorlichtbogen unter der Wirkung einer Impulsspannung verlängern und zum Überschlag führen.

Wegen seiner räumlichen und zeitlichen Entwicklung wird der **Fremdschicht-** auch als **Kriechüberschlag** bezeichnet, Bild 3.2-37.

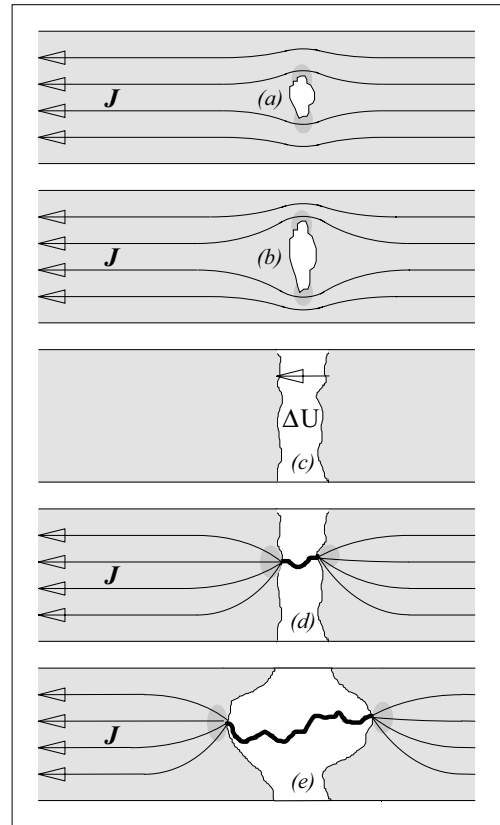


Bild 3.2-37: Phasen des Fremdschichtüberschlags:

- a) Verdrängung des "Kriechstromes" durch trockene Zone mit lokaler Erwärmung.
- b) Erweiterung der trockenen Zone durch Stromwärme, Beschleunigung der Abtrocknung.
- c) Unterbrechung des Stromflusses nach Abtrocknung des gesamten Isolatorumfangs.
- d) Überschlag der trockenen Zone, Bildung eines Lichtbogens (Vorlichtbogen).
- e) Erweiterung der trockenen Zone und der Lichtbogenlänge durch Abtrocknung.

Zunächst werden die Stromlinien des oberflächlichen *Ableitstromes* (*Kriechstromes*) an Stellen geringerer Leitfähigkeit (z.B. an Trockenzone) verdrängt, Bild 3.2-37 (a). Bei Ableitströmen in der Größenordnung von 10 bis 100 mA entstehen dabei an den Stellen erhöhter Stromdichte lokale Erwärmungen. In dieser sogenannten *Erwärmungsphase* wachsen dabei die Trockenzone durch Verdampfung von Wasser senkrecht zu den Stromlinien (b).

Bei Unterbrechung des Strompfades (c) kommt es aufgrund der hohen anstehenden Spannungsdifferenz ΔU zur *Zündung eines Vorlichtbogens* (d).

Die Gesamtspannung für den Einsatz von Vorlichtbögen (Einsatzspannung) kann sehr niedrig und weit unterhalb der Überschlagnspannung liegen. Sie hängt vor allem von der Benetzung der Oberfläche und von der Schichtleitfähigkeit ab.

Eine stabile Teilentladung in Form von Vorlichtbögen kann nur existieren, wenn sich nach der Gasentladungskennlinie ein *stabiler Arbeitspunkt* ergibt, Bild 3.2-2 und -3. Als strombegrenzender Widerstand ist dabei die leitfähige Restschicht anzusehen, die einen niedrigen Widerstandswert aufweisen muss. D.h. die Widerstandsgerade in Bild 3.2-3 muss so flach verlaufen, dass sie die Lichtbogenkennlinie im Arbeitspunkt Nr. 1 schneidet.

Durch Abtrocknung der Fremdschicht in der Umgebung des Lichtbogenfußpunktes ergibt sich eine *Verlängerung des stabil brennenden Vorlichtbogens* in Richtung der Stromlinien, Bild 3.2-37 (e). Der Widerstand der vergleichsweise langen Restschicht nimmt dadurch geringfügig ab, der Spannungsbedarf des Bogens nimmt sehr stark zu. Dies entspricht einer Verschiebung der Lichtbogenkennlinie zu höheren Spannungswerten, Bild 3.2-3. Der *Lichtbogen erlischt*, wenn dabei der Spannungsbedarf von Bogen und Schichtwiderstand größer wird als die Quellenspannung. Bleibt der Spannungsbedarf von Bogen und Schicht immer kleiner als die Quellenspannung, führt die Lichtbogenverlängerung schließlich zum *Überschlag*. Dies ist nur bei flacher Widerstandsgerade bzw. bei niedrigem Schichtwiderstand (*hoher Schichtleitfähigkeit*) möglich.

Anmerkung: Bei einer *schwachen Spannungsquelle* kann auch der *Innenwiderstand* der Quelle zum Erlöschen der Vorlichtbögen führen und damit eine höhere Überschlagnspannung vortäuschen. Es wird deshalb bei der Ermittlung von Überschlagnspannungen fremdschichtbehafteter Isolatoren gefordert, dass eine Spannungsquelle mit geringer innerer Impedanz bzw. geringer relativer Kurzschlussspannung verwendet werden muss [56].

Die Größe der Kriechströme wird durch den *Widerstand* der Isolatoroberfläche bestimmt, der sich aus einer Integration der Widerstandselemente dR längs des Kriechweges l_k ergibt:

$$dR = \frac{dl_k}{\kappa \cdot \Delta s \cdot b} \quad (3.2-79)$$

Dabei ist Δs die Stärke der leitfähigen Schicht, b ist der ortsabhängige Umfang des Isolators. Der Grad der Verschmutzung wird durch das Produkt aus Leitfähigkeit und Stärke der Fremdschicht gekennzeichnet und als *Schichtleitfähigkeit* bezeichnet:

$$\kappa^* = \kappa \Delta s \quad (3.2-80)$$

Der *Oberflächenwiderstand* ergibt sich somit aus der Schichtleitfähigkeit κ^* und einem *Formfaktor*

$$f = \int_0^{l_k} b^{-1} dl_k \quad (3.2-81)$$

als

$$R = f / \kappa^* \quad (3.2-82)$$

Als typische Schichtleitfähigkeiten werden in [16]

$\kappa^* = 5 \mu S$ bei leichter bis mittlerer Verschmutzung,
 $\kappa^* = 10 \mu S$ bei mittlerer bis starker Verschmutzung und
 $\kappa^* = 40 \mu S$ bei sehr starker Verschmutzung genannt.

Die Entwicklung des Fremdschichtüberschlags wird auch durch das **Material des Isolierstoffs** beeinflusst. Thermisch und chemisch widerstandsfähige Oberflächen (*Porzellanglasuren, Glas*) werden durch Witterungseinflüsse und Vorentladungen in der Regel nicht dauerhaft verändert. Bei *organischen Isolierstoffen* können Vorentladungen zur *Erosion* der Oberfläche und über lange Zeiträume hinweg zu einer Verbesserung der Benetzungsfähigkeit führen. Bei *Diffusion* von Feuchtigkeit und Fremdstoffen in den Isolierstoff selbst können leitfähige Bahnen entstehen, die einen sogenannten *Kriechspurüberschlag* einleiten [22]. Auch *Silikone* können ihre wasserabweisenden Eigenschaften unter dem Angriff elektrischer Entladungen verlieren, allerdings tritt durch Diffusion niedermolekularer Silane eine *Regeneration* der Oberfläche ein [57].

Zur Vermeidung des Fremdschichtüberschlags stehen folgende **Maßnahmen** zur Verfügung:

1. Die zentrale Maßnahme besteht in der *Verlängerung des Kriechweges* l_k durch ein **Schirmprofil**, Bild 3.2-38. Das Verhältnis von Kriechweglänge l_k zur Isolatorlänge l_i wird durch das Verhältnis von Schirmausladung a zur Schirmteilung t bestimmt. Unter Normalbedingungen ist $l_k/l_i \approx 2$, unter erschwerten Bedingungen wird $l_k/l_i \approx 3$ gewählt. Dabei bemisst sich die Isolatorlänge l_i bzw. die Schlagweite s („Fadenmaß“) nach dem geforderten Stoßspannungspegel. *Übliche Kriechweglängen* unter Freiluftbedingungen sind 2,5 bis 5 cm/kV bezogen auf den Effektivwert der anliegenden Betriebswechselspannung.

Die Wirkung der Schirme besteht nicht nur in einer Kriechwegverlängerung (bzw. Widerstandserhöhung). Sie bieten außerdem der Unterseite einen *Schutz gegen Verschmutzung und Regen*, so dass trockene und saubere Zonen verbleiben, auf die die anstehende Spannung aufgeteilt wird. Durch eine größere Anzahl von Schirmen können die Teilspannungen niedrig gehalten werden.

Für extreme Anforderungen gibt es besondere Profile, z.B. sogenannte *Nebelprofile*, die an der Unterseite der Schirme nochmals mit Rippen versehen sind.

2. Bei starker Verschmutzung reicht u.U. die *natürliche Reinigungswirkung* von Niederschlägen nicht aus, so dass **regelmäßiges Reinigen** der Isolatoren nötig wird. Dies kann auch automatisch durch fest installierte *Sprüh-einrichtungen* erfolgen. In extremen Fällen wird jährlich eine wasserabweisende *Silikonpaste* („Silikonfett“) aufgetragen.

3. Eine Alternative zu den gängigen Porzellanisolatoren sind **Silikonschirmisolatoren**, die über Jahrzehnte ihre *wasserabweisenden Eigenschaften (Hydrophobie)* behalten und diese sogar durch Diffusionsvorgänge auf den anhaftenden Schmutz übertragen. Dadurch wird die Ausbildung zusammenhängender Flüssigkeitsfilme erschwert [9], [57].

Bei *Gleichspannungsbeanspruchungen*, insbesondere bei HGÜ-Durchführungen für Spannungen über 500 kV hat der Einsatz von Silikonschirmen eine erhebliche Verbesserung des Überschlagsverhaltens bewirkt [7], [8], [10].

4. Zur Nachrüstung bei überschlagsgefährdeten Gleichspannungsdurchführungen wurden auch sog. „Booster-Sheds“ vorgeschlagen. Dabei handelt es sich um Silikon-Scheiben mit großem Durchmesser, die über die Isolatorlänge verteilt werden, und die entstehende Vorlichtbögen unterbrechen sollen [58], [8].

3.2.7 Funken-, Bogen- und Blitzentladung

Beim Durchschlag einer Gasstrecke kommt es zum Aufbau eines leitfähigen Kanals, zum Anstieg des Stromes und zum Zusammenbruch der Spannung. Es stellen sich **stromstarke Entladungsformen** ein, die nicht Ursache sondern Folge des Isolationsversagens

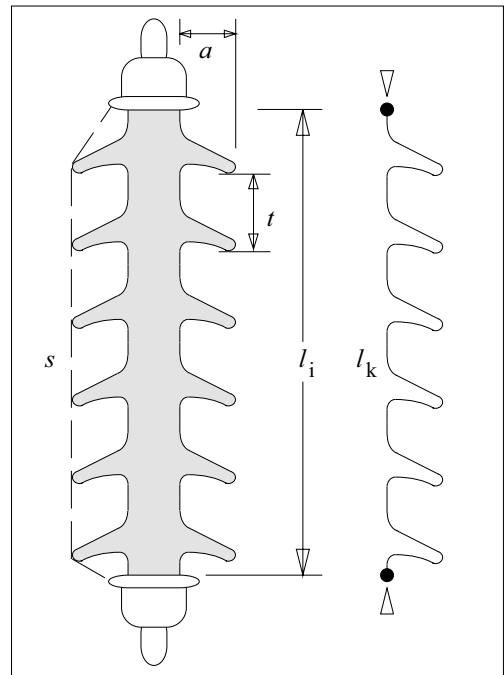


Bild 3.2-38: Freiluftisolator mit Kriechwegverlängerung durch Schirmprofil.

sind. Sie haben als *Funkenentladung* (Kap. 3.2.7.1), *Bogenentladung* (Kap. 3.2.7.2) und atmosphärische *Blitzentladung* (Kap. 3.2.7.3) trotzdem eine große Bedeutung für die Hochspannungstechnik.

3.2.7.1 Funkenentladung

Beim *Durchschlag* wird die Gasstrecke zunächst durch einen Streamer überbrückt. Die Leitfähigkeit des Kanals erhöht sich dann durch intensive *Stoßionisation*. Dabei nimmt der *Funkenwiderstand* von einem sehr hohen Anfangswert auf einen sehr niedrigen Endwert ab, Bild 3.2-21 und -39. Im Falle einer stationären Quellenspannung geht der *transiente Funken* in einen *Lichtbogen* über und der Endwert ist zeitlich konstant (Kap. 3.2.7.2). Wird eine *Quelle mit endlichem Energieinhalt* entladen, so tritt nur ein vorübergehender Strom- und Lichtimpuls auf, nach dessen Abklingen sich die Entladungsstrecke durch *Rekombination* entionisiert, so dass $R_F(t)$ wieder ansteigt, Bild 3.2-39.

Anmerkung: Der Zeitverlauf des Funkenwiderstandes ist von Bedeutung für die Netzwerksimulation von Entladungskreisen. Sie erleiden durch $R_F(t)$ eine oftmals nicht vernachlässigbare *nichtlineare Dämpfung*.

Die Zeitdauer für den Zusammenbruch der Spannung von 90 % auf 10 % wird als *Funkenaufbauzeit* t_F bezeichnet.

Anmerkung: Die Funkenaufbauzeit spielt eine Rolle beim *Entladeverzug* (Kap. 3.2.4), sie ist aber i.d.R. kurz im Vergleich zur Streamer-Aufbauzeit und wird deshalb oft vernachlässigt.

Die geringe Funkenaufbauzeit in SF₆ ist mitverantwortlich für die *geringen Anstiegszeiten von Fast Transients* in gasisolierten Schaltanlagen.

Bei einer Ladungsträgervermehrung durch *Stoßionisation* ergibt sich für die Zunahme dn der Elektronendichte n auf der Strecke dx mit dem effektiven Ionisierungskoeffizienten α_e

$$dn = \alpha_e n dx. \quad (3.2-83)$$

Für die zeitliche Zunahme der Elektronendichte folgt mit der Driftgeschwindigkeit der Elektronen $v = dx/dt$

$$dn/dt = \alpha_e n v. \quad (3.2-84)$$

Wird die Elektronenstromdichte $J_- = n \cdot v \cdot e$ näherungsweise gleich der Gesamtstromdichte J gesetzt, so gilt mit der Elementarladung e

$$dn/dt = \alpha_e J / e. \quad (3.2-85)$$

Durch Integration ergibt sich die Elektronendichte im Zeitpunkt t :

$$n = \alpha_e \cdot e^{-1} \cdot \int_0^t J(t) dt = \alpha_e \cdot e^{-1} \cdot A^{-1} \cdot \int_0^t i(t) dt$$

$$n = \alpha_e \cdot e^{-1} \cdot A^{-1} \cdot Q_F(t) \quad (3.2-86)$$

Dabei ist $Q_F(t)$ die bis zum Zeitpunkt t durch den Funken geflossene Ladung, die Stromdichte $J(t)$ wird als konstant über der Querschnittsfläche A mit $J(t) = i(t)/A$ angenommen. Für den **Funkenwiderstand** $R_F(t)$ folgt mit der Funkenlänge l_F , der Elektronenbeweglichkeit b und der Leitfähigkeit $\kappa = b n e$

$$\begin{aligned} R_F(t) &= l_F / (\kappa A) = l_F / (b n e A) \\ &= l_F / \{b \alpha_e Q_F(t)\} \end{aligned} \quad (3.2-87)$$

Dieser als **Toeplersches Funkenwiderstandsgesetz** bezeichnete Zusammenhang kann mit der empirisch ermittelten Toepler-Konstante k_T angegeben werden:

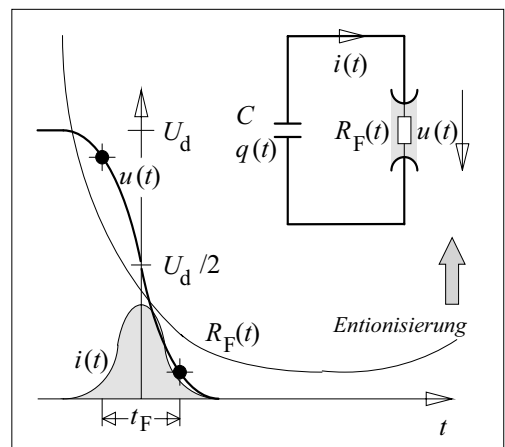


Bild 3.2-39: Funkenwiderstand, Funkenaufbauzeit, Spannung und Strom bei der Entladung einer Kapazität (schematisch), vgl. auch Bild 3.2-21.

$$R_F(t) = k_T \cdot I_F / Q_F(t) \quad (3.2-88)$$

Die Toepler-Konstante ist vom Druck und von der Feldstärke weitgehend unabhängig, Tabelle 3.2-6.

Tabelle 3.2-6: Toepler-Konstante für verschiedene Gase [16].

Luft	$k_T = 0,5 \dots 0,6 \cdot 10^{-4} \text{ Vs/cm}$
Stickstoff	$k_T = 0,4 \cdot 10^{-4} \text{ Vs/cm}$
Argon	$k_T = 0,85 \cdot 10^{-4} \text{ Vs/cm}$
SF_6	$k_T = 0,4 \dots 0,8 \cdot 10^{-4} \text{ Vs/cm}$

Anmerkung: Ein anderer Ansatz, nach dem die Leitfähigkeit proportional zur zugeführten Energie angenommen wird, führt auf das **Funkenwiderstandsgesetz nach Rompe und Weizel**:

$$R_F(t) = \frac{k_{RW} \cdot I_F}{\int_0^t u_F(t) \cdot i_F(t) dt} \quad (3.2-89)$$

Beide Funkenwiderstandsgesetze beschreiben einen zeitlich sehr rasch abnehmenden Funkenwiderstand.

Die **Funkenaufbauzeit** t_F soll für eine auf die Durchschlagsspannung U_d geladene Kapazität C abgeschätzt werden, die über den Funkenwiderstand $R_F(t)$ entladen wird, Bild 3.2-39.

Mit dem Momentanwert der Kondensatorladung

$$q(t) = C \cdot u(t) = C \cdot U_d - Q_F(t)$$

ergibt sich nach Gl. (3.2-88) für die Spannung

$$\begin{aligned} u(t) &= R_F(t) \cdot i(t) = \frac{k_T I_F}{Q_F(t)} \cdot \left(-\frac{dq}{dt}\right) \\ &= \frac{k_T I_F}{C \cdot \{U_d - u(t)\}} \cdot \left(-C \frac{du}{dt}\right). \end{aligned} \quad (3.2-90)$$

Nach Trennung der Variablen u und t kann die Differentialgleichung (3.2-90) integriert und nach $u(t)$ aufgelöst werden [46]:

$$u(t) = \frac{U_d}{1 + e^{\frac{U_d}{k_T I_F} t}} \quad (3.2-91)$$

Dabei sind die Integrationskonstanten so gewählt, dass sich $u(-\infty) = U_d$, $u(0) = U_d/2$ und $u(\infty) = 0$ ergibt, Bild 3.2-39. Eine praktische Eingrenzung dieser unendlich langen Zeit ist z.B. durch die Zeitspanne gegeben, in der $u(t)$ von $0,9 U_d$ auf $0,1 U_d$ absinkt [16]. Aus Gl. (3.2-91) folgt dann

$$t_F = 4,4 k_T I_F / U_d = 4,4 k_T / E_d. \quad (3.2-92)$$

Die **Funkenaufbauzeit** ist also *nicht* von der Größe der speisenden Kapazität abhängig. D.h. wenn eine große Kapazität zu entladen ist, ergibt sich durch die große umgesetzte Ladung ein niedriger Funkenwiderstand bzw. eine stromstarke Entladung. Mit der Durchschlagsfeldstärke $E_d = U_d / l_F$ ist die Aufbauzeit im wesentlichen von der im Durchschlagszeitpunkt herrschenden **Feldstärke** und damit von der **Gasart** abhängig. Mit $k_T = 0,5 \cdot 10^{-4} \text{ Vs/cm}$ folgt unter Normalbedingungen

in *Luft* ($E_d = 30 \text{ kV/cm}$) $t_F = 7,3 \text{ ns}$ und

in *SF₆* ($E_d = 90 \text{ kV/cm}$) $t_F = 2,4 \text{ ns}$.

Eine Abhängigkeit von der **Schlagweite** besteht nur über die Änderung der Durchschlagsfeldstärke mit dem Abstand. Auch die **Druckabhängigkeit** ist über die Durchschlagsfeldstärke gegeben. D.h. bei einer Druckerhöhung nimmt E_d zu und t_F ab.

Anmerkung: Aus diesen Zusammenhängen wird deutlich, dass in *druckgasisolierten Anlagen*, insbesondere bei der Verwendung von *SF₆*, mit sehr kurzen Funkenaufbauzeiten zu rechnen ist. Bei Durchschlägen oder Trennerschalthandlungen können deshalb Wanderwellen mit *Anstiegszeiten im ns-Bereich* auftreten (Fast Transients).

Anmerkung: Die Steilheit von Stromanstieg und Spannungszusammenbruch wird nicht nur von der Funkenaufbauzeit sondern auch von der **Eigenfrequenz** $\omega = (L \cdot C)^{-1/2}$ des **Entladekreises** bestimmt, Bild 3.2-21.

Gasisolierte Rohrleiter müssen allerdings als *Systeme mit verteilten Parametern* (Wanderwellenleitungen) betrachtet werden. Nach dem Wellenersatzbild 2.6-8 und -10 ist die Zeitkonstante für Spannungszusammenbruch und Stromanstieg $\tau = Z/L$. Mit $Z = 50 \Omega$ und $L = 100 \text{ nH}$ ergibt sich $\tau = 2 \text{ ns}$. Funkenaufbauzeit und induktive Zeitkonstante liegen hier also in der gleichen Größenordnung.

3.2.7.2 Bogenentladung

Beim *Durchschlag einer Gasstrecke* wird der leitfähige Kanal zunächst als *Funke* durch Stoß- und Photoionisation gebildet. Die hohe Stromdichte führt zur *Thermoionisation* in der Entladungssäule und zur *Glühemission* an der Kathode. Durch die sehr gut leitfähige Bogensäule wird das Anodenpotential weit gegen die Kathode vorgeschoben, so dass auch *Feldemission* erfolgt. Damit sinkt die Spannung an der Entladungsstrecke auf sehr niedrige Werte von etwa 10 bis 100 V ab. Wegen der mit der Thermoionisation verbundenen intensiven Leuchterscheinung spricht man auch vom **Lichtbogen**.

In *Schaltern* entsteht der Lichtbogen beim Öffnen der Schaltkontakte. Kurz vor dem Abheben der Kontaktstücke schnürt sich der Strom auf eine sehr kleine Kontaktfläche ein. Durch die hohe Stromdichte entstehen die für die *Thermoionisation* notwendigen Temperaturen, so dass der Strom nach dem Abheben der Kontaktstücke unterbrechungslos über einen thermoionisierten Kanal (Lichtbogen) geführt wird.

Der Spannungsabfall des Bogens erfolgt zum größten Teil als sogenannter „*Kathodenfall*“ aufgrund der Ansammlung positiver Ionen unmittelbar vor der Kathode. Negative Ionen verursachen vor der Anode einen wesentlich kleineren „*Anodenfall*“. Der Spannungsabfall innerhalb der *Bogensäule* ist wegen der hohen Leitfähigkeit bei kurzen Entladungsstrecken vergleichsweise gering und steigt mit der Bogenlänge linear an. Die Bogensäule besteht aus einem weitgehend ionisierten *Plasma*.

Der niedrige Spannungsbedarf des Lichtbogens und die vollständig geänderte **Strom-Spannungs-Charakteristik** (vgl. Bild 3.2.2) erklären sich aus den geänderten physikalischen Prozessen der Ladungsträgererzeugung.

Wie schon bei Gl. (3.2-2) erwähnt, folgt die fallende U, I -Charakteristik aus der *Energiebilanz* zwischen zugeführter Stromwärmeleistung P_{zu} und abgeführter Wärmeleistung P_{ab} im *stationären Zustand* eines stabil brennenden Lichtbogens:

$$P_{zu} = P_{ab} \quad (3.2-93)$$

Die zugeführte Wärmeleistung ergibt sich aus dem Produkt von Strom und Spannung, die abgeführte Wärmeleistung ist eine Funktion der Bogen temperatur T , des Bogenradius R und der Bogenlänge l_B . Näherungsweise gilt mit $P_{ab} = l_B R^m f(T)$ [47]

$$U \cdot I = l_B R^m f(T). \quad (3.2-94)$$

Die Größen der linken und rechten Gleichungsseite sind nur in grober Näherung voneinander unabhängig. Tatsächlich ist der Strom I eine Funktion der Bogenquerschnittsfläche πR^2 und der temperaturabhängigen *Leitfähigkeit* $\kappa(T)$. Die Verhältnisse werden durch einen modifizierten Ansatz besser beschrieben [16]:

$$U \cdot I^n \sim l_B \quad (3.2-95)$$

Mit $n = 0,5 \dots 0,25$ ergibt sich ein *Spannungsbedarf*, der mit zunehmendem *Strom* abnimmt und etwa proportional zur *Länge* steigt.

Die **Eigenschaften** des Bogens werden stark von den Umgebungsbedingungen beeinflusst:

Durch *Kühlung* des Bogens ergibt sich aufgrund der größeren Wärmeleistung ein größerer *Spannungsbedarf* und je nach Quellenimpedanz evtl. auch ein größerer Strom. Das Gleichgewicht zwischen Wärmezufuhr und -abfuhr stellt sich dann bei höherer *Temperatur* ein. Typische Werte im Inneren des Bogenplasmas liegen zwischen 4000 K und 10000 K, die unter extremen Bedingungen bis auf 50000 K steigen können. Dabei kann man ab etwa 20000 K von der Ionisierung aller Gasatome ausgehen [2].

Die Eigenschaften des Bogens sind stark vom *Druck* abhängig. Die Querschnittsfläche nimmt mit dem Druck ab, weil bei höherem Druck die Zahl stromtragender Ladungsträger pro Querschnittsfläche zunimmt. Die Stromdichte steigt dementsprechend an. In erster Näherung gilt bei Annahme einer Proportionalität

$$\pi R^2 \sim 1/p \quad \text{und} \quad J \sim p. \quad (3.2-96)$$

Auch der *Spannungsbedarf* des Bogens steigt mit p , damit erhöht sich die *Verlustleistungsdichte* etwa quadratisch mit dem Druck.

Eine Zunahme des *Stromes* führt vor allem zum Ansteigen der *Stromdichte*, der *Querschnitt* des Bogens wächst nur langsam.

Der Lichtbogen ist *magnetischen Kräften* unterworfen, die so gerichtet sind, dass die vom Stromkreis gebildete Schleife vergrößert wird. Bei größeren Strömen überwiegt die magnetische Kraft gegenüber der Auftriebskraft des Bogens im wesentlich kühleren und dichten umgebenden Gas.

Bei **Wechselstrom** erlischt der Bogen im *Nulldurchgang*, Bild 3.2-40. Beim Wiederanstieg der Spannung in der positiven Halbschwingung steigt auch der Strom aufgrund der noch vorhandenen Ionisierung an. Bei Erreichen der Zündspannung (2) folgen Spannung und Strom der fallenden Lichtbogenkennlinie bis zum Strommaximum (3). Mit sinkendem Strom steigt die Spannung langsamer wieder an, weil inzwischen die Leitfähigkeit der Entladungsstrecke angestiegen ist. Durch das Absinken der treibenden Spannung und des Stromes wird die Grenze für die Löschspannung unterschritten, der Bogen erlischt (4). Nach dem Nulldurchgang wiederholen sich die geschilderten Vorgänge in der negativen Stromhalbschwingung. Wenn beim Wiederanstieg der positiven (oder negativen) Spannung die Entladungsstrecke ausreichend *entionisiert* ist, kann der Strom nicht mehr in dem für eine Zündung erforderlichen Maß ansteigen (5).

Das Hauptproblem beim Auftreten von Bogenentladungen in **Schaltern** besteht in der *Löschung* des Lichtbogens, der *Entionisierung* der Gasstrecke und in der Isolierung der rasch *wiederkehrenden Spannung* über den Elektroden. Beim Schaltvorgang werden drei Phasen unterschieden:

1. Die *Löschung des Bogens durch Störung seiner Existenzbedingungen* bedeutet, dass z.B. durch Verlängerung des Bogens, Erhöhung des Drucks, forcierte Kühlung, oder Aufteilung in Teillichtbögen der *Spannungs-*

bedarf so weit *gesteigert* wird, dass kein stabiler Arbeitspunkt mehr möglich ist. D.h. die U, I -Charakteristik wird so weit nach oben verschoben, bis sie die Widerstandsgerade nicht mehr tangiert, Bild 3.2-3. Der Stromfluss durch die Gasentladungsstrecke nimmt ab und wird unterbrochen.

Bei *Wechselstrom* erfolgt die Unterbrechung des Stromflusses im Nulldurchgang des Stromes, durch die Verschiebung der Kennlinie wird das Wiederzünden erschwert.

2. Die *Entionisierung der Gasstrecke* durch Rekombination der Ladungsträger ergibt sich automatisch beim Abkühlen des ionisierten Gases nach Unterbrechen des Stromes. Sie kann durch Kühlung beschleunigt werden. Dabei muss die Festigkeit der Trennstrecke schneller ansteigen, als die über den Schaltkontakten wiederkehrende Spannung.

3. Das *Maximum der wiederkehrenden Spannung* kann aufgrund von Kommutierungs- und Ausgleichsvorgängen erheblich über der Beanspruchung im Betrieb liegen (*Schaltüberspannung, innere Überspannung*). Es muss von der geöffneten Schaltstrecke isoliert werden. Die Spannungsbeanspruchung bei Schaltvorgängen wird durch *Schaltstoßspannungen* nachgebil-

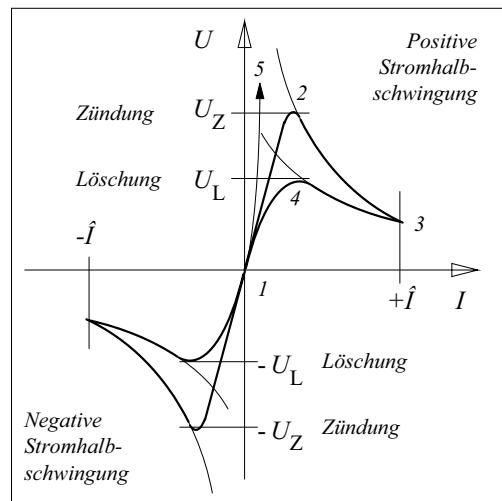


Bild 3.2-40: Lichtbogen bei Wechselstrom mit Stromnulldurchgang (1), Zündung (2), Strommaximum (3), Erlöschen (4) und Spannungsanstieg nach einer Entionisierung (5).

det (Kap. 2.2.3).

Unter der Vielzahl der Schalterprinzipien hat sich für *Hochspannungsleistungsschalter* der *SF₆-Druckgasschalter* durchgesetzt. Dabei dient das elektronegative Schwefelhexafluorid sowohl als effektives Löschmedium zum Kühlen des Bogenplasmas als auch als spannungsfestes Isoliermedium. Im Moment der Kontakttrennung wird der Lichtbogen gleichzeitig unter hohen Druck gesetzt und intensiv mit SF₆ beblasen (Kapitel 7.1.5.2).

Anmerkung: Das im Bogenplasma in hochreaktive Schwefel- und Fluorionen zerlegte Gas reagiert beim Abkühlen rückstandsfrei zu SF₆. Die Anwesenheit von *Feuchtigkeit* muss ausgeschlossen werden, um die Bildung toxischer Reaktionsprodukte zu verhindern.

Beim *Vakuumschalter* wird der Strom im Stromnulldurchgang durch die Entionisierung eines Metaldampfplasmas unterbrochen. Wegen der begrenzten Spannungsfestigkeit der vakuumisolierten Trennstrecke kann der Vakuumschalter nur im *Mittelspannungsbereich* eingesetzt werden (Kap. 7.1.5.3).

3.2.7.3 Blitzentladungen

Atmosphärische Blitzentladungen können gravierende *Schäden* verursachen. Im Bereich elektrotechnischer Systeme ergeben sich Fehlfunktionen und Zerstörungen durch die sogenannten *äußeren Überspannungen*. Bei wichtigen Systemen, wie z.B. den Netzen der Energieverteilung, der Kommunikation und der Datenübertragung oder bei wichtigen Gebäuden ist deshalb ein besonderer *Blitzschutz* erforderlich. Die Betriebsmittel der Energieverteilung werden darüber hinaus auch mit genormten *Blitzstoßspannungen* geprüft, um im Falle äußerer Überspannungen eine ausreichende Isolationsfestigkeit sicherzustellen. Die *Wahrscheinlichkeit* für das Vordringen einer Blitzentladung zur Erdoberfläche liegt in unseren Breiten etwa in der Größenordnung von 2 Einschlägen je km² und Jahr. In den ausgedehnten Netzen der Energieverteilung kommt es deshalb regelmäßig zu äußeren Überspannungen.

Die **Entstehung einer Gewitterwolke** ist an *starke Aufwinde* und an *feuchte Luft* gebunden. Man beobachtet zwei Arten von Gewittern:

1. Beim *Wärmegewitter* führt die bodennahe sommerliche Erwärmung zu einer labilen Schichtung aus bodennaher Warmluft und darüberliegender Kaltluft. Durch Störungen der Schichtung, z.B. an Bodenebenheiten, wird die feuchte Warmluft schlotartig aufgetrieben und durch die Druckabnahme abgekühlt. Die mitgeführte Feuchtigkeit kondensiert unter der Bildung von Quellwolken, die bis zu 10 km in die Troposphäre reichen können. Wärmegewitter sind typische Sommergewitter, die bei Bodentemperaturen über 30 °C, meist in den Nachmittagsstunden, bevorzugt an Gebirgsrändern auftreten.

2. Beim *Frontgewitter* schiebt sich eine Kaltfront unter feuchte und warme Luftmassen und löst dadurch aufwärts gerichtete Strömungen aus. Frontgewitter wandern mit der Kaltfront vor einem Tiefdruckgebiet in östliche Richtung (in der Westwindzone der nördlichen Hemisphäre), sie treten deshalb oft in den unbeständigeren Übergangsjahreszeiten auf.

In den lebhaften schlotartigen *Aufwinden* (5 ... 30 m/s) einer Gewitterwolke findet die Trennung positiver und negativer *Ladungen* statt. An ihr sind die nach oben gerissenen kondensierten Wassertröpfchen sowie nach unten fallende Eiskristalle und Graupelkörner, sowie niedergehender Regen beteiligt. Möglicherweise sind verschiedene Prozesse für die Ladungstrennung verantwortlich, wie z.B. das Zerstäuben von Tröpfchen oder das Zerplatzen von Eiskristallen, sowie die Influenz von Dipolladungen in Tröpfchen, die dann in ein positives und ein negatives Tröpfchen zerrissen werden können [16], [47].

Die *typische Ladungsverteilung* einer Gewitterwolke besteht aus einem sehr hochgelegenen Gebiet mit positiv geladenen Eiskristallen, Bild 3.2-41. Der negative Ladungsschwerpunkt liegt darunter in einer Höhe von etwa 5 km. Oft tritt darunter noch ein begrenztes Gebiet mit positiver Ladung auf, das im Aufwindbereich durch herabfallende positive

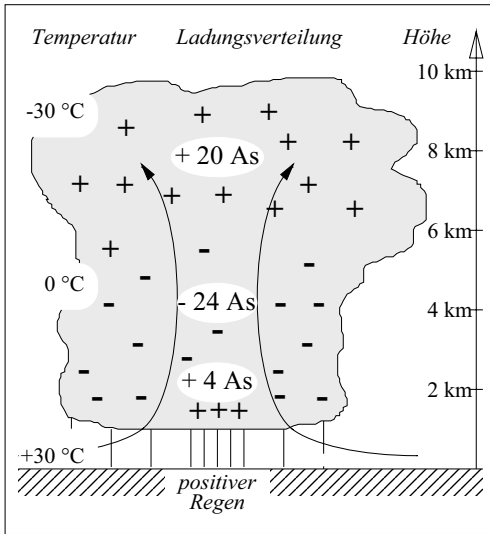


Bild 3.2-41: Ladungsverteilung in einer Gewitterwolke für ein Beispiel.

Graupelkörner verursacht wurde und das am Boden mit einem starken positiven Regen verbunden ist.

Die Bildung einer Gewitterwolke vollzieht sich etwa innerhalb von 30 bis 45 min. Dabei kommen die Aufwinde schließlich zum Erliegen und es entstehen kalte Fallwinde, die sich am Boden als „Gewitterböen“ äußern. Innerhalb von weiteren 30 min kommt es zum Ausfall von Niederschlag. Durch Bildung neuer Gewitterzellen kann die Gewittertätigkeit über einen längeren Zeitraum anhalten.

Die größere Zahl der **Blitzentladungen** besteht aus einem Ladungsausgleich innerhalb der Wolke (*Wolke-Wolke-Blitz*).

Die kleinere Zahl der Blitzentladungen bestehen aus einem Ladungsausgleich zwischen Wolke und Erde durch *abwärts gerichtete Blitze*. Sie sind an den zur Erde hin gerichteten Verzweigungen des Entladungskanals zu erkennen, Bild 3.2-42 (links). In der Mehrzahl der Fälle wird dabei *negative Ladung* zur Erde geführt (negativer Wolke-Erde-Blitz), es gibt jedoch auch positive Wolke-Erde-Blitze, Bild 3.2-41.

In einer kleinen Zahl von Fällen wurden an hoch aufragenden Strukturen auch *aufwärts*

gerichtete Blitze beobachtet. Sie sind an den zur Wolke hin gerichteten Verzweigungen zu erkennen Bild 3.2-42 (rechts).

Nachfolgend soll die **Entwicklung** des negativen Wolke-Erde-Blitzes näher beschrieben werden, Bild 3.2-43. Man unterscheidet die von der Wolke ausgehende *Leitentladung* (ca. 300 bis 1000 μ s), die von der Erde entgegenkommende *Fangentladung*, die stromstarke *Hauptentladung* (ca. 10 bis 100 μ s) und die sich anschließenden *Nachfolgeblitze* (innerhalb von 10 bis zu einigen 100 ms).

Die *Leitentladung* beginnt beim Überschreiten der Durchbruchfeldstärke elektrodenlos als Kanalentladung in der Wolke. Es bildet sich ein langer, einem Leader vergleichbarer Kanal, der jedoch wegen Ladungsmangel nicht stetig weiterwachsen kann. Durch Nachfließen von Ladung kann nach ca. 15 bis 100 μ s die Feldstärke am Kopf der Leitentladung wieder so stark ansteigen, dass eine weiterer Teildurchschlag stattfindet. Die Leitentladung wächst somit in ca. 50 m langen Stufen (*Stufendurchschlag*). Die Richtung der einzelnen Stufen ist aufgrund des stark verzerrten elektrischen Feldes sehr unregelmäßig. Durch lokale Feldüberhöhungen können auch Ver-

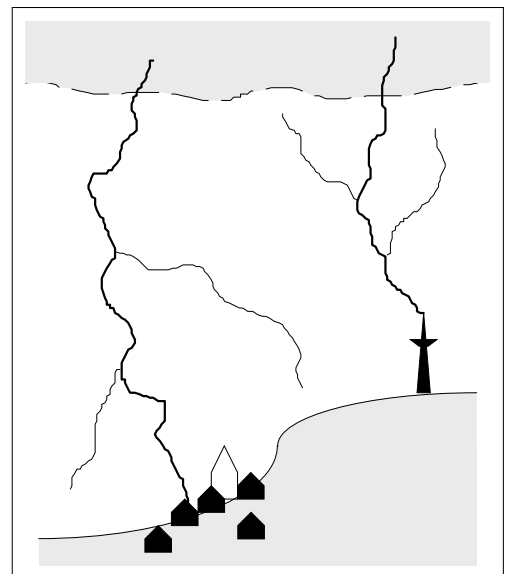


Bild 3.2-42: Abwärts- und aufwärtsgerichteter Blitz.

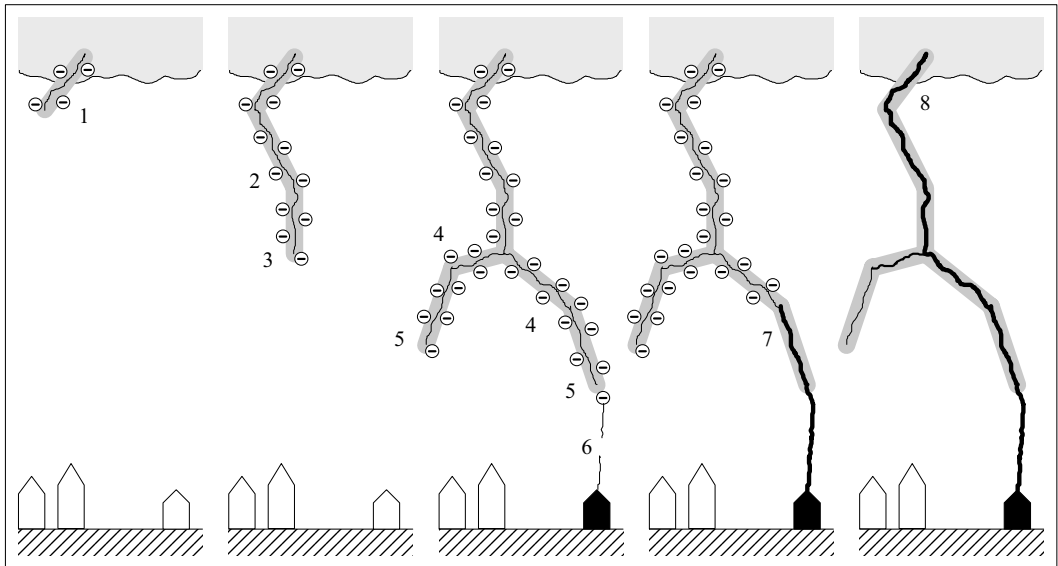


Bild 3.2-43: Zeitliche Entwicklung eines negativen Wolke-Erde-Blitzes:

1 bis 5: Leitentladung mit Stufendurchschlägen und Ansammlung negativer Raumladung (300 bis 1000 μ s).

6: Fangentladungen, ausgelöst durch Feldüberhöhung in der Nähe des Leitentladungskopfes.

7 bis 8: Hauptentladung mit Ableitung der negativen Raumladung (ca. 10 bis 100 μ s).

NN: Nutzung des ionisierten Kanals für Nachfolgeblicke (10 bis einige 100 ms).

zweigungen auftreten. Es entsteht ein nicht vorhersehbarer Verlauf der Leitentladung bis in die unmittelbare Nähe der Erdoberfläche. Auf diese Weise können auch hoch aufragende Gebäude und Berge umgangen werden, weil sie die Richtung des lokalen Feldes am Entladungskopf über größere Entfernung nicht beeinflussen können.

Die Leitentladung löst in der Nähe der Erdoberfläche etwa 10 m lange *Fangentladungen* aus, die sich vereinigen (Durchschlag zwischen Leitentladung und Erdoberfläche).

Die begrenzte Reichweite der Fangentladungen ist dafür verantwortlich, dass Blitzeinschläge auch neben höheren Gebäuden, Türmen oder Bergen möglich sind, und dass *Blitzableiter* nur einen begrenzten *Schutzbereich* aufweisen.

Die Entladung wächst in dem schwach leitfähigen Kanal der Leitentladung gegen die Wolke vor und führt die neben dem Kanal gespeicherte, meist negative Raumladung in Form eines intensiven Stromimpulses zur Erde ab. Diese *Hauptentladung* ist für die eigentliche als (*Licht-*)*Blitz* und *Donner* wahrnehm-

bare Erscheinung verantwortlich. Der Stromverlauf erreicht seinen Scheitelwert von einigen kA bis zu einigen 100 kA innerhalb weniger μ s, das Abklingen des Stromes kann einige 100 μ s betragen.

Anmerkung: Die Stromverläufe sind sehr starken individuellen Schwankungen unterworfen. Für die Prüfung energietechnischer Betriebsmittel hat man dennoch eine *Blitzstoßspannung* mit einer Stirnzeit von 1,2 μ s und einer Rückenhalbwertszeit von 50 μ s definiert, um die Auswirkung der Blitzströme in einem vergleichbaren Verfahren zu simulieren.

Der ionisierte Kanal kann nach dem Nachfließen von Ladung auch für einige weitere *Nachfolgeblicke* genutzt werden, die i.d.R. eine kleinere Stromamplitude aufweisen.

Bei den Schäden durch Blitzschlag sollen hier die **direkten und indirekten Wirkungen** auf elektrische und elektronische Systeme betrachtet werden. Natürlich können aber auch Menschen, Tiere, Gebäude und Bäume zu Schaden kommen.

Direkte Wirkungen ergeben sich in Form von Wanderwellen, Überspannungen und Kraft-

wirkungen beim direkten Blitzeinschlag, beispielsweise in die Phasenseile von Drehstromsystemen. Außerdem können durch Wärmeentwicklung Schäden an den Leitern in der Blitzstrombahn entstehen.

Indirekte Wirkungen entstehen durch Spannungsabfälle an ohmschen und induktiven Impedanzen. Sie führen zu *Potentialanhebungen* zwischen „geerdeten“ Anlagenteilen und können sogenannte „rückwärtige Überschläge“ von geerdeten Leitern in die aktiven Leiter elektrischer oder elektronischer Systeme verursachen [41]. Durch die *induzierende Wirkung* des mit dem Blitzstrom verbundenen magnetischen Feldes ergeben sich in Schleifen hohe induzierte Spannungen, die elektronische Systeme gefährden, und die an „Näherungen“ zwischen Leitern zu Überschlägen führen können. Kap. 7.4.1 behandelt den **Blitzschutz**.

Blitze werden durch vier **Blitzstromparameter** gekennzeichnet, die eine Abschätzung der Schadenswirkung ermöglichen:

1. Der *Scheitelwert* des Stromes ermöglicht die Bestimmung des maximalen Spannungsabfalls an ohmschen *Erdungswiderständen* und die Berechnung von Überspannungsamplituden auf *Wanderwellenleitungen* (vgl. Kap. 2.6.1, Beispiel). $\hat{I}$ liegt zwischen 5 und 100 kA, vereinzelt können auch einige 100 kA auftreten.

2. Die *Stromsteilheit* di/dt erlaubt die Berechnung von Spannungsabfällen an induktiv wirkenden Blitzstromableitern und von *induzierten Spannungen* in benachbarten Schleifen. Damit ist die Stromsteilheit der wichtigste Parameter für die Betrachtung von Einkopplungen in elektrotechnische Systeme. Übliche Werte für die Stromsteilheit di/dt liegen zwischen 1 und 100 kA/ μ s.

3. Die *Ladung* der Blitzströme $\int i \, dt$ ist ein Maß für die im Lichtbogenfußpunkt umgesetzte Energie, wenn man am Fußpunkt einen nahezu konstanten Spannungsabfall annimmt. Sie ist für die *Abschmelzung* metallischer Leiter verantwortlich. Die Bandbreite liegt zwischen 0,5 und mehreren 100 As.

4. Das *Integral über dem Stromquadrat* $\int i^2 \, dt$ ist für die in den Leitern umgesetzte Stromwärmeenergie $R \cdot \int i^2 \, dt$ und für den auf die Leiter wirkenden mechanischen Kraftimpuls $\int F \, dt$ maßgeblich. Typische Werte liegen zwischen 10^3 und $10^7 \, \text{A}^2 \, \text{s}$.

3.3 Entladungen in flüssigen und festen Dielektrika

Entladungen in flüssigen oder festen Dielektrika können *nicht* durch eine umfassende physikalische Theorie beschrieben werden, wie dies bei Gasen mit ihren einheitlichen und gut definierbaren Eigenschaften möglich ist.

Feste und flüssige Isolierstoffe beinhalten eine *Vielzahl von Stoffen* mit unterschiedlichen physikalischen und chemischen Eigenschaften, die zudem noch durch Veränderungen in der Zusammensetzung, unterschiedliche Fertigungsbedingungen, Verunreinigungen, Fehlstellen und durch Alterungsvorgänge sehr großen *Streuungen und Abweichungen* unterworfen sind. Der Unterschied zwischen idealen Festigkeiten (unter Laborbedingungen) und den technischen Festigkeiten (unter den Bedingungen des Anwenders) kann mehr als eine Größenordnung betragen.

Tendenziell gilt, dass der Einsatz von Entladungsvorgängen mit zunehmender Dichte des Gefüges (abnehmender freier Weglänge für Ladungsträger) und mit zunehmenden Bindungskräften der Elektronen erschwert wird. Dementsprechend nimmt die *elektrische Festigkeit von Gasen über Flüssigkeiten zu Feststoffen* zu. Eine Vielzahl von Sondereinflüssen verwischt jedoch dieses Bild, Bild 3.3-1.

Bei flüssigen und festen Dielektrika liegt die *Festigkeit technisch reiner Stoffe* in der Mitte der angegebenen Bereiche. Höhere Festigkeiten erreicht man mit *hochreinen Medien und dünnen Schichten*. Niedrigere Werte ergeben sich bei besonderen *Verunreinigungen*. Bei Gasen liegen die technisch nutzbaren Festig-

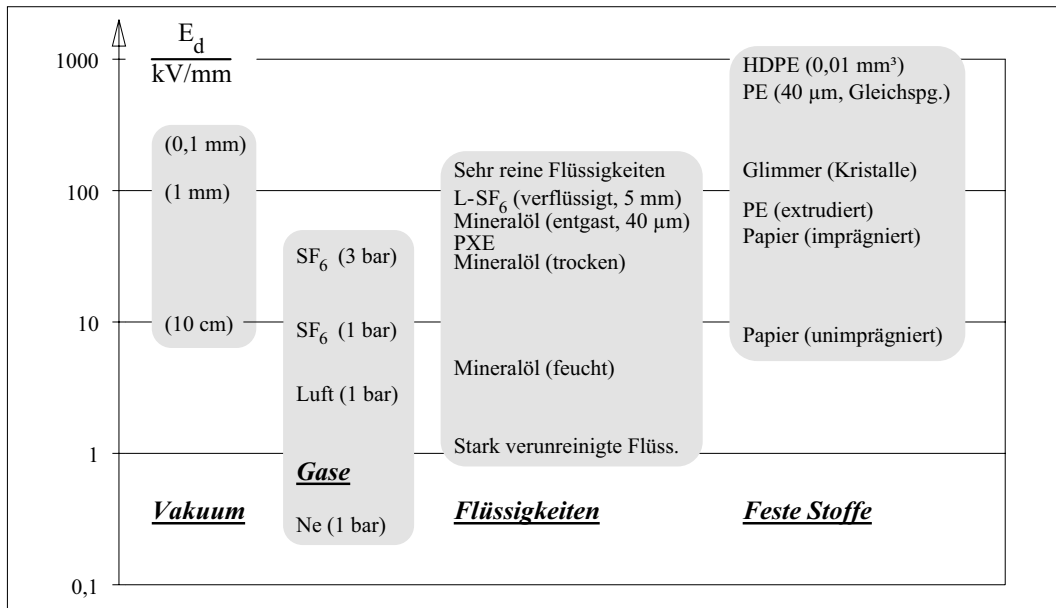


Bild 3.3-1: Größenordnungen von Durchschlagswechselspannungen (50 Hz) bei Normaldruck, Umgebungstemperatur und Isolationsstärken im cm-Bereich (andere Bedingungen sind in Klammern vermerkt). Abkürzungen: SF₆ (Schwefelhexafluorid), L-SF₆ (verflüssigtes Schwefelhexafluorid), PXE (Phenyl-Xylyl-Ethan), PE (Polyäthylen), HDPE (Polyäthylen hoher Dichte).

keiten wesentlich dichter an den physikalischen Grenzen.

Gasförmige, flüssige und feste Isolierstoffe besitzen jeweils **spezifische Vor- und Nachteile**. Sie eignen sich deshalb, unabhängig von ihrer elektrischen Festigkeit, als „Baustoffe“ für bestimmte Aufgaben:

1.) Bei **Gasen** sind als *Vorteile* das geringe Gewicht, die perfekten Imprägniereigenschaften, die gut definierten und langzeitstabilen Eigenschaften, die Unempfindlichkeit gegen elektrische Entladungen (bis hin zum Schaltlichtbogen) und die niedrigen Kosten (für Luft) zu nennen.

Nachteilig sind die geringe elektrische Festigkeit (bei Normaldruck) und die Belastung durch Feldverdrängung.

Gas (Luft) ist der *natürliche Isolierstoff* (z.B. bei Freileitungen und Schaltanlagen), der nur durch feste und flüssige Medien ersetzt wird, wenn seine Eigenschaften den Anforderungen nicht entsprechen.

2.) **Flüssige Medien** weisen als *Vorteile* gute Imprägniereigenschaften, eine hohe elektrische Festigkeit und eine hohe Wärmeleitfähigkeit durch Konvektion auf.

Nachteilig sind das höhere Gewicht, die Festigkeitsminderungen durch Alterung und Verschmutzung, die Wärmedehnung, die Notwendigkeit des flüssigkeitsdichten Gehäuses und die höheren Kosten.

Flüssigkeiten sind *typische Imprägniermittel* für elektrisch hoch beanspruchte Hohlräume (in Kondensatoren, Transformatoren, Kabeln usw.). Sie dienen außerdem der konvektiven *Abführung von Wärme* (in Transformatoren).

3.) Die *Vorteile* der **festen Stoffe** liegen vor allem in ihrer sehr hohen elektrischen Festigkeit (z.B. bei dünnen Folien), in der elektrischen Entlastung durch Feldverdrängung und in ihrer Verwendbarkeit als mechanisch belastbare Konstruktionswerkstoffe. Dünnschicht Harze können auch zum Imprägnieren eingesetzt werden und ermöglichen dadurch „trockene“, d.h. ölfreie Konstruktionen.

Nachteilig sind die geringe Wärmeleitfähigkeit, die irreversible Zerstörung durch elektrische Entladungen, das hohe Gewicht und der hohe technologische Fertigungsaufwand.

Feste Stoffe werden in *extrem beanspruchten Dielektrika* (Kondensatoren, Durchführungen, Kabel), zur *Einbettung von Leitern* mit hohen Randfeldstärken (Transformatoren, Elektroden, Kabelendverschlüsse) und für isolierende *mechanische Bauelemente* eingesetzt (z.B. bei Isolatoren, Stützern, Isoliergehäusen, Schaltstangen, Trennwänden usw.).

3.3.1 Entladungen in Flüssigkeiten

Die wichtigsten Isolierflüssigkeiten sind die Isolieröle auf der Basis von Mineralöl, Kap. 3.3.1.1 bis 3.3.1.3. Sie werden in großen Mengen in Transformatoren als *Isolier- und Kühlmedium* eingesetzt („Trafoöl“). Darüber hinaus ist der Einsatz in ölgefüllten Geräten wie Durchführungen, Wandlern und Kondensatoren als *Imprägniermittel* üblich. Für Sonderanwendungen werden auch andere Isolierflüssigkeiten verwendet, Kap. 3.3.1.4.

3.3.1.1 Entladungsmechanismen in Mineralöl

Bis heute existiert keine der Gasentladungstheorie vergleichbare geschlossene Theorie des Öldurchschlages. Bei **kürzeren Beanspru-**

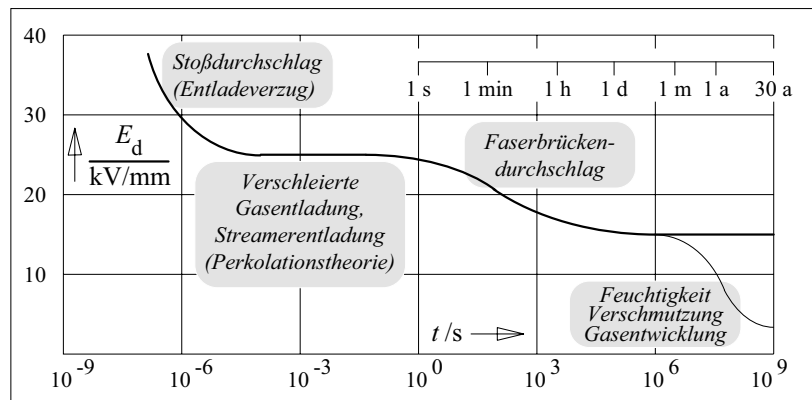
chungszeiten ähnelt das Entladungsverhalten in Flüssigkeiten zwar dem Entladungsverhalten in Gasen, Bild 3.3.1-1, die direkte Ausbildung von Elektronenlawinen durch Stoßprozesse ist in einer idealen Flüssigkeit aber nicht möglich, die freien Weglängen sind nicht groß genug.

a) Theorie der Mikrobläschen

Man ging bisher deshalb davon aus, dass in der Flüssigkeit *Gebiete niedriger Dichte* bestehen müssen, die man sich als öldampfhaltige „*Mikrobläschen*“ vorstellen kann [59]. Dort wären freie Weglängen vorhanden, die Stoßionisationen ähnlich wie bei Gasentladungen zuließen. Man spricht deshalb auch von einer „**verschleierte Gasentladung**“. Der Festigkeitsanstieg bei sehr kurzen Beanspruchungszeiten entspräche damit den *Stoßkennlinien bei Gasentladungen*, Bild 3.3.1-1. Auch die Abhängigkeit vom statischen Druck wäre so plausibel erklärbar, Bild 3.3.1-8.

Für die **Entstehung von Mikrobläschen** gibt es verschiedenen Theorien [59]: (1) Zunächst sollen auch natürlicherweise, d.h. ohne Einwirkung elektrischer Felder, bereits unterhalb des Siedepunktes Gebiete niedriger Dichte durch *thermische Molekularbewegung* entstehen. (2) Weiterhin ist vorstellbar, dass geladene Partikel und Volumina im Feld beschleunigt werden und dass dadurch intensive *elektrohydrodynamische Bewegungen mit Dichteunterschieden* entstehen. (3) Eine andere Vorstellung nimmt an, dass die injizierten und an Moleküle angelagerten negativen Raumladungen sich *durch Coulombsche Abstoßung ausdehnen* und einen Bereich niedriger Dichte schaffen. (4) Außerdem könnten Entladungen durch *Ladungsaustausch* zwi-

Bild 3.3.1-1:
Durchschlagsfestigkeit
eines flüssigen Dielektrikums als Funktion der
Beanspruchungszeit
(Transformatoröl,
 $d = 2,5 \text{ mm}$, $V = 200 \text{ mm}^3$)
ohne Berücksichtigung
der mit längeren Zeiten
stark zunehmenden Streu-
ung, vgl. Bild 3.3.1-3.



schen geladenen Partikeln und den Elektroden gezündet werden. (5) Bei Einwirkung eines elektrischen Feldes kommt es zusätzlich an mikroskopischen Spitzen der *negativen Elektrode* zur Feldemission von Elektronen. Die dadurch *injizierten Ströme* sollen durch *lokale Überhitzung* für die Bildung von Mikrobläschen verantwortlich sein. Diese Vorstellung kann zu der u.g. *Perkolationstheorie* weiterentwickelt werden.

Auch an der *positiven Elektrode* kommt es durch Elektronenaufnahme zur Strominjektion und zur Bildung von Raumladungen durch Fokussierung von Elektronen vor den positiven Spitzen.

b) Perkolationstheorie

Die neuere Perkolationstheorie [310] geht davon aus, dass in einer idealen Flüssigkeit ohne Feld - im Gegensatz zu einem Festkörper - zunächst keine Fernordnung sondern ein Zustand vollständiger *Unordnung* besteht. Dabei existieren auch keine *Energiezustände*, in die Ladungsträger innerhalb der Flüssigkeit aufgenommen werden könnten, Bild 3.3.1-2. Unter der Wirkung eines Feldes ordnen sich die Moleküle aber und es entsteht eine *Nahordnung* mit einzelnen Zuständen, die von Elektronen besetzt werden. *Geordnete Bereiche* können sich durch Bildung von Clustern aus Ladungsträgern und Molekülen neu bilden, durch Ladungsnachschub aus den Elektroden ausdehnen oder miteinander verbinden. Dadurch erfolgt eine *Strukturierung der Flüssigkeit* mit kurzzeitstabilen *quasikristallinen Clustern* (aus bis zu 10^5 Molekülen und mit Abmessungen bis zu $0,1\ \mu\text{m}$), die von ungeordneten Bereichen unterbrochen sind. Ähnlich wie in einem amorphen Festkörper existieren dann „*erlaubte Bereiche*“, in denen Elektronen aufgenommen werden können und in denen ein **elektronischer Ladungstransport** durch quantenmechanische Prozesse (Hopping, Tunneln) erfolgt [310], vgl. auch Bild 3.3.2-2. Der elektronische Ladungstransport durch die Flüssigkeit ergibt sich dann durch Ladungsaustausch zwischen den erlaubten Bereichen. Je größer ihre Anzahl und je höher ihr Ordnungszustand ist, umso größere Ströme können geführt werden.

Anmerkung: Der Begriff „*Perkolation*“ bezieht sich auf die **Prägung von Vorzugsrichtungen** im Öl für die Ausbreitung von Ladungsträgern durch den einsetzen-

den Ladungstransport. Dieser Vorgang ist analog zum Perkulationsprozess in einer Kaffeemaschine (engl. percolator), bei dem Wasser durch Kaffeepulver dringt und dabei makroskopische Ausbreitungsstrukturen prägt.

Als **Initialprozess des Durchschlags** wird nun der Ladungsaustausch eines *Ursprungsereichs* mit der angrenzenden Elektrode angesehen, Bild 3.3.1-2: Unter der Wirkung einer hohen *elektrischen Feldstärke* können Ladungsträger die *Sperrwirkung* von Oxidschicht und elektrochemischen Grenzschichten an der Elektrodenoberfläche überwinden. Durch den *Ladungsnachschub* aus der Elektrode (in Form von Elektronen oder „Löchern“) ordnen und vergrößern sich die erlaubten (bzw. besser leitfähigen) Bereiche in der Umgebung des Ursprungsereichs in bäumchenartigen Strukturen. Ursache für diese Ordnung ist das *Mikrofeld* in der Umgebung des Ursprungsereichs.

Diese Strukturierung *prägt* damit **Kanäle** für erhöhten Stromfluss, in denen bei ausreichendem Energieumsatz die lokale Erwärmung zur *Verdampfung* der Flüssigkeit führt. Die dadurch entstehenden vielfach verzweigten *Primärstreamer* orientieren sich an dem durch das Mikrofeld vorgegebenen Ordnungszustand.

Höhere Feldstärken führen zu einer weitreichenden Perkulationsstruktur mit ausgedehnten Zuständen, erhöhtem Ladungsumsatz und drastisch ansteigendem Strom. Dieses als *Perkolationsschwelle* bezeichnete Phänomen ist Ursache für weiter reichende *Sekundärstreamer* mit hoher Ausbreitungsgeschwindigkeit in Richtung des makroskopischen Feldes.

Nach der Verbindung der Elektroden bildet sich durch ungehinderten Ladungsnachschub der sehr schnelle, stromstarke und selbstleuchtende *Tertiärstreamer*, der zum Durchschlag führt.

Gebiete niedriger Dichte spielen als Streamer also auch in der Perkolationstheorie eine wichtige Rolle, sie sind jedoch nicht Ursache sondern Folge eines bereits durch Ordnungszustände existenten Ladungsflusses.

Der Durchschlag im Öl zeigt einen deutlichen **Polaritätseffekt**: Bei *positiver Spitze* ordnen sich die erlaubten Bereiche im Mikrofeld ver-

gleichsweise langsam zu doldenförmigen Primärstreamern, der Übergang zum Sekundärstreamer erfordert wesentlich höhere lokale Feldstärken, Bild 3.3.1-2 (links). Bei *negativer Spitze* kann der Primärstreamer durch Elektromennachschub bereits bei niedrigeren lokalen Feldstärken mit hoher Geschwindigkeit voranwachsen und unmittelbar in den weit reichenden Sekundärstreamer übergehen, Bild 3.3.1-2 (rechts). Bei *Wechselspannung* wird der Durchschlag deshalb von der Ausbildung des negativen Streamers bestimmt [60].

Anmerkung: Auch in den *Barrierensystemen* von Öl-

transformatoren bilden sich Primär- und Sekundärstreamer entsprechend der geschilderten Theorie aus. Die Barrieren bewirken aber eine erhebliche *Erhöhung der Durchschlagsspannung* bei Stoßspannung, weil durch *repetierende Belastung* erst eine Erosion der Barrieren erfolgen muss, Kap. 7.3.4.

c) Faserbrückendurchschlag

Bei **längeren Beanspruchungszeiten** können sich faserförmige Verunreinigungen unter der Wirkung elektrostatischer Kräfte in Richtung der elektrischen Feldlinien ausrichten und zu Faserbrücken aneinander reihen. *Hygroskopische Zellulosefasern* enthalten oft einen hohen

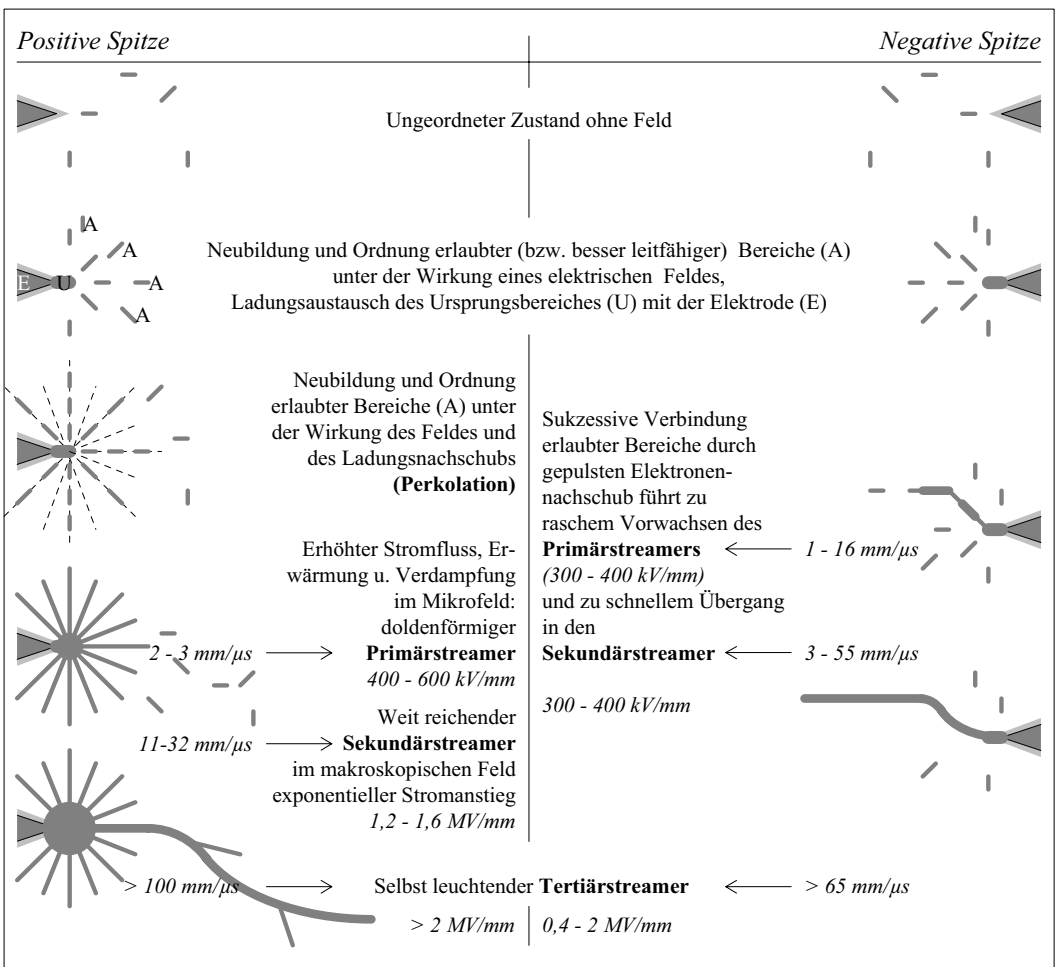


Bild 3.3.1-2: Erklärung der initialen Durchschlagsprozesse in Mineralöl mit Hilfe der Perkolations-theorie. Die Einsatzfeldstärken ergeben sich aus dem aktuellen Wert der anliegenden Stoßspannung und aus dem Radius der Spitze, Streamergeschwindigkeiten aus dem zeitlichen Bildabstand bei der Hochgeschwindigkeitsschattenbildfotografie [310].

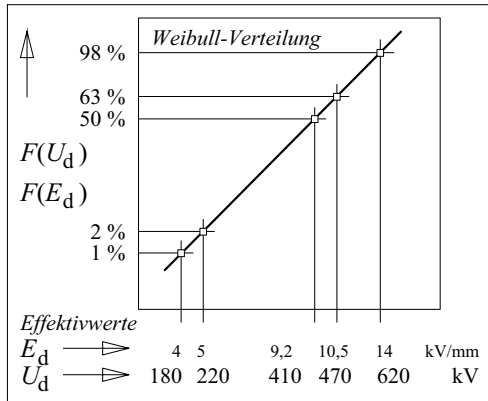


Bild 3.3.1-3: Durchschlagshäufigkeit als Funktion von Spannung und Feldstärke in technisch reinem und trockenem Öl bei Wechselspannungsbeanspruchung ($f=50$ Hz, Spannungssteigerung 8 kV/s) in einer exzentrischen Rohranordnung ($Da = 600$ mm, $Di = 80$ mm, $d = 72$ mm, $l = 300$ mm, Homogenitätsgrad 62 %) bei einer Ölströmung von 100 l/min [59].

Feuchtigkeitsanteil, so dass *leitfähige Bahnen* entstehen, die sich überhitzen und damit zum **Faserbrückendurchschlag** bei verhältnismäßig niedrigen Feldstärken führen, Bild 3.3-2. Dieser Vorgang ist *auch bei Wechselspannungsbeanspruchungen* wirksam, da die Kräfte auf die dielektrischen Grenzflächen nicht von der Polarität der anliegenden Spannung abhängen.

Wegen vieler *schwer definierbarer Einflussgrößen* (Partikelzahl, -art und -form, Feuchtigkeit, beanspruchtes Volumen, Ölströmung, ...) ergeben sich bei Durchschlagsversuchen sehr große *Streuungen*, Bild 3.3.1-3. Das Beispiel einer schwach inhomogenen Anordnung zeigt, dass die 1%-Durchschlagswertewerte *weniger als die Hälfte* der i.d.R. bestimmten 50 %-Durchschlagswerte betragen können! Im Vergleich zur kurzzeitigen Spannungsbeanspruchung (Stoßspannung) und im Vergleich zu Gasentladungen ist dies eine dramatisch erhöhte Streuung der Durchschlagswerte.

d) Verschmutzung und Alterung

Bei **sehr langen Beanspruchungszeiten** kann durch *Verschmutzung und Alterung* eine weitere drastische Absenkung der Festigkeit eintreten, Bild 3.3.1-1. Insbesondere **Feuchtig-**

keitsaufnahme führt schon in geringen Mengen zu Festigkeitsverlusten, Bild 3.3.1-4.

Bei einer relativen Feuchte von 100 % ist das Lösungsvermögen des Öles erschöpft, es kommt zur Bildung von *freiem Wasser* in Form einer Emulsion mit einer auf etwa 15 % bis 20 % reduzierten Restfestigkeit. Dies ist i.d.R. gleichbedeutend mit einem *völligen Versagen der Isolation* und muss unter allen Umständen verhindert werden.

Die Füllung eines hochspannungstechnischen Gerätes muss deshalb immer mit einem unter Vakuum auf wenige ppm Restfeuchte *getrockneten und entgasten Öl* erfolgen.

Der Feuchtigkeitsgehalt kann durch *Luftkontakt* des Öles, durch *Diffusion* über Wände und Dichtungssysteme oder durch *Ölzersetzung* (Oxidation) infolge von Ölalterung im Laufe der Zeit ansteigen. Die Ölqualität muss deshalb periodisch überwacht werden.

Die Ölfestigkeit wird auch durch *Fasern*, insbesondere in Verbindung mit Feuchtigkeit, stark gemindert. Dabei begünstigt eine große Schlagweite die Bildung feuchter Faserbrücken, Bild 3.3.1-4 und 3.3.1-5. *Kompakte Partikel* können keine größeren Ölrecken überbrücken, sie haben deshalb einen *gering-*

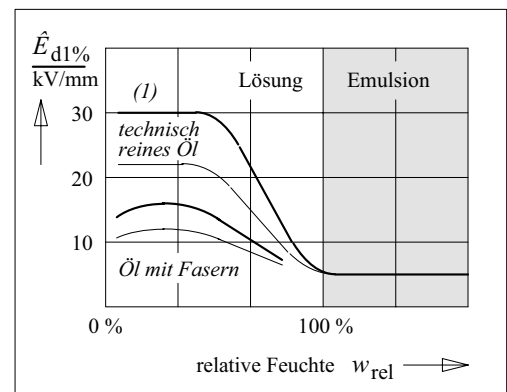


Bild 3.3.1-4: Wechselspannungsfestigkeit von technisch reinem und faserhaltigem Isolieröl [59].
 — $d = 1$ mm und $V = 14$ cm³, mit Ölströmung
 — $d = 5$ mm und $V = 25$ cm³, ohne Ölströmung
 Kurve (1) entspricht etwa den nach VDE 0370 Teil 1 mit $d = 2,5$ mm ermittelten 50 %-Durchschlagsfeldstärken (Effektivwert) [16].

eren Einfluss auf die Festigkeit [59]. Dies gilt sogar für Rückstände vorheriger Öldurchschläge in Form von *Rußpartikeln*.

Die **Überprüfung der Ölqualität** kann durch eine Bestimmung der *Durchschlagsspannung* in einer *genormten Prüfanordnung* erfolgen, Bild 3.3.1-6. Dabei ist zu beachten, dass sich trotz gleicher Versuchsbedingungen und gleicher Schlagweite $d = 2,5$ mm je nach Anordnung *unterschiedliche Durchschlagsspannungen* ergeben, die sich nicht allein durch unterschiedliche Homogenitätsgrade deuten lassen [16].

Anmerkung: Bei den ASTM-Elektroden wirken sich das vergleichsweise große beanspruchte *Volumen* zwischen den Platten und die scharfkantigen *Ränder* festigkeitsmindernd aus. Durch die verstärkte Ölströmung im inhomogenen Feld ergibt sich wieder eine Festigkeitssteigerung.

Angaben über Ölqualitäten auf der Grundlage unterschiedlicher Prüfanordnungen sind also *nicht direkt vergleichbar*!

Bei der *Prüfung nach VDE 0370* [62] wird eine sinusförmige Wechselspannung (50 Hz) mit 2 kV/s bis zum Durchschlag gesteigert. Es wird der arithmetische Mittelwert aus 6 aufeinanderfolgenden Versuchen als Effektivwert angegeben. Gase und Zersetzungsprodukte sind durch Rühren und eine zweiminütige Wartezeit zwischen den Versuchen aus dem beanspruchten Volumen zu entfernen.

Anmerkung: Aus Kurve (1) in Bild 3.3.1-4 ist erkennbar, daß die nach VDE 0370 bestimmte Durchschlagsspannung erst bei verhältnismäßig großen relativen Feuchten signifikant absinkt. Auch die *Nachweisempfindlichkeit* für Partikel ist gering. Partikel und Fasern lassen sich wesentlich besser nachweisen, wenn eine

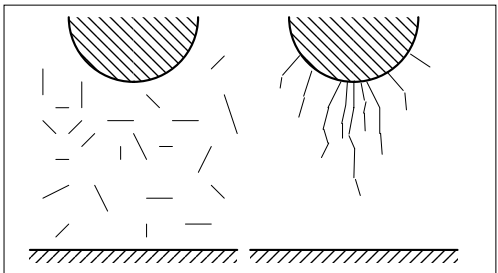


Bild 3.3.1-5: Bildung von Faserbrücken unter der Wirkung des elektrischen Feldes (rechts) in einem mit dielektrischen Fasern beladenem Öl (links).

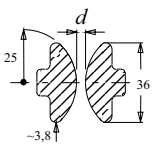
Kugelkalotten	Kugeln	Platten
	Durchmesser 12,5 mm	Durchmesser 25,4 mm scharfe Kanten
nach DIN VDE [62]	Elektroden nach UTE [63]	Elektroden nach ASTM [64]
Homogenitätsgrade für $d = 2,5$ mm		
$\eta = 0,97$	$\eta = 0,87$	$\eta < 1$
50 %- und 63 %-Durchschlagsspannungen für ein technisch reines, trockenes und entgastes Öl, [16]:		
63 kV	55 kV	38 kV
65 kV	57 kV	39 kV

Bild 3.3.1-6: Eff.werte der Durchschlagsspannung von Isolieröl in unterschiedlichen Prüfanordnungen.

zylindrische Elektrodenanordnung mit *größerem Prüfvolumen* verwendet und die Spannung *treppenförmig mit einminütigen Wartezeiten* gesteigert wird [59]. Dadurch steigt die Wahrscheinlichkeit, dass eine durchschlagswirksame Partikel- oder Faserkonstellation entsteht, erheblich an.

3.3.1.2 Wichtige Einflussgrößen beim Durchschlag in Mineralöl

Auch heute gibt es noch keine umfassende Theorie des Öldurchschlages. Die Auslegung von Isolationssystemen muss sich deshalb auf bewährte, halbempirische Zusammenhänge stützen, um die vielen Einflussgrößen berücksichtigen zu können [65].

a) Der Einfluss von **Feuchtigkeit** und **Fasern** auf die elektrische Festigkeit von Öl ist in Bild 3.3.1-4 dargestellt. Da sich das Lösungsvermögen für Wasser und somit auch die *relative Feuchte* mit der Temperatur ändern, ergibt sich auch eine ausgeprägte **Temperaturabhängigkeit** der elektrischen Festigkeit. Das Lösungsvermögen von Isolieröl für Wasser ist vom Aromatengehalt des Öles abhängig und nimmt mit der Temperatur zu, Bild 3.3.1-7.

Beispiel: „Feuchtes Öl“ ($w_{\text{abs}} = 40$ ppm)

Beispielsweise erreicht ein Isolieröl mit geringem Aromatengehalt (untere Kurve) bei Raumtemperatur (20

°C) schon bei einer absoluten Feuchte von 40 ppm (40 parts per million = $40 \cdot 10^{-6}$) die Sättigungskonzentration (d.h. $w_{\text{rel}} = 100\%$), Bild 3.3-7. Die elektrische Festigkeit ist unbrauchbar niedrig, Bild 3.3.1-4 (Kurve 1). Bei Temperaturerhöhung, z.B. in einem betriebswarmen Gerät, steigt das Lösungsvermögen und die *relative Feuchte* nimmt bei konstanter absoluter Feuchte ab. Gemäß Bild 3.3-4 steigt dadurch die elektrische Festigkeit wieder an. Bei 75 °C beträgt $w_{\text{rel}} = 40 \text{ ppm}/400 \text{ ppm} = 0,1$ nur noch 10 %, so dass mit einer um den Faktor 6 erhöhten Festigkeit gerechnet werden darf. Bei feuchtem Öl liegt somit eine sehr *starke Temperaturabhängigkeit* der elektrischen Festigkeit vor.

Beispiel: „Relativ trockenes Öl“ ($w_{\text{abs}} = 10 \text{ ppm}$)

Bei einem bis auf eine Restfeuchte von 10 ppm getrockneten Öl ergibt sich bei Raumtemperatur (20 °C) eine relative Feuchte $w_{\text{rel}} = 10 \text{ ppm}/40 \text{ ppm} = 0,25 = 25\%$ und eine hohe elektrische Festigkeit, Bild 3.3.1-7 und 3.3.1-4 (Kurve 1). Durch Steigern der Temperatur sinkt zwar die relative Feuchte weiter ab, dies ist aber nicht mehr mit einem wesentlichen Festigkeitserfolg verbunden. Es liegt somit nur eine *schwache Temperaturabhängigkeit* der elektrischen Festigkeit vor.

Anmerkung: Bei Temperaturabsenkung erreicht auch das „trockene“ Öl mit 10 ppm Feuchtigkeit zwischen -10 °C und -20 °C seine Sättigungskonzentration. D.h. auch dieses Öl ist *noch nicht ausreichend getrocknet*. Üblich ist eine Restfeuchte von ca. 5 ppm. Sie ergibt sich oft schon dadurch, dass *gut getrocknete, hygroskopische Zellulose* (z.B. in Isolierpapier oder Pressspan) dem Öl Feuchtigkeit entzieht.

b) Die Durchschlagsfestigkeit ist grundsätzlich auch vom **Druck** abhängig, wie es nach der

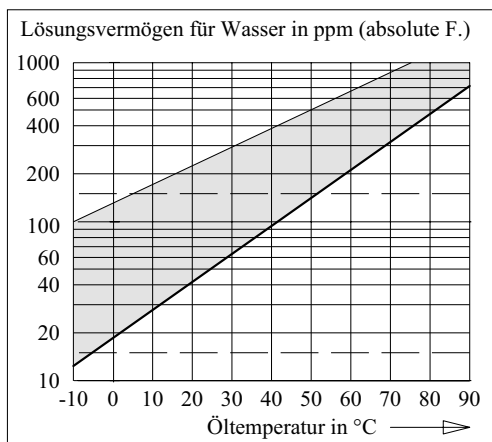


Bild 3.3.1-7: Absolute Feuchte in ppm bei Sättigung als Funktion der Öltemperatur für ein Mineralöl mit geringem Aromatengehalt (ca. 10 %, untere Kurve) und für Aromate (100 %, obere Kurve) [59].

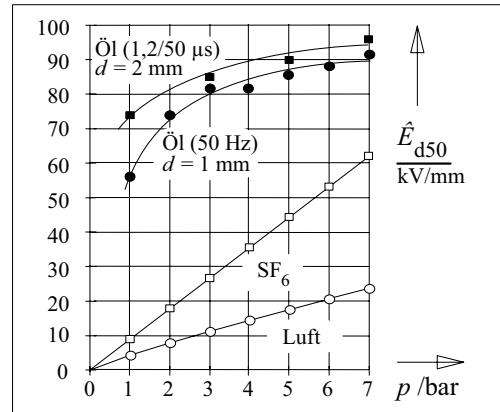


Bild 3.3.1-8: Druckabhängigkeit der elektrischen Festigkeit (50 %-Durchschlags-Scheitelwerte) für
 ○ Luft bei $d = 2 \text{ mm}$ (Gl. 3.2-25 mit $k = 5$),
 □ Schwefelhexafluorid bei $d = 2 \text{ mm}$ (Gl. 3.2-43),
 ● Öl bei Wechselladung und $d = 1 \text{ mm}$ [60],
 ■ sowie Öl bei Blitzstoßspannung (1,2/50 μs) und $d = 2 \text{ mm}$ [66].

Vorstellung einer „verschleierte Gasentladung“ zu erwarten ist. Allerdings ist die Festigkeitszunahme mit dem Druck *wesentlich schwächer* ausgeprägt als bei Gasen, Bild 3.3.1-8. Bei Wechselladungsbeanspruchung von Öl ist nach Bild 3.3.1-3 außerdem mit einem *sehr großen Streubereich* um die dargestellten 50 %-Werte zu rechnen. In der Praxis wird deshalb die Druckabhängigkeit oft vernachlässigt. Andere Parameter sind von größerer Bedeutung.

c) Erfahrungsgemäß haben **Volumen, Spaltweite und Elektrodenbeschichtung** einen großen Einfluss auf die Festigkeit von Isolieröl. Mit zunehmender *Spaltweite* nimmt der *Effektivwert der Einsatzfeldstärke* für Entladungen im *homogenen Feld* ab, weil die Bildung von Faserbrücken über größere Strecken ermöglicht wird. Die empirische Funktion

$$E_d = E_0 \cdot (d/\text{mm})^{-a} \quad (3.3-1)$$

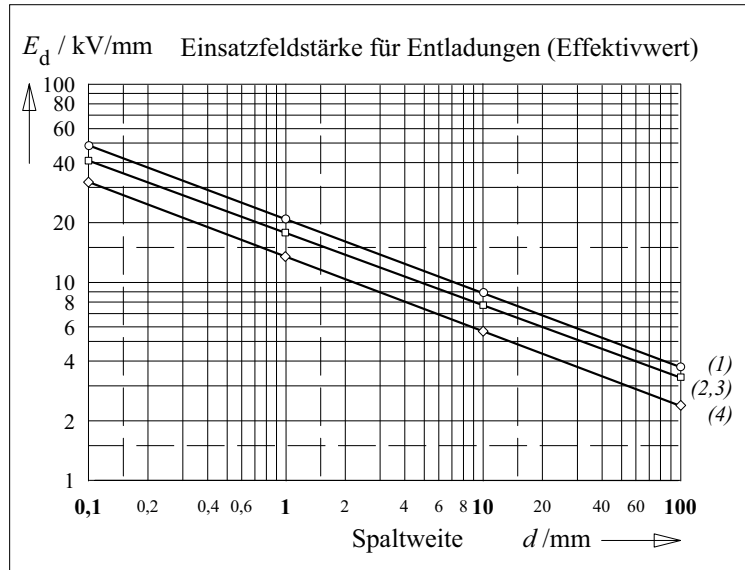
ist eine der grundlegenden praktischen Dimensionierungsrichtlinien für die einminütige *Wechselladungsbeanspruchung* von Ölspalten, z.B. in Transformatoren [27], Bild 3.3.1-9.

Anmerkung: Gl. (3.3-1) kann gemäß Kap. 3.1.3 und Bild 3.1-11 als ein statistisch begründbares *Vergrößerungs-*

Bild 3.3.1-9:

Elektrische Festigkeit von Ölspalten bei Wechselspannungsbeanspruchung (1 Minute, 50 Hz) als Funktion der Spaltweite d für

- (1) ○ isolierte Elektroden und entgastes Öl,
- (2) □ isolierte Elektroden und gasgesättigtes Öl,
- (3) □ blanke Elektroden und entgastes Öl,
- (4) ◇ blanke Elektroden und gasgesättigtes Öl [27].



runngesetz analog zu Gl. (3.1-19) aufgefasst werden. Dabei ist anstelle des Volumen- oder Flächeneffektes ein *Abstandseffekt* anzunehmen. Die zugrundegelegte Verteilung ist eine zweiparametrische Weibull-Verteilung.

Man unterscheidet bzgl. der Spaltbegrenzungen und der Ölqualität:

- (1) Isolierte Elektroden in entgastem Öl ($E_0 = 21 \text{ kV/mm}$, $a = 0,37$).
- (2) Isolierte Elektroden in gasgesättigtem Öl ($E_0 = 17,8 \text{ kV/mm}$, $a = 0,364$).
- (3) Blanke Elektroden in entgastem Öl ($E_0 = 17,8 \text{ kV/mm}$, $a = 0,364$).
- (4) Blanke Elektroden in gasgesättigtem Öl ($E_0 = 13,5 \text{ kV/mm}$, $a = 0,375$).

Das Versagen des Ölspaltes führt bei beidseitig blanken Elektroden direkt zum *Durchschlag*, bei Isolierstoffbarrieren und isolierten Elektroden zu *Teilentladungen*.

Gl. (3.3-1) bzw. Bild 3.3.1-9 ist auch auf **schwach inhomogene Felder** anwendbar, wenn Potentialdifferenzen bzw. mittlere Feldstärken verglichen werden:

$$\Delta U_d = \int_0^d E(x) dx = E_d \cdot d \quad (3.3-2)$$

In **stark inhomogenen Feldern** oder entlang von Kriechstrecken (Oberflächen) sind die

Gl.en (3.3-1) und (-2) nicht anwendbar. Für diese Fälle wurde ein Verfahren zur Ermittlung der *kumulierten Feldstärkebelastung* in Transformatorisolierungen angegeben, das in Kap. 7.1.3.3 (d) mit Bild 7.1.3-12 erläutert wird [274].

Anmerkung: Die Feldstärken nach Gl. (3.3-1) und (-2) entsprechen *sehr niedrigen Durchschlagswahrscheinlichkeiten* des betrachteten Ölspaltes. Für einen Vergleich mit Bild 3.3.1-3 wird ein homogener Ölspalt mit $d = 72 \text{ mm}$ bei blanker Elektrode in entgastem Öl betrachtet. Nach Gl. (3.3-1) ergibt sich $E_d = 3 \text{ kV/mm}$, mit Gl. (3.3-2) folgt daraus $\Delta U_d = 216 \text{ kV}$. Dies würde nach Bild 3.3.1-3 einer *Durchschlagswahrscheinlichkeit* unter 2 % entsprechen. Die Beanspruchung eines Ölspaltes in einem Gerät, z.B. bei einer *kurzzeitigen Wechselspannungsprüfung*, muss also noch unter den nach Gl. (3.3-1) oder (-2) ermittelten Werten bleiben, wenn ein Versagen des Ölspaltes mit hoher Wahrscheinlichkeit ausgeschlossen sein muss.

Anmerkung: Die obigen Betrachtungen beziehen sich auf einen reinen Abstandseffekt. Es ist jedoch auch ein *Volumen- bzw. Flächeneffekt* nachweisbar [59]. Bei Kenntnis der Verteilungsfunktion (wie z.B. in Bild 3.3.1-3) und des kritisch beanspruchten Volumens kann

dann die Verteilungsfunktion bei größerem Volumen gemäß Gl. (3.1-14) bis (-17) berechnet werden.

In praktischen Anordnungen existieren jedoch nicht nur gleichmäßig beanspruchte Volumenelemente sondern auch Bereiche mit unterschiedlichen Feldstärken. Üblicherweise werden diejenigen Bereiche zum *kritisch beanspruchten Volumen* gezählt, in denen 90 % der Maximalfeldstärke überschritten werden. SINZ [59] hat jedoch gezeigt, dass sich dabei zu kleine Volumina ergeben und schlägt vor, die Größe einzelner Volumenelemente mit der bei der lokalen Feldstärke bestehenden Durchschlagswahrscheinlichkeit zu gewichten.

Anmerkung: Bild 3.3.1-9 zeigt unmittelbar, dass die *Unterteilung eines großen Ölpaltes* durch imprägnierte **Pressspanbarrieren** in *mehrere engere Spalte* mit isolierenden Begrenzungen zu einem drastischen *Festigkeitsgewinn* führt. Dadurch können bei Transformatoren erheblich kleiner *Abmessungen* realisiert werden. Dies reduziert die magnetischen *Streuflüsse* und vor allem das *Gewicht*.

d) Die grundsätzliche **Zeitabhängigkeit** der elektrischen Festigkeit entspricht dem Verlauf in Bild 3.3.1-1. Für homogene und schwach inhomogene Felder sind die 50 %-Durchschlagsspannungen bei *Blitzstoßspannung* etwa doppelt so hoch wie bei *Wechselspannung*, bezogen auf den Scheitelwert, Tabelle 3.3-1.

Für einen *Vergleich der Stoß- und Wechselspannungsfestigkeiten* in Bild 3.3.1-8 ist zu beachten, dass die Wechselspannungsfestigkeit mit Hilfe von Gl. (3.3-1) noch von der Spaltweite $d = 1\text{ mm}$ auf $d = 2\text{ mm}$ umzurechnen ist, so dass die Wechselspannungswerte auf etwa 78 % des dargestellten Wertes zu verkleinern sind. Weiterhin ist zu beachten, dass wegen der besonders großen Streuung bei Wechselspannung die tatsächliche Beanspruchungen noch wesentlich niedriger als die 50 %-Durchschlagsspannungen gelegt werden müssen. Die *technisch nutzbare* Wechselspannungsfestigkeit von Öl entspricht somit nur etwa der Festigkeit von SF₆ bei etwa 3 bar.

Bei *Gleichspannung* ergeben sich besonders günstige Bedingungen für die Drift von Störstellen und entsprechend niedrige Festigkeiten, Tabelle 3.3-1.

Als *Bezugsgröße* wurde in Tabelle 3.3-1 die *Blitzstoßspannung* gewählt, die am wenigsten von Verunreini-

gungen des Öles beeinflusst wird und die die geringste Streuung aufweist.

<i>Tabelle 3.3-1: 50 %-Durchschlagsfestigkeiten von technisch reinem, entgastem Transformatoröl für verschiedene Beanspruchungsarten, bezogen auf Blitzstoßspannung (sog. Zeitfaktoren):</i>		
Elektroden:	<i>blank</i> (isoliert) [22]	<i>blank</i> [39]
<i>Blitzstoßspannung</i> 1,2/50 µs	≥ 1	1
<i>Schaltstoßspg.</i> 200/5000 µs		0,7
250/2500 µs	0,7 (0,8)	
<i>Wechselspannung</i> (Scheitelwert)		
Spannungssteigerung:		
30 s		0,55
10 kV _{eff} /min		0,35
Beanspruchungsdauer:		
1 Minute	0,45 (0,59)	
3 Stunden	0,36 (0,53)	
<i>Gleichspannung</i>		
1 Minute	0,20 (0,26)	
Zu [22]: Werte in <i>Klammern</i> beziehen sich auf <i>isolierte Elektroden</i> .		
Zu [39]: Angaben aus Messungen für Blitzstoßspannungen bis zu 1250 kV in einer zylindersymmetrischen Anordnung ($R_a = 100\text{ mm}$, R_i variabel).		

Beispiel: Ölpalt mit $d = 2\text{ mm}$

Ein Ölpalt mit $d = 2\text{ mm}$ zwischen blanken Elektroden hat nach Bild 3.3.1-9 eine „*Entladungseinsatzfeldstärke*“ von etwa 13,2 kV/mm bei einminütiger Wechselspannungsbeanspruchung. Die *sichere Stehfeldstärke* liegt also unterhalb von $E_d = 13,2\text{ kV/mm}$ für den Effektivwert bzw. $\hat{E} = 18,7\text{ kV/mm}$ für den Scheitelwert. Die 50 %-Durchschlagsspannung ist nach Bild 3.3-3 etwa um den Faktor $410\text{ kV}/220\text{ kV} = 1,85$ größer als die 2 %-Durchschlagsspannung, die in grober Näherung mit den Werten nach Bild 3.3.1-9 gleichgesetzt wird. Durch Hochrechnung von $\hat{E}_{d50} \approx 1,85 \cdot 18,7\text{ kV/mm} = 35\text{ kV/mm}$ auf eine *Blitzstoßspannungsbeanspruchung* von $\hat{E}_{d50} \approx 2 \cdot 35\text{ kV/mm} = 70\text{ kV/mm}$ (Faktor $1/0,5 = 2$, vgl. Tabelle 3.3-1), ergibt sich ein Wert, der der gemessenen 50 %-Stoßdurchschlagfeldstärke von 74 kV/mm recht nahe kommt, Bild 3.3.1-8.

Man kann aus diesem Beispiel schließen, dass auch bei Spaltweiten im mm-Bereich die Kurven aus Bild 3.3.1-9 einer *niedrigen Durchschlagswahrscheinlichkeit im Prozentbereich* entsprechen und dass die 50 %-Durchschlags-

feldstärken, in Übereinstimmung mit Bild 3.3.1-3, *etwa doppelt so hoch* liegen.

Beispiel: Ölspalt mit $d = 20$ mm

Ein Ölspalt mit $d = 20$ mm zwischen blanken Elektroden hat nach Bild 3.3.1-9 eine Entladungseinsatzfeldstärke von etwa 6 kV/mm bei einminütiger Wechselspannungsbeanspruchung. Dies entspricht etwa einer Durchschlagswahrscheinlichkeit von einigen wenigen Prozent. Die *sichere Stehspannung* liegt also etwas unterhalb von $U = E d = 120$ kV für den Effektivwert bzw. 170 kV für den Scheitelwert. Wird dieser Wert nach Tab. 3.3-1 auf eine *Blitzstoßspannung* von 170 kV/0,5 = 340 kV hochgerechnet, so ist die Durchschlagswahrscheinlichkeit dabei wesentlich geringer als bei der Wechselspannung $U = 120$ kV, weil die Streuung der Durchschlagspannung bei Blitzstoßspannung geringer ist, als bei Wechselspannung. D.h. man befindet sich mit dieser Abschätzung „auf der sicheren Seite“.

Die 50 %-Durchschlagspannung ist nach Bild 3.3.1-3 etwa um den Faktor 410 kV/220 kV = 1,85 größer als die 2 %-Durchschlagspannung, die in grober Näherung mit den Werten nach Bild 3.3.1-9 gleichgesetzt wird. Für Wechselspannung ergibt sich somit als grober Anhaltswert etwa $U_{d50} \approx 220$ kV bzw. $\dot{U}_{d50} \approx 310$ kV. Für Blitzstoßspannung würde sich als Orientierungswert $\dot{U}_{d50} \approx 310$ kV/0,5 = 600 kV ergeben. Dem entsprechen auch gemessene Werte [39]. Werden die 1 %-Durchschlagswerte mit etwa 70 % von $\dot{U}_{d50}$ angesetzt [66], so folgt für die 1 %-Durchschlagspannung ein Wert in der Größenordnung von 660 kV/0,7 = 420 kV.

In den Ölskanälen von Transformatoren werden Prüfbeanspruchungen von 5 bis 10 kV/mm bei Wechselspannung (Effektivwert) und etwa doppelt so hohe Werte bei Blitzstoßspannung zugelassen [23], [67]. Die Breite der Ölskanäle ist gemäß Bild 3.3-9 nach den lokal im Transformator herrschenden Feldstärken zu bemessen. Die zulässigen Betriebsfeldstärken (Effektivwert der Wechselspannung) liegen erheblich niedriger, von ca. 2 kV/mm bei Geräten mit Luftkontakt des Öles bis zu 5 kV/mm bei hermetisch geschlossenen Geräten [16].

3.3.1.3 Teilentladungen (TE) in Mineralöl

In sehr inhomogenen Feldern können in Öl, ähnlich wie bei Gasen, stationäre Teilentladungen auftreten, ohne dass es zu einem direkten Durchschlag kommt. Die Teilentladungseinsatzfeldstärke von **Spitze-Platte-Anordnungen** ist ein empfindlicherer Indikator für

Gasgehalt, Wassergehalt und Verschmutzung des Öles als die Durchschlagspannung im näherungsweise homogenen Feld [16], [22], Tabelle 3.3-2.

Tabelle 3.3-2: Teilentladungseinsatzfeldstärken an hyperbelförmigen Spitzen unter Öl (Eff.werte) [16].

Isolieröl	Radius	E_{TEE} kV/mm
Mineralöl ($w_{rel} = 10\%$)	100 μ m	170
Mineralöl ($w_{rel} = 100\%$)	100 μ m	110
Mineralöl	6 μ m	785
Phenyl-Xylyl-Ethan (PXE)	6 μ m	981

Die vergleichsweise hohen Randfeldstärken sind erforderlich, um in einem nennenswerten Feldgebiet die Feldstärke so weit zu erhöhen, dass die Zündbedingung $\int \alpha(E) dx \geq k$ erfüllt ist.

Damit wird auch verständlich, dass an den scharfkantigen **Belagsrändern in Kondensatoren** wesentlich höhere Feldstärken möglich sind, als im homogenen Feldbereich der Kondensatorbeläge, vgl. Bild 2.4-20 und Beispiel in Kap. 2.4.3.3 („Belagsränder in Kondensatordielektrika“),

Beispiel: Belagsränder in Kondensatordielektrika

(Fortsetzung aus Kap. 2.4.3.3)

Für das Zahlenbeispiel zu Gl. (2.4-36) und Bild 2.4-21 wurde bei $E_0 = 60$ kV/mm eine Randfeldstärke $E_{Rand} = 220$ kV/mm an einem ideal verrundeten Rand abgeschätzt ($R_{Rand} = 6 \mu$ m). Nimmt man eine weitere Feldüberhöhung durch *Unebenheiten des Randes* an, kommt man in die in Tabelle 3.3-2 angegebene Größenordnung. Außerdem ist zu beachten, dass das eher *zylindersymmetrische* Feld am Belagsrand mit zunehmendem Abstand vom Rand langsamer abfällt, als das eher *kugelsymmetrische* Feld vor einer Spitze. Am zylindrischen Belagsrand ist deshalb schon bei *niedrigeren* Feldstärken mit Teilentladungen zu rechnen.

Weiterhin ergibt sich, dass **leitfähige Partikel**, die durch Spitzenwirkung zu einer lokalen Feldüberhöhung führen, mit abnehmender *Größe* an Gefährlichkeit verlieren, weil die lokale TE-Einsatzfeldstärke auf sehr große Werte anwächst.

Die häufigste Ursache für Teilentladungen in Isolieröl sind **Gasblasen oder Gasschichten**.

Durch *Feldverdrängung* wird die Feldstärke im Gas erhöht. Beim Steigern der Spannung wird die *Townsendische Zündbedingung* bei relativ *niedrigen Spannungen* im Gas erreicht, es kommt zu Teilentladungen.

Freies Gas im Öl bedeutet, ähnlich wie freies Wasser, einen *extremen Festigkeitsverlust*, weit unter die Werte der technischen Ölfestigkeit und meist auch unter die typischen Werte von Prüffeldstärken. Freies Gas muss in öl-impregnierten Geräten *unter allen Umständen vermieden* werden.

Für die *Abschätzung der Feldstärke im Öl beim TE-Einsatz im Gas* wird zunächst die TE-Einsatzfeldstärke im Gas ermittelt. Sie ergibt sich aus der Durchschlagspannung der Gasstrecke nach dem *Paschengesetz* (3.2-25) für Luft und Wasserstoff bzw. nach Gl. (3.2-43) für SF₆ sowie aus der Schlagweite *d* im Gas. Für kugelförmige Blasen ist dabei der Blasendurchmesser einzusetzen, weil beim Steigern der Spannung auf diesem längstmöglichen Weg die Zündbedingung zuerst erfüllt wird, vgl. Bild 2.4-22. Die *Einsatzfeldstärken im Gas* können mit den *Feldverdrängungsgleichungen* (2.4-38) für kugelförmige Blasen bzw. (2.4-18) für ebene Gasschichten auf *Feldstärkewerte im Öl* umgerechnet werden.

Beispiel: Kugelförmige Gasblase im Öl

Die beschriebene Abschätzung ergibt die effektive TE-Einsatzfeldstärke nach Gl. (3.4-2) als Funktion des Blasendurchmessers *d* in einem Öl mit Luftblasen unter Normalbedingungen:

<i>d:</i>	10	100	1000	μm
<i>E_{Öl TEE}</i>	20	5	3	kV/mm

Diese Werte sind als Orientierung zu verstehen, da in Gl. (3.2-25) mit *k* = 5 für den Rückwirkungsfaktor *γ* kein spezieller Oberflächenwert eingesetzt wurde. Wegen zweifacher Logarithmierung hat *γ* allerdings auch nur einen schwachen Einfluss auf das Ergebnis.

Das Beispiel zeigt, dass *sehr kleine Luftblasen* (*d* << 10 μm) die *technische* Wechselspannungsfestigkeit von Isolieröl (ca. 20 kV/mm für einen 1 mm breiten Ölspalt, Bild 3.3-9) praktisch nicht mehr verschlechtern. *Größere Blasen* sowie *Gasschichten quer und längs zur*

Richtung des elektrischen Feldes sind jedoch unbedingt zu vermeiden.

Freies Gas kann vor allem durch *unzureichendes Vakuum* beim Füllen des Gerätes mit Öl oder durch *unzureichende Entgasung* des Füllöls entstehen. Aus einem gashaltigen Öl können sich auch durch Strömungen und Verwirbelungen *Gasbläschen ausscheiden*.

Wenn die *Gasaufnahmefähigkeit des Öles* ausreicht, lösen sich Gasbläschen mit der Zeit auch wieder im Öl. Oft sind dafür viele Tage notwendig, wenn das Gas in *Hinterschneidungen* gefangen ist und nur geringe *Kontaktflächen* zum Öl bestehen, oder wenn die *Gasdiffusion* durch imprägnierte Papier- oder Pressspanbarrieren behindert wird.

Eine weitere gefährliche Quelle der Gasbildung sind **Teilentladungen** an *vorhandenen Fehlern*, wie z.B. Spitzen oder Gasblasen. Neben anderen Spaltgasen des Öles bildet sich als Schlüsselgas hauptsächlich Wasserstoff. Durch eine Analyse der im Öl gelösten Gase („*Gas-in-Öl-Analyse*“) kann das Auftreten von Teilentladungen auch nachträglich noch erkannt werden, Kap. 6.4.3.2.

Im Falle einer *Spitze* lösen sich die Spaltgase im Öl, bis das Gasaufnahmevermögen erschöpft ist. Die Bildung von freiem Gas führt zu einer ansteigenden Teilentladungsintensität, die sich bis zum Durchschlag mit irreversiblen Schäden an der Isolation steigern kann.

Im Falle einer *Gasblase* kann sich das freie Gas unter der stimulierenden Wirkung der Teilentladungen *im Öl lösen*. Allerdings muss das Öl durch einen hohen Anteil von Aromaten die Eigenschaft der „*Gasfestigkeit*“, d.h. die Eigenschaft der Gasaufnahme unter der Wirkung von Teilentladungen besitzen. In günstigen Fällen kann also die Teilentladungsintensität abnehmen und bei Auflösung des gesamten freien Gases sogar *ganz verlöschen*. Reicht allerdings die *Gasaufnahmefähigkeit* des Öles nicht aus, oder handelt es sich nicht um ein gasfestes Öl, so entsteht freies *Wasserstoffgas*, das eine geringere elektrische Festigkeit als Luft aufweist. Die Teilentladungsein-

satzspannung sinkt ab und die TE-Intensität kann sich bis zum Durchschlag intensivieren.

Anmerkung: Die *Gasfestigkeit* wird in einem nach IEC 628 genormten Verfahren bestimmt und durch Angabe eines *Gasaufnahmekoeffizienten* in $\mu\text{l}/\text{min}$ beschrieben.

3.3.1.4 Andere Isolierflüssigkeiten

Auch andere Isolierflüssigkeiten zeigen prinzipiell *ähnliche Abhängigkeiten* der elektrischen Festigkeit wie Mineralöl. Die erreichbaren Festigkeiten sind nicht grundsätzlich anders. Der Einsatz von Isolierflüssigkeiten orientiert sich deshalb vornehmlich an anderen Eigenschaften, die eine Flüssigkeit für einen bestimmten Zweck prädestinieren oder ausschließen, vgl. Kap. 5. *Wichtige Eigenschaften* sind u.a. Dielektrizitätszahl, Verlustfaktor, Leitfähigkeit, thermische und chemische Beständigkeit, Viskosität, Pourpoint, Wärmeabfuhrvermögen, Wärmedehnung, Flammpunkt, Brennbarkeit und biologische Verträglichkeit.

Neben den dominierenden Mineralölen haben vor allem synthetische *Silikonflüssigkeiten*, *Esterflüssigkeiten*, *chlorierte Kohlenwasserstoffe* (Askarele bzw. PCB, nicht mehr zugelassen) und *chlorfreie Kohlenwasserstoffe* als Ersatzstoffe für die Askarele Bedeutung erlangt. Für spezielle Anwendungen werden u.a. auch *pflanzliche Öle* (Rizinusöl, Rapsöl), *verflüssigte Gase* (LN2) und sogar *entionisiertes Wasser* eingesetzt, vgl. Kap. 5.4.

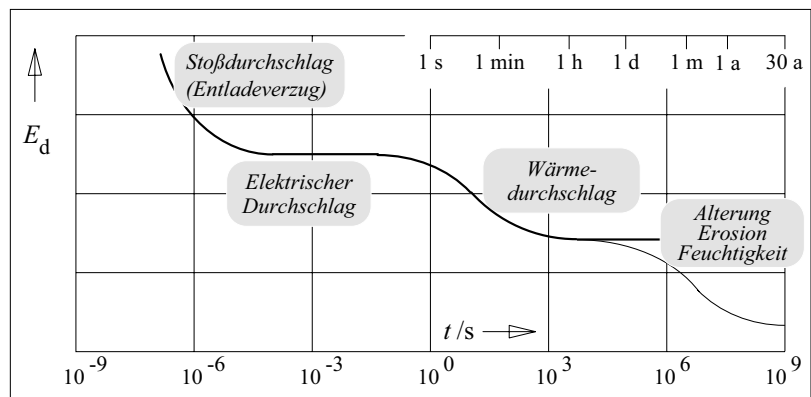
3.3.2 Entladungen in festen Stoffen

Feste Stoffe besitzen grundsätzlich eine *sehr hohe elektrische Festigkeit*, die deutlich über der Festigkeit von Flüssigkeiten und Gasen liegt, Bild 3.3-1. Sie wird jedoch bei technischen Isolierstoffen durch nichtideales Stoffgefüge, durch Verunreinigungen und Fehler stark vermindert. D.h. die *praktisch nutzbare elektrische Festigkeit* wird vor allem von den individuellen *Fertigungs- und Einsatzbedingungen* und weniger von den physikalischen Stoffeigenschaften bestimmt.

Nach Entladungen oder Durchschlägen kann sich das feste Dielektrikum nicht mehr, wie bei Gasen und Flüssigkeiten durch konvektiven Stoffaustausch regenerieren. *Beschädigungen* sind meist *irreversibel*.

Im Bereich kurzer Beanspruchungszeiten kommt es aufgrund elektronischer Stoßionisationsprozesse zum Durchschlag bei sehr hohen Feldstärken, Bild 3.3.2-1. Man spricht vom *elektrischen Durchschlag* (Kap. 3.3.2.1). Bei längeren Beanspruchungszeiten kann die Wärmeentwicklung im Dielektrikum zur thermischen Zerstörung des Isolierstoffs führen. Dieser sogenannte *Wärmedurchschlag* (Kap. 3.3.2.2) hängt sehr stark von den Einsatzbedingungen (Wärmeentwicklung, Wärmeabfuhr) ab. Über sehr lange Zeiträume kann die elektrische Festigkeit durch *Alterungsvorgänge* drastisch reduziert werden (Kap.

Bild 3.3.2-1:
Durchschlagsfestigkeit
eines festen Dielektrikums
als Funktion der
Beanspruchungszeit,
ohne Berücksichtigung
der Streuung (schematisch).



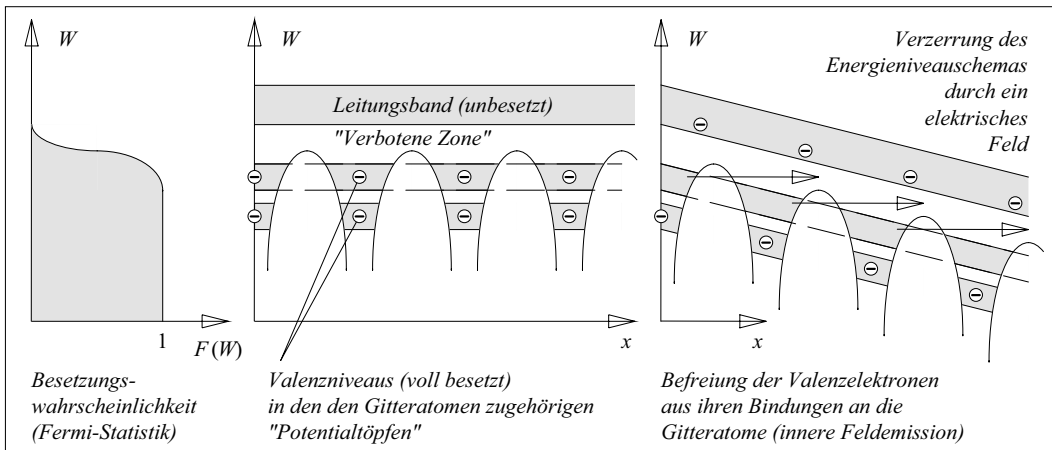


Bild 3.3.2-2: Besetzungswahrscheinlichkeit von Energieniveaus im Bändermodell (links), periodisches Potentialfeld eines idealen nichtleitenden Kristalls mit Potentialwällen zwischen den einzelnen Atomen (mittig) und Befreiung von Valenzelektronen aufgrund des quantenmechanischen "Tunneleffektes" unter der Wirkung eines elektrischen Feldes (rechts).

3.3.2.3). Die Erosion der Isolierung durch Teilentladungen kann zum Erosions- bzw. Ionisationsdurchschlag führen. Chemische Veränderungen durch elektrische Felder und Ströme können den sogenannten elektrochemischen Durchschlag verursachen.

3.3.2.1 Elektrischer Durchschlag

Der elektrische Durchschlag durch Bildung von *Elektronenlawinen* setzt freie Elektronen und ausreichende freie Weglängen für eine effektive Stoßionisation voraus. Nach dem Bändermodell der Festkörperphysik ist das *Leitungsband* in Isolierstoffen, in dem sich die Elektronen frei bewegen können, nur sehr schwach besetzt [25], Bild 3.3.2-2 (mittig). Elektronen müssen deshalb erst unter der Wirkung des Feldes aus den Elektroden (*äußere Feldemission*) oder aus dem Valenzband bzw. aus besetzten Zuständen in der verbotenen Zone (*innere Feldemission*) in das Leitungsband gebracht werden, Bild 3.3.2-2 (rechts).

Anmerkung: Dabei nimmt man an, dass das regelmäßige Potentialfeld der positiven Atomkerne in einem idealen Kristall durch ein *elektrisches Feld* so weit *verzerrt* wird, dass Valenzelektronen aus den oberen besetzten Zuständen die Potentialwälle zwischen den Atomen „durchtunneln“ und ins Leitungsband gelangen können. Hierfür besteht nach dem quantenmechanischen Tunnel-

effekt eine geringe Wahrscheinlichkeit, die um so größer wird, je niedriger das zu überwindende Potential ist.

Die für die innere Feldemission in *idealen Kristallen* erforderlichen Feldstärken sind extrem hoch, sie werden in praktischen Isolierungen nicht erreicht. Kristalle weisen immer **Unregelmäßigkeiten** in Form von *Versetzen, Korngrenzen, Fremdatomen und amorphen Bereichen* auf. Dies äußert sich in zusätzlichen Zuständen (Haftstellen, Donatorzustände) in der „verbotenen Zone“ unterhalb des Leitungsbandes, aus denen Elektronen schon bei geringeren Feldstärken befreit werden können. Kristallstörungen und Korngrenzen bilden bevorzugte Richtungen für den Durchschlag („*Richtungsdurchschlag*“ [68]).

Kristalline Stoffe sind nicht nur *mineralische Materialien* wie Quarz und Glimmer, sondern auch *hochpolymere Kunststoffe* wie Polyäthylen, in denen sich gleichzeitig kristalline und amorphe Bereiche bilden können.

Für dünne *Polyäthylenfolien* (d etwa 100 μm , Gleichspannungsbeanspruchung) gilt bei 20 $^{\circ}\text{C}$ $E_d \approx 800$ kV/mm und bei 100 $^{\circ}\text{C}$ $E_d \approx 300$ kV/mm. Bei *Epoxidharzformstoffen* wurde mit Stoßspannungen bei $d = 3$ mm $E_d \approx 400$ kV/mm gemessen [39].

Mit steigender **Temperatur** entsteht ein Festigkeitsverlust durch zusätzliche freie Elektronen aufgrund von thermischer Aktivierung.

Der elektrische Durchschlag weist einen ausgeprägten **Volumeneffekt** auf. Dabei handelt es sich um ein *statistisches Vergrößerungsgesetz*, da die Wahrscheinlichkeit für durchschlagswirksame Fehlstellen mit dem Volumen zunimmt, vgl. Kap. 3.1.3, Bild 3.1-11 und Gl. (3.1-19).

Außerdem ergibt sich ein *physikalisch* begründbarer Festigkeitsverlust mit der Isolierstoffstärke d , d.h. ein **Dickeneffekt**, durch *negative Raumladungen* vor der positiven Elektrode. Die Dicke der Raumladungsschicht und die Feldüberhöhung steigen mit der Isolierstoffdicke an.

Für *Polyäthylen hoher Dichte* wird beispielsweise für Wechselspannung bei einem Volumen $V_1 = 10^{-5} \text{ cm}^3$ $E_{d1} = 800 \text{ kV/mm}$ und bei $V_2 = 10^{-3} \text{ cm}^3$ $E_{d2} = 600 \text{ kV/mm}$ angegeben [39]. Die Hochrechnung auf größere Volumina ($V_3 = 100 \text{ cm}^3$) führt auf Durchschlagsfeldstärken, die etwa eine Größenordnung niedriger liegen ($E_{d3} = 70 \text{ kV/mm}$). Praktische Werte liegen je nach Materialbeschaffenheit noch deutlich niedriger und erreichen u.U. nur einige 10 kV/mm.

3.3.2.2 Wärmedurchschlag

Isolationen, in denen die *zugeführte Wärmeleistung* P_{zu} ständig größer ist als die *abgeführte Wärmeleistung* P_{ab} , werden aufgeheizt und schließlich thermisch zerstört. Dieser Prozess des Wärmedurchschlages findet u.U. innerhalb von Sekunden, möglicherweise aber auch allmählich innerhalb von vielen Stunden statt, Bild 3.3.2-1 (*thermische Instabilität*).

In der Praxis begünstigen folgende Faktoren die Entstehung der beschriebenen thermischen Instabilität:

- *Hoher Verlustfaktor* $\tan \delta$ des Isolierstoffs, d.h. hohe dielektrische Verlustleistung P_δ
- Erhöhte dielektrische Verluste durch den *Oberschwingungsgehalt* der anliegenden Spannung.
- *Überproportionaler Anstieg von Verlustfaktor* bzw. dielektrischer Verlustleistung mit der Temperatur T .

- *Wärmezufuhr* von außen, z.B. durch die *Stromwärmeleistung* P_I eines benachbarten Leiters.
- *Schlechte Wärmeabfuhr* an die Umgebung, z.B. durch hohe *Umgebungstemperatur*, durch große *Isolierstoffdicke* (bei hohen Spannungen) oder durch niedrige *Wärmeleitfähigkeit* des Isolierstoffs.

Anmerkung: Grundsätzlich ist der Wärmedurchschlag auch in *Flüssigkeiten* denkbar, wenn die Konvektion, z.B. durch Verstopfung von Ölkanälen, verhindert wird. I.d.R. verhindert jedoch der Wärmetransport durch Flüssigkeitsströmung die thermische Instabilität. Bei *Gasen* sind die dielektrischen Verluste extrem gering, ein Wärmedurchschlag kann nicht entstehen.

Beispiel: Kompensationskondensatoren

Wärmedurchschläge können z.B. bei älteren Kompensationskondensatoren mit Öl-Papier-Dielektrikum auftreten. Die verhältnismäßig großen Verluste und der kompakte Aufbau für die Realisierung großer Kapazitätswerte führen bei erhöhter Spannung oder beim Auftreten von Oberschwingungen mit höheren Frequenzen u.U. zur thermischen Instabilität. Auch moderne Kompensationskondensatoren mit verlustarmen Polypropylen-Foliendielektrika sind durch die Zunahme von Oberschwingungsanteilen im Netz thermisch gefährdet, weil die Verlustleistung mit der Frequenz steigt, Gl. (3.3-4).

Beispiel: Epoxidharz-Durchführung

Durchführungen aus dem heißen Öl eines Transformators in den Gasraum einer gekapselten Schaltanlage sind thermisch besonders belastet: Die Wärmezufuhr durch den Stromleiter, die relativ hohen dielektrischen Verluste mancher Epoxidharze bei hoher Temperatur und die hohe Umgebungstemperatur führen dazu, dass sich ein thermisches Gleichgewicht nur bei sehr hoher Isolierstofftemperatur einstellen kann. Die thermische Stabilität muss deshalb oft durch eine Thermostabilitätsprüfung nachgewiesen werden.

Beispiel: Thermostabilitätsprüfung

Die thermische Stabilität wird durch *gleichzeitige* Beanspruchung eines Prüflings mit Spannung und Strom nachgewiesen. Ein stationärer, d.h. stabiler Zustand wird angenommen, wenn sich die beobachteten Größen, z.B. der Verlustfaktor $\tan \delta$ oder die Leitertemperatur während eines Zeitraums von 5 Stunden nicht mehr verändern.

Für den Wärmedurchschlag kann keine Durchschlagsfeldstärke im Sinne einer materialspezifischen Größe angegeben werden. Die **Durchschlagsspannung** („*Kippspannung*“) ergibt sich für eine bestimmte Anordnung aus der

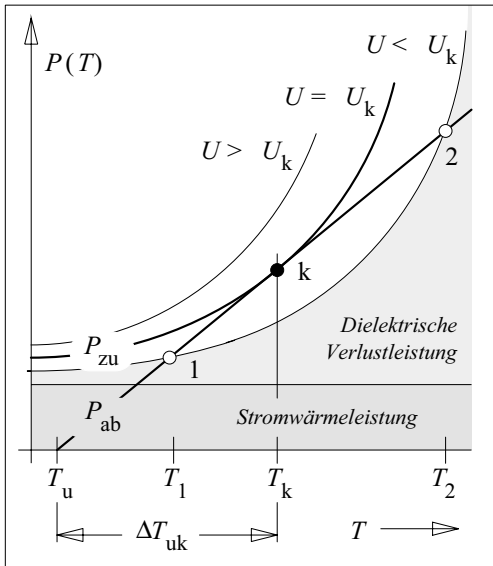


Bild 3.3.2-3: Bilanz aus zu- und abgeführter Wärmeleistung beim Wärmedurchschlag mit stabilen (1) und instabilen (2, k) Arbeitspunkten zur Ermittlung der sog. thermischen Kippspannung.

Betrachtung der Bilanz von zu- und abgeführter Wärmeleistung unter Berücksichtigung von Geometrie und Umgebungsbedingungen, Bild 3.3.2-3.

Die **zugeführte Wärmeleistung** P_{zu} ergibt sich aus der Summe von Verlustleistung P_δ im Dielektrikum und von außen zugeführter Stromwärmeleistung P_I :

$$P_{zu} = P_\delta + P_I \quad (3.3-3)$$

P_I ist in erster Näherung temperaturunabhängig. $P_\delta(T)$ und der Verlustfaktor $\tan \delta$ steigen aufgrund der exponentiellen Leitfähigkeitszunahme etwa exponentiell mit der Temperatur an, Bild 3.3.2-3:

$$\begin{aligned} P_\delta &= U^2 \omega C \cdot \tan \delta(T) \\ &= U^2 \cdot \omega C \cdot \tan \delta_u \cdot e^{\beta(T-T_u)}. \end{aligned} \quad (3.3-4)$$

Anmerkung: Die in Gl. (3.3-4) enthaltene Frequenzabhängigkeit hat zur Folge, dass die Verluste mit steigender Frequenz stark zunehmen. Es kommt hinzu, dass auch der Verlustfaktor oft mit der Frequenz ansteigt. Dadurch treten

bei hohen Frequenzen, bei leistungselektronischen Schaltimpulsen und – oft unerwarteterweise – auch bei Netzspannungen mit hohen Oberschwingungsanteilen u.U. thermische Probleme auf, Kap. 4.2.4. Die dielektrische Verlustleistung ergibt sich dann bei Annahme linearer Materialien aus der Überlagerung von Verlustanteilen, die den einzelnen Komponenten des Frequenzspektrums zuzuordnen sind, vgl. Gl. (4.2-20).

Die **abgeführte Wärmeleistung** P_{ab} ist der wärmeübertragenden Fläche $A(x)$, der Wärmeleitfähigkeit λ und dem Gradienten der Isolierstofftemperatur $\text{grad } T = \partial T / \partial x$ in Wärmeflussrichtung x proportional:

$$P_{ab} = \lambda \cdot A(x) \cdot \partial T / \partial x \quad (3.3-5)$$

Für Bild 3.3.2-3 wird vereinfachend angenommen, dass die Isolierstofftemperatur T ortsunabhängig ist. Die abgeführte Wärmeleistung wird dann vom Wärmeübergang an der Isolierstoffoberfläche bestimmt und ist der Temperaturdifferenz zur Umgebung $(T - T_u)$ proportional. Sie kann über T als Gerade aufgetragen werden.

Im stationären Zustand sind zu- und abgeführte Wärmeleistung gleich (Wärmebilanz):

$$P_{zu} = P_{ab} \quad (3.3-6)$$

Wenn die anliegende Spannung kleiner ist als die Kippspannung ($U < U_k$), ist ein stabiler Arbeitspunkt 1 und ein instabiler Arbeitspunkt 2 möglich. Bei Temperaturen $T > T_1$ ist die abgeführte Wärme größer als die zugeführte Wärme. Durch Abkühlung stellt sich der stabile Arbeitspunkt 1 mit der Isolierstofftemperatur T_1 wieder ein. Es kommt nicht zum Durchschlag. Erst wenn durch eine vorübergehende zusätzliche Wärmezufuhr die Isolierstofftemperatur über T_2 hinaus getrieben wird, ist die Anordnung thermisch nicht mehr stabil, weil die zugeführte Wärmeleistung ständig größer ist, als die abgeführte Wärmeleistung.

Beim weiteren Steigern der Spannung steigen die Verluste im Dielektrikum an, bis sich $P_{zu}(T)$ und $P_{ab}(T)$ nicht mehr schneiden, es

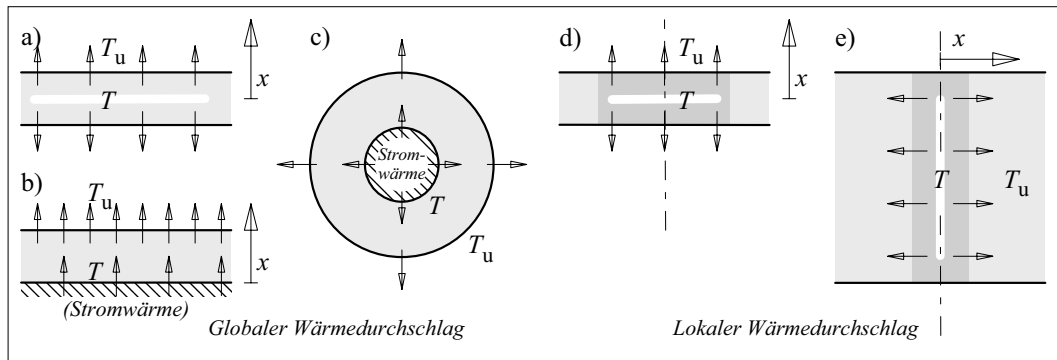


Bild 3.3.2-4: Wärmeströme beim globalen und lokalen Wärmedurchschlag für beispielhafte Anordnungen. Die Bereiche höchster Temperatur T (hot spots) sind durch weiße Balken gekennzeichnet.

- a) Ebene Anordnung mit beidseitiger Wärmeabfuhr über die Elektroden.
- b) Ebene Anordnung mit einseitiger Wärmeabfuhr und zusätzlicher thermischer Belastung durch Stromwärme.
- c) Koaxiale Anordnung mit Belastung durch Stromwärme (z.B. Kabel oder Durchführungen).
- d) Ebene Anordnung mit lokaler Erwärmung und beidseitiger axialer Wärmeabfuhr über die Elektroden.
- e) Ebene Anordnung mit lokaler Erwärmung und radialer Wärmeabfuhr in das kühlere Dielektrikum.

kommt in jedem Falle zur thermischen Eskalation, die Spannung liegt über der Kippspannung ($U > U_k$).

Im Grenzfall der thermischen Kippspannung ($U = U_k$) berühren sich die beiden Leistungskurven in einem instabilen Punkt k , es kommt zum Wärmedurchschlag. Wegen der Gleichheit der Steigungen gilt im „Kipp-Punkt“

$$\partial P_{zu} / \partial T = \partial P_{ab} / \partial T. \quad (3.3-7)$$

Anmerkung: Aus Bild 3.3.2-3 ist ersichtlich, durch welche Maßnahmen der Wärmedurchschlag zu höheren Spannungen verschoben werden kann:

Durch Dielektrika mit niedrigeren Verlusten oder durch Reduzierung der Stromwärmeverluste werden die Leistungskurven für $P_{zu}(T)$ bei gleicher Spannung nach unten verschoben. Die Kippspannung wird erst wieder nach einer Erhöhung der Verluste $P_{zu}(T)$ durch Spannungssteigerung erreicht.

Durch eine effektivere Wärmeabfuhr, z.B. durch Kühlung, ergibt sich ein steilerer Anstieg der Leistungsgeraden $P_{ab}(T)$. Damit sind höhere Verluste $P_{zu}(T)$ und eine höhere Spannung für das Erreichen der Kippspannung erforderlich.

Eine Absenkung der Umgebungstemperatur T_u verschiebt die Leistungsgerade $P_{ab}(T)$ nach links. Auch dabei sind höhere Verluste $P_{zu}(T)$ und eine höhere Spannung für das Erreichen der Kippspannung erforderlich.

Mit Hilfe der Gleichungen (3.3-3) bis (3.3-7) kann die thermische Kippspannung (Durchschlagsspannung) für verschiedene Anordnungen ausgerechnet werden. Dabei ergibt sich immer, dass die Durchschlagsspannung nicht mehr linear mit der Isolierstoffdicke d ansteigt. Außerdem ergeben sich je nach Anordnung bedeutende Unterschiede.

Man unterscheidet den globalen und den lokalen Wärmedurchschlag, Bild 3.3.2-4. Bei ersterem tritt in einem homogenen Dielektrikum mit homogener Belastung eine allgemeine („globale“) Erwärmung ein. In einem inhomogenen oder inhomogen belasteten Dielektrikum entsteht nur eine örtlich begrenzte (lokale) Erwärmung, die im Falle thermischer Instabilität zur Bildung eines Durchschlagskanals führt. In der Literatur werden z.B. die Fälle a) und e) nach Bild 3.3.2-4 berechnet [16].

Für ebene Anordnungen mit beidseitiger Wärmeabfuhr über die Elektroden nach Bild 3.3.2-4 a) und d) (Ansatz nach Kreifuß) ergibt sich aus den Gl.en (3.3-3) bis (-7) eine thermische Kippspannung U_k , die unabhängig von der Isolationsdicke d ist.

Anmerkung: Anstelle einer Ableitung soll hier eine Plausibilitätsüberlegung dargestellt werden: Durch Verdopplung der Isolationsdicke d wird bei gleicher anliegender Spannung U die Feldstärke halbiert und die

spezifische Verlustleistung auf ein Viertel gesenkt. Wegen des verdoppelten Volumens ergibt sich somit eine *Halbierung der Verlustleistung*, vgl. auch Gl. (3.3-4) mit halbiert Kapazität. Durch Verdopplung der Isolationsdicke verdoppelt sich auch der thermische Widerstand und die *abgeführte Wärmeleistung* wird bei gleicher Temperaturdifferenz *halbiert*. In einer Darstellung nach Bild 3.3.2-3 werden also lediglich die beiden Kurven $P_{zu}(T)$ und $P_{ab}(T)$ im gleichen Maßstab *verkleinert*. Im Isolierstoff stellen sich die *gleichen Temperaturen* ein, die Kippbedingung wird bei der *gleichen Spannung* erreicht.

Für die thermische Kippspannung ergeben sich in *verschiedenen Materialien* sehr unterschiedliche Werte, Tab. 3.3-3 [47].

Tabelle 3.3-3: Effektivwert der thermischen Kippspannung für verschiedene Materialien in einer ebenen Anordnung nach Bild 3.3-13 a) und d) bei $f = 50$ Hz und $T = 20^\circ\text{C}$.

Quarz (je nach Reinheit)	2....20	MV
Glimmer (je nach Reinh.)	7....18	MV
Steatit (je nach Dichte)	1,5...9,8	MV
Hartporzellan (dto.)	0,4...2,8	MV
Glas (20 °C)	2....6	MV
Glas (350 °C)	0,1...0,2	MV
Polyäthylen (PE)	3....5	MV
Kondensatorpapier	3,5...4	MV
Sulfatpapier	0,6	MV
Polyvinylchlorid (PVC)	0,1...0,2	MV

Bei *dünnen Isolierungen* sind diese Werte *nicht* erreichbar, weil der Durchschlag nicht thermisch sondern elektrisch verursacht wird. Die *Bedeutung* der thermischen Kippspannung liegt eher darin, dass bei verlustbehafteten Dielektrika oberhalb von einigen cm und bei verlustarmen Dielektrika oberhalb von ca. 10 cm die *Spannungsfestigkeit* durch Verstärkung der Isolation *nicht mehr erhöht* werden kann.

Anmerkung: Tab. 3.3-3 zeigt auch, dass manche Stoffe bei ungünstigen Wärmeübergangsverhältnissen *nicht für Hochspannungsisolierungen geeignet* sind. Beispielsweise ist der Einsatz von PVC-Kabel allenfalls bis in den Mittelspannungsbereich denkbar. Auch bei Gießharzen kann der Verlustanstieg im Bereich der Glasumwandlungstemperatur je nach Art des Harzes zu thermischen Problemen führen. Ölprägniertes Papier ist zwar als Hochspannungsisolierung gut geeignet, bei extrem hohen Feldstärken (in Kondensatoren) und bei schlechter Wärmeabfuhr (bei großen Kapazitäten) kann es jedoch zur thermischen Instabilität kommen.

Für einen *schmalen Kanal erhöhter Leitfähigkeit mit seitlicher Wärmeabfuhr* nach Bild 3.3.2-4 e) (Ansatz nach Wagner) ergibt sich bei einer Verdopplung der Spannung U die gleiche längenbezogene Verlustleistung, wenn die Kanallänge d bzw. die Isolationsdicke d verdoppelt wird. Allerdings zeigt die Erfahrung, dass die Kippspannung nicht der Dicke d sondern der *Wurzel aus d* proportional ist:

$$U_k \sim d^{1/2} \quad (3.3-8)$$

Offenbar nimmt der Radius r des Entladungskanals mit zunehmender Isolierstoffdicke bzw. Kanallänge d zu. Dadurch wächst das verlustproduzierende Volumen überproportional an und die Kippspannung steigt langsamer als die Isolierstoffdicke d .

Grundsätzlich ist die thermische Kippspannung nicht nur vom *Material* sondern auch von der *Anordnung*, von äußeren *Wärmequellen* und von verschiedenen *Umgebungsbedingungen* (Temperatur, Wärmeübergang) abhängig. Mit vereinfachenden *analytischen Rechnungen* können deshalb nur einfache Fälle behandelt und allgemeine Tendenzen beschrieben werden (s.o.).

Für eine *Berechnung* kann das Isolierstoffvolumen in manchen Fällen in thermisch

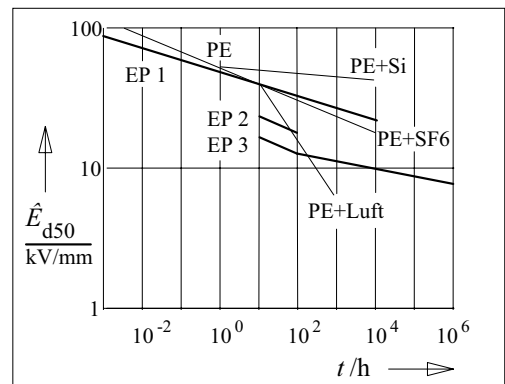


Bild 3.3.2-5: Lebensdauer kennlinien für verschiedene Dielektrika bei Wechselspannung [22]:

PE: PE-Folien in Luft, SF6 und Silikon-Öl.

EP 1: Epoxidharz in Modellanordnung ($d = 1$ mm).

EP 2: Isolationsmuster mit lokal erhöhtem Feld durch gewellte Metallfolieneinlagen [69].

EP 3: Wie EP 2 in großvolumigen Isolationen.

gleichartige Bereiche zerlegt werden. Beispielsweise bietet sich bei Durchführungen die *Diskretisierung in die Isolationsschichten* zwischen den elektrisch und thermisch gut leitfähigen metallischen Steuerbelägen an. Die Lösungen für alle Teilvolumina führen auf ein Gleichungssystem, das z.B. iterativ lösbar ist.

In sehr komplexen Fällen muss auf der Basis einer *elektrischen Feldberechnung* eine *nicht-lineare thermische Feldberechnung* mit temperaturabhängigen Materialgrößen durchgeführt werden. I.d.R. wird dabei die *Methode der Finiten Elemente* eingesetzt. Bei iterativer Lösung konvergiert das Verfahren unterhalb der Kippspannung gegen eine Temperaturverteilung. Oberhalb der Kippspannung ergibt sich keine Konvergenz.

3.3.2.3 Alterung, Erosionsdurchschlag und Lebensdauer

a) Alterungsprozesse

Feste Isolierungen dürfen über längere Zeit nicht mit den Spannungen bzw. Feldstärken beansprucht werden, die im Kurzzeitbereich aufgrund des elektrischen bzw. thermischen Durchschlages möglich sind, Bild 3.3.2-1. Es gibt verschiedene Mechanismen, die zu einer *Alterung* und zu einer Qualitätsminderung fester Isolierungen führen und die zur Festlegung von vergleichsweise *niedrigen Betriebsfeldstärken* zwingen:

- Mechanische, chemische und thermische Beanspruchungen sowie Witterungseinflüsse und Strahlung können zu einer *Versprödung* und zur Bildung von *Rissen* führen.
- Teilentladungen und Kriechströme in vorhandenen oder neu gebildeten Fehlstellen (Lunker, leitfähige Spitzen, Fremdschichten, Risse) greifen v.a. organische Isolierstoffe an. Bei fortschreitender Erosion kommt es schließlich zum sogenannten *Erosionsdurchschlag*.
- Unter der Wirkung eindringender Feuchtigkeit kann sich das Stoffgefüge durch *Hydrolyse* verändern (z.B. Auflösung von Verklebungen, Delamination von faserverstärkten Materialien).
- Unter der kombinierten Wirkung von *Feuchtigkeit* und elektrischem *Feld* können durch elektrochemische Veränderungen leitfähige Bahnen entstehen, die den sogenannten *elektrochemischen Durchschlag* einleiten (z.B. Bildung von „water trees“ in Polyäthylenkabeln).
- Durch thermische Beanspruchung von Isolierstoffen können sich *Leitfähigkeiten* und *Verlustfaktoren* erhöhen und bei *Gleichspannung* zu völlig veränderten Feldverteilungen und bei *Wechselspannung* zu thermischen Instabilitäten bzw. zum *Wärmedurchschlag* führen.

Die Gefährlichkeit der o.g. Alterungsmechanismen hängt vor allem davon ab, inwieweit bei *Konstruktion und Fertigung* die genannten Einwirkungen auf den Isolierstoff vorhergesehen und **präventiv** ausgeschlossen werden.

b) Lebensdauerkennlinien

Wichtige Dimensionierungsgrundlage ist die sogenannte **Lebensdauerkennlinie**, die nach Bild 3.1-13 mit Konstantspannungsversuchen ermittelt wird. Sie beschreibt vor allem die Alterung der Isolierung unter der Wirkung des elektrischen Feldes, Bild 3.3.2-5.

Der *Verlauf der Lebensdauerkennlinien* hängt nicht nur von der Art des Materials, sondern auch von vielen weiteren *Bedingungen* ab.

Beispielsweise ist bei Polyäthylenfolien die Art der Imprägnierung (Luft, SF₆ oder Öl) entscheidend für die Lebensdauer, die *Kurzzeitfestigkeit* wird dagegen kaum beeinflusst, Bild 3.3.2-5. Besonders drastisch ist der Lebensdauerverlust bei Teilentladungserosion infolge von Luftimprägnierung. Bei Isolierungen aus Epoxidharz werden die hohen Festigkeiten des eigentlichen Harzes (EP 1) in technischen Isolierungen nicht ausgenutzt, weil fertigungsbedingte lokale Erhöhungen der Feldstärke nur noch ein reduziertes Grundfeld erlauben (EP 2). In großvolumigen Isolierungen steigt dann

die Wahrscheinlichkeit für feldstärkeerhöhende Inhomogenitäten, so dass nach dem statistischen Wachstumsgesetz eine weitere Festigkeitsminderung zu erwarten ist (EP 3).

Die Lebensdauer einer Isolierung kann deshalb nur durch *Versuche mit Mustern* ermittelt werden, die unter den *realen Fertigungsbedingungen* hergestellt wurden.

Das **Lebensdauergesetz**

$$\hat{E}_d/\hat{E}_0 = (t_d/t_0)^{-1/k} \tag{3.3-9}$$

nach Gl. (3.1-21) bzw. (-22) ergibt in doppelt logarithmischer Darstellung eine Gerade mit der Steigung $-1/k$. Dabei ist der *Lebensdauerexponent* k charakteristisch für einen bestimmten Alterungsmechanismus. Ändert sich der Alterungsmechanismus im Laufe der Zeit, so verändert sich auch die Steigung der Lebensdauergeraden.

Mit den Werten aus Tab. 3.3-4 kann bei bekannter Kurzzeitfestigkeit $\hat{E}_0$ (für eine Beanspruchungszeit t_0) die *Lebensdauer* t_d bei einer Beanspruchung $\hat{E}_d$ nach Gl. (3.3-9) grob abgeschätzt werden.

Anmerkung: Häufig werden Lebensdauer kennlinien aus Versuchen über mehrere Monate bis zu 30 Jahren ($2,6 \cdot 10^5$ h) extrapoliert. Wegen der damit verbundenen Unsicherheiten müssen *Betriebsfeldstärken* weit unter den 1 % Durchschlagswerten im Zeitpunkt der nominalen Lebensdauer (z.B. bei 30 Jahren) festgelegt werden.

Tabelle 3.3-4: Orientierungswerte für die Kurzzeitfestigkeiten (1 Minute), Lebensdauerexponenten und Betriebsfeldstärken (30 Jahre) für einige Isolierungen bei $f = 50$ Hz, $T = 20$ °C [22], [16], [23].

Dielektrikum	Anwendung	k	$\hat{E}_d$ (1 min) kV/mm	$\hat{E}_b$ (30 a) kV/mm
Polyäthylen	Kabel		140	3 ... 7
PE + SF ₆	Folien	9	> 200	
PE + Öl	Folien	30	> 200	< 40
Papier + Öl	Kondens.	30...40	180	< 40
	Kabel	30...40	55 ... 80	< 20
	Trafos		20 ... 30	3 ... 7
Porzellan	Isolatoren	125	1 ... 3	
Epoxidharz		12	125	1,5... 4

Die alternde Wirkung anderer **Umwelteinflüsse** muss durch praxisgerechte *Versuche* nachgebildet werden. Oft werden nach einer künstlichen Alterung unter verschärften Bedingungen die elektrische Kurzzeitfestigkeit und andere Stoffeigenschaften bestimmt. Die „Umrechnung“ der künstlichen Alterungszeit unter verschärften Bedingungen auf reale Alterungszeiten ist jedoch i.a. nicht möglich.

c) *Alterungsbeispiele*

1.) Beispielsweise kann der *Einfluss von Luftfeuchtigkeit oder direkter Wassereexposition* durch Wasserlagerung bei 50 °C oder 100 °C simuliert werden. Dabei laufen Diffusions- und **Hydrolysevorgänge** beschleunigt ab. Vergleichende Materialuntersuchungen können dadurch in einem gerafften Zeitmaßstab durchgeführt werden. Besonders wichtig sind solche Untersuchungen an allen Arten von *Verbindungen und Grenzflächen* („Interfaces“), wie z.B. bei Verklebungen, Vulkanisationen, faserverstärkten Kunststoffen oder füllstoffhaltigen Epoxidharzen, bei denen durch Hydrolyse der Verbund geschwächt oder aufgelöst werden kann.

2.) **Materialverträglichkeiten** werden i.d.R. ebenfalls bei erhöhten Temperaturen untersucht, um eine Beschleunigung zu erreichen. Dabei ist meist die Verträglichkeit von Dielektrika, Gehäusen, Lacken, Dichtungen und Leiterwerkstoffen mit den flüssigen und gasförmigen *Imprägniermedien* nachzuweisen. Unverträglichkeiten können sich u.a. in Form von Quellung, Lösung, chemischer Zersetzung, Gasbildung oder Schwächung der mechanischen und elektrischen Festigkeit äußern.

3.) Erhöhte *Temperatur und Feuchtigkeit* haben einen stark beschleunigenden Einfluss auf die Alterung organischer Isolierstoffe. Insbesondere *Papier* wird durch **Depolymerisation** der Zellulosemoleküle, d.h. durch Zerlegung in Bestandteile mit geringerer Kettenlänge, *mechanisch geschwächt*. Bild 3.3.2-6 (Bouvier-Diagramm) zeigt deutlich, dass schlecht getrocknetes Papier und hohe Betriebstemperaturen zu einem extrem beschleunigten Papierabbau führen. D.h. *hohe Betriebstemperaturen*,

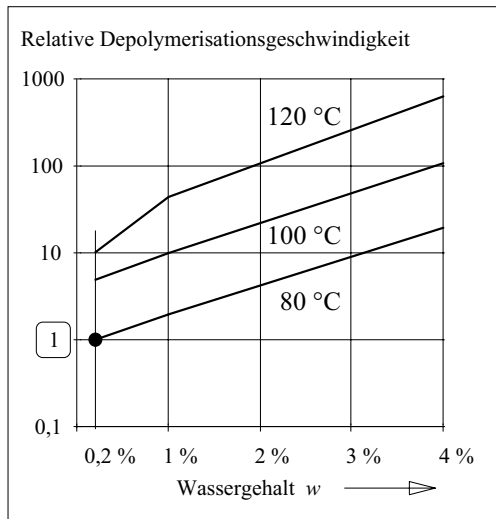


Bild 3.3.2-6: Relative Depolymerisationsgeschwindigkeit von Papier als Funktion des Wassergehaltes für unterschiedliche Temperaturen (Bouvierdiagramm nach [70]) mit dem Bezugswert 1 bei $w = 0,2 \%$ und $T = 80 \text{ }^{\circ}\text{C}$.

z.B. in Transformatoren, erfordern *extrem gut getrocknetes Papier* (relativer Wassergehalt des Papiers $w < 0,5 \%$).

4.) Bei *Öl-Papier-Isolierungen* kann die Alterung auch zu einem **Anstieg des Verlustfaktors** führen, der erst bei **erhöhten Betriebstemperaturen** erkennbar wird, Bild 3.3.2-7.

Ursache ist die hohe thermische Belastung in der Umgebung des Heißpunktes (hot spot) der Isolierung. Dabei erfolgt eine Zersetzung des Isolieröls, die durch erhöhte *Temperaturen*, *Sauerstoff* und *katalytisch* wirkenden Materialien beschleunigt wird. Es bilden sich leitfähige und polare Zersetzungsprodukte.

Besonders kritisch ist dabei, dass diese Erhöhungen der dielektrischen Verluste bei üblichen **Umgebungstemperaturen** durch diagnostische Verlustfaktormessungen *nicht erkennbar* ist, Bild 3.3.2-7 (links).

Mit steigender *Temperatur* steigen die Verluste des gealterten Materials aber viel stärker an als bei neuwertigen Isolierungen, Bild 5.5-2 und 3.3.2-7, so dass bei Vorliegen der entsprechenden Bedingungen (Betriebstemperatur,

Isolationsdicke, Wärmeabfuhr, Umgebungstemperatur) die Gefahr einer weiteren *Überhitzung* mit beschleunigter thermischer *Alterung* bis zur akuten thermischen *Instabilität* bzw. zum *Wärmedurchschlag* droht, Bild 3.3.3-3. Die thermische Stabilitätsgrenze der Isolierung wird bei neuwertigen Materialien (mit niedrigen Verlusten) erst bei hohen Temperaturen erreicht, Bild 3.3.2-7 (untere Kurve). Im Zuge der Alterung steigen die Verluste und begrenzen die **zulässigen Temperaturen** auf immer *niedrigere Werte*. Das Ende der Lebensdauer ist erreicht, wenn bei der maximal möglichen Betriebstemperatur die thermische Stabilitätsgrenze erreicht wird, Bild 3.3.2-7 (obere Kurve).

Anmerkung: Für die *Diagnose* dieser gefährlichen Entwicklung wäre ein heute noch nicht verfügbares *Online-Monitoring* optimal, Kap. 6.4.8.2. Bei Off-line Diagnosemessungen bei Raumtemperatur können im Rahmen der *PDC-Analyse* stark erhöhte Polarisationsströme als Indiz für eine weit fortgeschrittene Alterung gewertet werden [236], [392], [398], Kap. 6.4.7.6 f), Bild 6.4.7-9.

5.) Ein weiteres Beispiel ist die Alterung durch Erosion bei **repetierenden impulsförmigen Belastungen**, wie z.B. in *Stoßkondensatoren*, oder die Erosion von *Pressspanbarrieren* durch Entladungen im Öl, vgl. auch Kap. 7.3.3 u. 7.3.4.

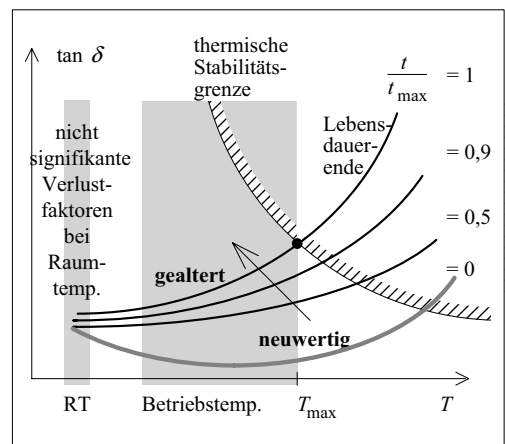


Bild 3.3.2-7: Verschlechterung der thermischen Stabilität eines Öl-Papier-Dielektrikums durch alterungsbedingten Verlustfaktoranstieg im Laufe Lebensdauer (schematisch).

3.4 Teilentladungen (TE)

Teilentladungen (TE), die nicht sofort zum Durchschlag führen, finden *in Gasen, Flüssigkeiten und Festkörpern* statt. Sie beeinträchtigen die kurzzeitige elektrische Festigkeit oft nicht. Bei organischen Isolierstoffen führt aber die *Erosion* durch Teilentladungen zu einer meist *drastisch reduzierten Lebensdauer*. Das Auftreten von Teilentladungen ist deshalb ein wesentliches Kriterium für die Beurteilung der *Isolationsqualität*.

Die *Intensität* von Teilentladungen (TEI) sowie einige *andere Kenngrößen* werden i.d.R. während der Stehspannungsprüfung eines Gerätes gemessen. Maßstab für das Bestehen einer Hochspannungsprüfung ist somit nicht nur die kurzzeitige Festigkeit, sondern auch der TE-Intensitätsgrenzwert, der für bestimmte Geräteklassen (z.B. Höchstspannungstransformatoren, Hochspannungskabel usw.) in Normen *empfohlen*, oder individuell zwischen Hersteller und Kunde *vereinbart* wird.

Nachfolgend werden die *Ursachen* von Teilentladungen (Kap. 3.4.1), wichtige *Teilentladungsquellen* (Kap. 3.4.2) und charakteristische *Eigenschaften* (Kap. 3.4.3) beschrieben. Auf dieser Grundlage kann der erfahrene Hochspannungstechniker in vielen Fällen eine intuitive *Diagnose* über Fehlerursache und Fehlerort stellen. Die Methoden der modernen *Datenverarbeitung* erlauben eine sehr viel tiefer gehende Analyse, für die es mehrere mögliche Ansätze gibt (Kap. 3.4.3). Die eigentliche *Messtechnik* für die Erfassung und Diagnose von Teilentladungen wird in Kap. 6.4.2 beschrieben.

3.4.1 Ursachen für Teilentladungen

Ursachen für Teilentladungen sind lokale *Feldstärkeüberhöhungen* (z.B. an leitfähigen Spitzen oder durch Feldverdrängung) oder lokale *Minderungen der elektrischen Festigkeit* (z.B. durch gasgefüllte Hohlräume). Beim Entladungsverhalten gibt es große Unterschie-

de zwischen Gleich-, Wechsel- und Stoßspannung. Die größte technische Bedeutung haben Teilentladungen bei *Wechselspannung*.

Man unterscheidet *Koronaentladungen* an leitenden Spitzen in gasisolierten Anordnungen, *innere Teilentladungen* innerhalb einer Isolierung und *Oberflächenentladungen* an Grenzflächen. Bei Teilentladungsmessungen werden außerdem Signale erfasst, die zum sog. *Grundstörpegel* zählen und die weder mit der äußeren noch mit der inneren Isolation des betrachteten Gerätes zusammenhängen. Für die Senkung des Grundstörpegels auf ein verträgliches Niveau muss ein hoher technischer Aufwand getrieben werden, Kap. 6.3.8 und 6.4.2.

3.4.1.1 Koronaentladungen

Koronaentladungen entstehen nach Kap. 3.2.5 im *stark inhomogenen Feld* einer gasisolierten Elektrodenanordnung, wenn beim Steigern der Spannung die *Zündspannung* überschritten wird. Sie treten bei **Wechselspannung** im Bereich des *Spannungsmaximums* auf, solange die Spannung höher ist, als die Koronaeinsetzspannung, Bild 3.4-1. Dabei ist die Zündspannung an einer *negativen Spitze* etwas geringer als an einer positiven Spitze (Polaritätseffekt).

D.h. eine *Spitze an Hochspannung* wird beim Steigern der Spannung Koronaentladungen zuerst im negativen Maximum zeigen. Bei einer *Spitze an Erde* erfolgt der Koronaeinsetz dementsprechend zuerst im positiven Maximum, Bild 3.4-1. Bei weiterer Spannungssteigerung folgt der Teilentladungseinsetz *in der anderen Halbwelle* nach.

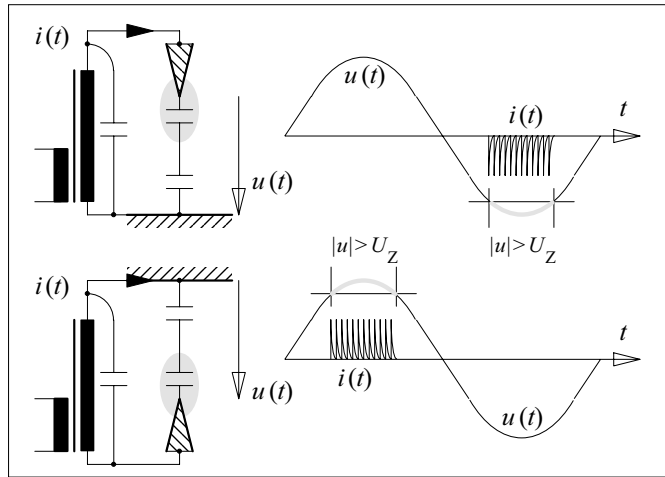
Die Entladungen sind eine *dichte Folge von Stromimpulsen*, die eine Teilkapazität der Entladungsstrecke entladen und die im kapazitiv geschlossenen äußeren Stromkreis als Stromimpulse $i(t)$ in Erscheinung treten. Nach einem Impuls müssen erst die bei der Entladung gebildeten Raumladungen rekombinieren oder wegdriften, ehe eine weitere Entladung zünden kann, so dass eine relativ regelmäßige Folge von Impulsen entsteht (Trichel-Impulse, vgl. Kap. 3.2.5.2 und Bild 3.2-25).

Bild 3.4-1: Koronaentladungen in einer gasisolierten Spitze-Platte-Anordnung bei geringfügiger Überschreitung der Teilentladungseinsetzspannung:

Oben: Spitze an Hochspannung,
Platte an Erde.
Unten: Spitze an Erde,
Platte an Hochspannung.

Die Entladungen beginnen bei negativer Polarität der Spitze in der entsprechenden Halbwelle. Bei weiterer Spannungssteigerung setzen auch in der anderen Halbwelle Entladungen ein.

Die Entladungen äußern sich als dichte Folge von Stromimpulsen.



Bei **Gleichspannung** ergibt sich nach Überschreiten der Zündspannung eine andauernde Koronaentladung aus einer *ununterbrochenen Folge von Stromimpulsen*.

Auch bei **Stoßspannung** kommt es nach Überschreiten der Zündspannung zu Entladungsstromimpulsen. Sie können i.d.R. jedoch nicht aus den sehr großen und schnell veränderlichen Stoßströmen herausgefiltert werden. Die Betrachtung der Teilentladungen wird deshalb auf *Wechsel- und Gleichspannungsbeanspruchungen* beschränkt.

Anmerkung: Koronaentladungen, die in Luft außerhalb einer festen oder flüssigen Isolation stattfinden, werden auch als **äußere Teilentladungen** bezeichnet.

Anmerkung: Koronaentladungen an scharfen Kanten in einem *Prüfaufbau* können bei Teilentladungsmessungen zu einem unakzeptabel hohen *Störpegel* führen. Bei Detektion von Koronaentladungen in der negativen oder positiven Halbwelle ist deshalb zunächst nach Spitzen und Kanten an der *Hochspannungsseite* bzw. an der *Erdseite* des *Prüfaufbaus* zu suchen.

3.4.1.2 Innere Teilentladungen

Innere Teilentladungen finden in Fehlstellen innerhalb fester oder flüssiger Isolationen statt. Fehlstellen werden dabei häufig durch gasgefüllte *Hohlräume* oder *Blasen* gebildet, Bild 3.4-2 (oben). Vor und nach dem Teildurchschlag im Hohlraum ergeben sich **Feldveränderungen**, die mit *Ladungsverschiebungen* im

Hohlraum und an den äußeren Elektroden verbunden sind. Letztere sind durch eine empfindliche Teilentladungsmessung nach Kap. 6.4.2 erfassbar. Immer wenn die Spannung am Hohlraum einen der Zündspannung entsprechenden Spannungshub hervorruft, findet die nächste Entladung statt. Innere Entladungen sind deshalb typischerweise im *Bereich großer Spannungsänderungen* in regelmäßigen Abständen mit *gleichen Spannungshüben* zu finden, Bild 3.4-2 (oben rechts).

Anmerkung: Analytische Berechnungen sind für kugel- und ellipsoidförmige Hohlräume möglich [209]. Das Beispiel nach Bild 3.4-2 (oben) wurde mit Hilfe *numerischer Feldberechnung* ausgewertet und ergab gute Übereinstimmung zwischen berechneten und gemessenen Ladungswerten [216]. In der Praxis sind die geometrischen Verhältnisse jedoch fast immer unbekannt, so dass quantitative Rechnungen unmöglich sind. Man beschränkt sich für prinzipielle Betrachtungen deshalb meist auf ein einfaches **kapazitives Ersatzschaltbild**, Bild 3.4-2 (unten). Streng genommen ist dieses jedoch nicht korrekt, weil die Äquipotentialflächen nicht exakt mit den Hohlraumoberflächen übereinstimmen, so dass die *Zuordnung von Kapazitäten* höchstens näherungsweise möglich wird.

Im vereinfachten **kapazitiven Ersatzschaltbild** kann ein einzelner Teilentladungsimpuls als Entladung einer *Hohlraumkapazität* C_h beschrieben werden. Die Nachladung erfolgt bei **Wechselspannung** durch den kapazitiven Verschiebungsstrom, der über eine in Serie gedachte Teilkapazität C_s fließt. C_0 entspricht nahezu der Gesamtkapazität der Isolieranord-

nung, d.h. es gilt $C_0 \gg C_S$. Außerdem ist $C_h \gg C_S$ und oft wird man auch $C_0 > C_h$ annehmen können:

$$C_0 (>) C_h \gg C_S \quad (3.4-1)$$

Ohne Zündung von Teilentladungen folgt die *Hohlraumspannung* $u_h(t)$ der *äußeren Spannung* $u(t)$ entsprechend dem kapazitiven Teilerverhältnis aus C_S und C_h ohne Phasenverschiebung, Bild 3.4-2 (unten rechts).

Überschreitet die Hohlraumspannung die *Zündspannung* U_Z der Gasstrecke (vgl. Paschengesetz Gl. (3.2-35), (-42) und (-43)) und steht ein *Startelektron* zur Verfügung, bricht die Hohlraumspannung bis auf den Wert einer *Löschspannung* U_L zusammen. Die *Nachladung* der Hohlraumkapazität erfolgt kapazitiv über C_S mit ungeänderter Spannungsanstiegs-

geschwindigkeit. D.h. der einzelne Teilentladungsvorgang wirkt wie eine *Verschiebung der Spannungskurve* um die Spannungsdifferenz $\Delta U = U_Z - U_L$ nach unten, Bild 3.4-2 (unten rechts).

Je nach Höhe der Hohlraumspannung kann es bis zum Spannungsmaximum *mehrfach zu Teilentladungen*, d.h. zum Erreichen der Zündspannung, zum Spannungszusammenbruch und zum Verschieben der Spannungskurve um ΔU kommen. In der *nächsten Halbwelle* führt die mehrfache Verschiebung der Hohlraumspannungskurve zu einem *sehr frühzeitigen Erreichen der Zündspannung*, u.U. sogar schon *vor dem Nulldurchgang* der außen anliegenden Spannung $u(t)$. In Bild 3.4-2 (unten rechts) ist die *Phasenlage der Teilentladungen* durch graue Hinterlegung der Spannungskurve $u(t)$ gekennzeichnet. Typisch ist ein Entla-

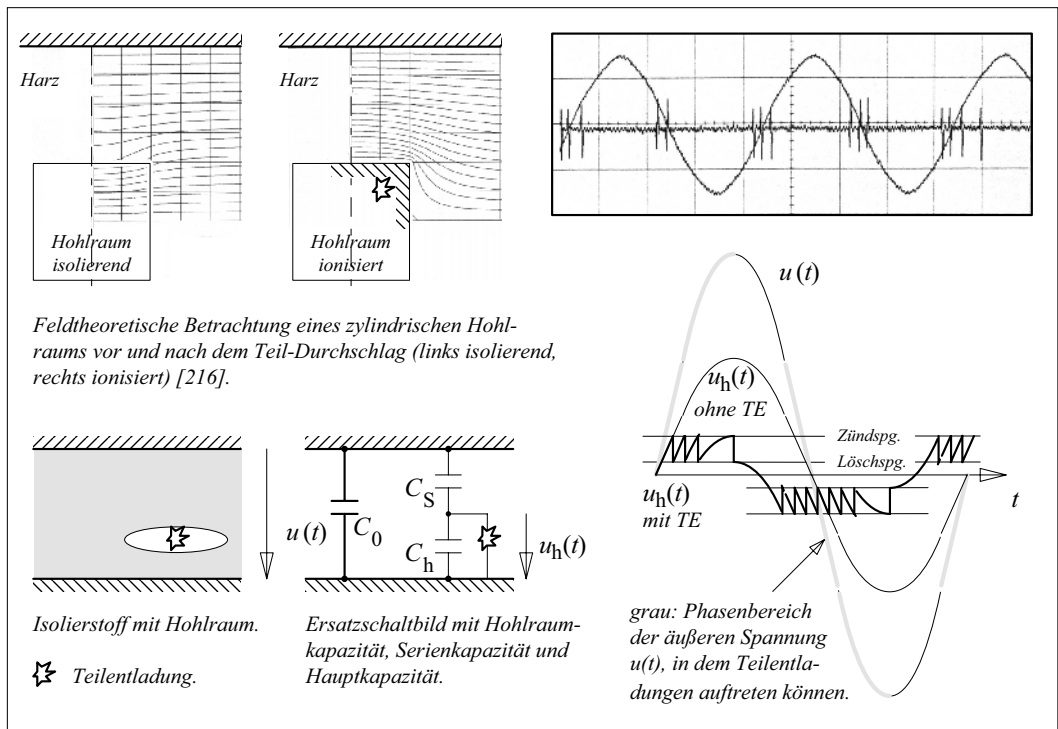


Bild 3.4-2: Innere Teilentladungen in einem gasgefüllten Hohlraum.

Oben: Feldtheoretisches Modell mit Äquipotentiallinien vor und nach dem TE-Ereignis (links und rechts) mit gemessenen Prüfspannungsverläufen und Teilentladungsimpulsen (ganz rechts).

Unten: Netzwerkmodell für eine Gasblase oder einen Lunker (links). Äußere Spannung $u(t)$ und Hohlraumspannung ohne Teilentladungen sowie Hohlraumspannung beim Zünden und Verlöschen der Teilentladungen.

dungsbereich, der vor dem Nulldurchgang beginnt und sich über die zum Maximum ansteigende Spannungskurve erstreckt.

Anmerkung: Selbst wenn beim Steigern der Wechselspannung die erste Entladung im Bereich des Maximums stattfinden sollte, weil dort die Zündspannung U_z zuerst erreicht wird, ergeben sich wegen der Kurvenverschiebung schon in der nächsten und in den folgenden Halbwellen Entladungen im Spannungsanstieg vor dem negativen bzw. positiven Maximum.

Beim Absenken der Wechselspannung können die Teilentladungen weiter existieren, auch wenn der Scheitelwert der Hohlraumspannung den Wert der Zündspannung nicht mehr erreicht. Durch die Verschiebung der Spannungskurve um ΔU in jeder Halbwelle wird die Zündspannung nämlich einmal je Halbwelle überschritten, Bild 3.4-3. Theoretisch könnte der **Teilentladungsaussatz** (TEA) um 50 % unter dem **Teilentladungseinsatz** (TEE) liegen. Tatsächlich stellt man Absenkungen um 10 bis 35 % fest.

Geräte müssen grundsätzlich so dimensioniert werden, dass die *Betriebsspannung unter der Teilentladungsaussatzspannung* liegt, damit Teilentladungen, die durch eine vorübergehende Überspannung gezündet wurden, bei Betriebsspannung wieder sicher verlöschen.

Anmerkung: Die regelmäßige Entladungsfolge nach Bild 3.4-2 wird in der Praxis erheblich gestört. Bei niedrigeren Spannungen führt vor allem der Mangel an Startelektronen in kleinen Hohlräumen zu einer statistischen Streuung der Teilentladungseinsatzspannung. Erst bei höheren Spannungen ergibt sich ein regelmäßigeres Entladungsbild, weil Startelektronen durch die Ionisierung im Hohlraum verfügbar sind.

Anmerkung: Das einfache Ersatzschaltbild nach Bild 3.4-2 beschreibt die wirklichen Feldverhältnisse nur ungenau. Beispielsweise können die Leitfähigkeit des Isolierstoffs oder leitfähige Zersetzungsprodukte an der Oberfläche des Hohlraums zu einer Phasenverschiebung der Hohlraumspannung führen. Durch Diffusion leitfähiger Entladungsprodukte ist sogar eine vorübergehende Entlastung des Hohlraumes möglich [71].

Anmerkung: Beim Einsatz der Teilentladung entstehen die Impulse nach dem Streamer-Mechanismus, weil keine leitfähigen Elektroden für die Auslösung neuer Startelektronen zur Verfügung stehen. Dadurch ergeben sich Einsatzspannungen, die etwa um 10 % über dem nach Paschen zu erwartenden Wert liegen. Die Halb-

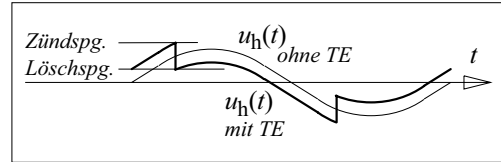


Bild 3.4-3: Existenz von Teilentladungen unterhalb der Teilentladungseinsatzspannung, d.h. ohne dass der Scheitelwert der Hohlraumspannung den Wert der Zündspannung erreicht.

wertsbreite der Impulse ist mit einigen ns dementsprechend sehr kurz [67].

Je nach Material werden die Hohlraumoberflächen durch Alterung aufgrund von Teilentladungen in einem Zeitraum von einigen Minuten bis zu einer Stunde so leitfähig, dass die Entladung vom Streamer- in den Townsend-Mechanismus umschlägt. Die Einsatzspannungen entsprechen dann dem Paschen-Gesetz. Die Halbwertsbreite der Impulse steigt für Schlagweiten von 0,1 bis 1 mm auf 80 bis 800 ns an. Da etwa die gleiche Ladung umgesetzt wird, ist die Stromamplitude wesentlich kleiner [67].

Beispiel: Luftblase in Isolieröl

Für ein Isolieröl mit kugelförmigen Luftblasen soll angegeben werden, bei welcher Feldstärke im Isolieröl (Grundfeld E_0) mit Teilentladungseinsatz und -aussatz zu rechnen ist.

Die Feldstärke E_1 in der Gasblase ist durch Feldverdrängung gegenüber der Feldstärke E_0 im Öl erhöht (vgl. Bild 2.4-22). Nach Gl. (2.4-38) folgt mit $\varepsilon_{r1} = 1$ (Luft) und $\varepsilon_{r2} = 2,2$ (Öl) $E_1 = 1,222 E_0$. Die Zündbedingung wird beim Steigern der Spannung auf dem längsten Weg in der Blasenmitte zuerst erfüllt. Bei Annahme des Paschengesetzes nach Gl. (3.2-35) gilt

$$\dot{U}_d = \dot{E}_1 d = 1,222 \dot{E}_0 d = B p d / \ln(A p d / k).$$

Mit den Konstanten $A = 1130 \text{ (bar mm)}^{-1}$, $B = 27,4 \text{ kV/(bar mm)}$ und $k = 5$ folgt nach Umrechnung auf Effektivwerte für die Teilentladungseinsatzfeldstärke im Öl unter Normalbedingungen ($T = 293 \text{ K}$, $p = 1 \text{ bar}$)

$$E_{0\text{TEE}} = 15,9 \text{ kV/mm} / \ln(226 d/\text{mm}). \quad (3.4-2)$$

Hieraus ergeben sich die in Kap. 3.3.1.3 im Beispiel „Kugelförmige Gasblase“ genannten Zahlenwerte. Für die TE-Aussatzfeldstärke müssen bis zu 30 % niedrigere Werte angenommen werden.

Bei Gleichspannung ist das Ersatzschaltbild aus Bild 3.4-2 nicht mehr gültig. Die Nachladung der Hohlraumkapazität erfolgt vielmehr sehr langsam über die Isolationswiderstände des Dielektrikums. TE-Impulse treten deshalb

nur in *großen zeitlichen Abständen* und sehr unregelmäßig auf. Die erodierende Wirkung ist weitaus geringere als Wechselspannungsbeanspruchungen.

3.4.1.3 Oberflächenentladungen

Gleitanordnungen können nach Bild 3.2-34 (links) durch ein Ersatzbild beschrieben werden, das dem Ersatzschaltbild 3.4-2 für innere Teilentladungen entspricht. Bei einer Oberflächenentladung wird eine Luft-Teilkapazität entladen. Somit sind Oberflächenentladungen *unmittelbar nach dem TE-Einsatz* mit inneren Teilentladungen vergleichbar. Durch die Beteiligung der Elektrode ergibt sich allerdings ein Polaritätseffekt.

Bei *erhöhter Spannung* können die Oberflächenentladungen durch Ausbildung von Streamern *große Längen* überbrücken. Dadurch entstehen unregelmäßige Impulse mit großem Ladungsumsatz und Halbwertsbreiten von mehreren 10 ns.

3.4.2 Teilentladungsquellen

Nachfolgend werden typische Teilentladungsquellen in gasförmigen, flüssigen und festen Isolierstoffen beschrieben.

Für die Abschätzung von *Teilentladungseinsatzspannungen/ -feldstärken* sei verwiesen

- auf Kap. 3.2.5.3 (*Koronaeinsatz*) mit Gl. (3.2-58),
- auf Kap. 3.2.6.2 (*Oberflächenentladungen*) mit Gl. (3.2-71) bis (-74) bzw. (2.4-35),
- auf Kap. 3.2.2.3 (*Paschen-Gesetz*) mit Gl. (3.2-35), (-42) und (-43),
- auf Kap. 3.3.1 (*Öldurchschlag*) mit Bild 3.2-7 und Tabelle 3.3-2, sowie
- auf Kap. 3.4.1 (*TE-Ursachen*) mit Gl. (3.4-2).

3.4.2.1 TE-Quellen in Gasen

Typische Quellen für **Koronaentladungen in Gasen** sind eng verrundete *Spitze n* und *Kanten*, Leiter mit (zu) *geringem Durchmesser*, sowie scharfkantige *Partikel*, Bild 3.4-4 (oben). In der Praxis führen Oberflächenfehler, Kratzer, Rauigkeiten und Schmutzablagerungen auf Elektroden sowie leitfähige Partikel, z.B. in Form metallischer Späne, oft zu Teilentladungen. Fertigung und Montage von gasisolierten Schaltanlagen (GIS) bedürfen deshalb besonderer Sorgfalt, die Teilentladungsprüfung erfolgt nach der Montage.

Oberflächenentladungen in Gasen stellen eines der hochspannungstechnischen Grundprobleme dar, Bild 3.4-4 (unten). Sie werden in der Praxis durch kapazitive Potentialsteuerung (bei Durchführungen), durch geometrische Feldsteuerung (bei Kabelendverschlüssen), sowie durch Kriechwegverlängerungen und hydrophobe Oberflächen (bei Isolatoren) unterdrückt.

3.4.2.2 TE-Quellen in Flüssigkeiten

Kleine Krümmungsradien an Leitern, *Spitzen* und leitfähige *Partikel* sind wegen der höheren Festigkeit in Flüssigkeiten weniger kritisch als in Gasen, Bild 3.4-5 (oben links).

Besonders gravierend wirkt sich bei Flüssigkeiten die Ausscheidung von **Gas** in Form von *Bläschen* oder *Gasschichten* aus, Bild 3.4-5 (oben rechts). Durch Feldverdrängung wird die ohnehin elektrisch schwache Gasblase noch stärker beansprucht, so dass Teilentladungen

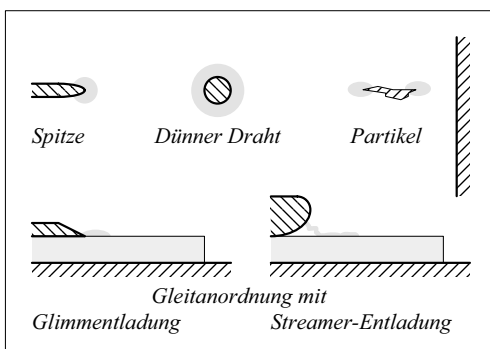


Bild 3.4-4: Teilentladungsquellen in Gasen.

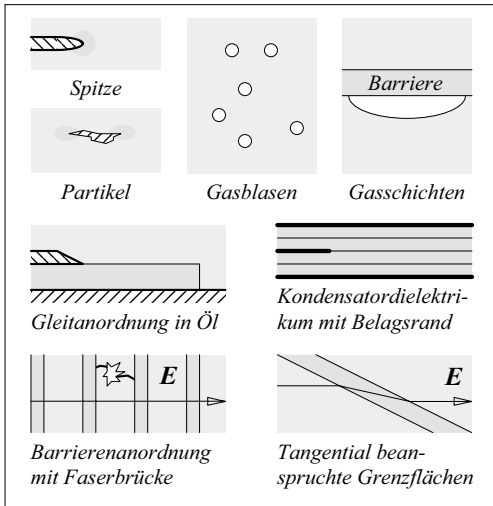


Bild 3.4-5: Teilentladungsquellen in Flüssigkeiten.

bei sehr niedrigen Feldstärken im Öl einsetzen, vgl. Gl. (3.4-2). Weiterhin ergibt sich auch durch **Feuchtigkeit** eine starke Absenkung der elektrischen Festigkeit, insbesondere bei Ausscheidung von tröpfchenförmigem Wasser. Ölisolierte Geräte müssen deshalb sehr gut *getrocknet* und unter *Vakuum* mit *entgastem* und *getrocknetem* Öl gefüllt werden.

Auch *tangentiale Überbeanspruchungen* von Isolierstoffoberflächen, wie z.B. vor den Belagsrändern in *Kondensatordielektrika* und in den *Pressspanbarriersystemen* von Transformatoren, können zu Oberflächenentladungen führen, Bild 3.4-5 (mittig und unten).

In Pressspanbarriersystemen können Teilentladungen auch durch das Versagen einzelner *Ölstrecken* entstehen, z.B. bei Bildung von *Faserbrücken*.

3.4.2.3 TE-Quellen in festen Stoffen

Wegen der hohen elektrischen Festigkeit fester Isolierstoffe werden Teilentladungen praktisch immer durch **Fehlstellen** im Dielektrikum verursacht. Dabei handelt es sich fast immer um *Hohlräume*, die sich aufgrund von Diffusionsvorgängen mit niedermolekularen Bestandteilen aus den umgebenden Medien füllen. Oft kann man deshalb von *luftgefüllten* Hohlräumen

men geringer elektrischer Festigkeit ausgehen, in denen die Beanspruchungen durch Feldverdrängung stark erhöht sind, Bild 3.4-6.

Allseitig geschlossene Hohlräume entstehen meist durch unvollständig entgaste Gießharze oder durch chemische Nebenreaktionen (z.B. bei feuchtigkeitshaltigen Polyurethanharzen), Bild 3.4-6 (oben links). Auch fortschreitende *Erosion*, z.B. durch „water trees“ in Polyäthylen-Kabelisolierungen, führt schließlich zur Bildung von Hohlräumen, Bild 3.4-6 (unten rechts). Außerdem können durch Reaktionschwund, durch mechanische Spannungen, Versprödungen und durch ungenügende Haftung *Ablösungen* zwischen Elektrode und Dielektrikum sowie *Risse* und *Spalte* im Dielektrikum entstehen, Bild 3.4-6 (oben links und rechts). Ausgedehnte Hohlräume ergeben sich auch in *unvollständig imprägnierten Schichtungen*, wie z.B. zwischen glatten Kunststoff-Folien in Kondensatordielektrika.

Besonders gefährlich sind ausgedehnte *Delaminationen* in faserverstärkten Materialien. Dadurch werden, u.U. parallel zum elektrischen Feld, große Isolationsstrecken durch Gas oder möglicherweise sogar durch eindiffundiertes Wasser überbrückt, Bild 3.4-6 (unten links). Kritische *Grenzflächen parallel zum elektrischen Feld* ergeben sich auch beim Auf-

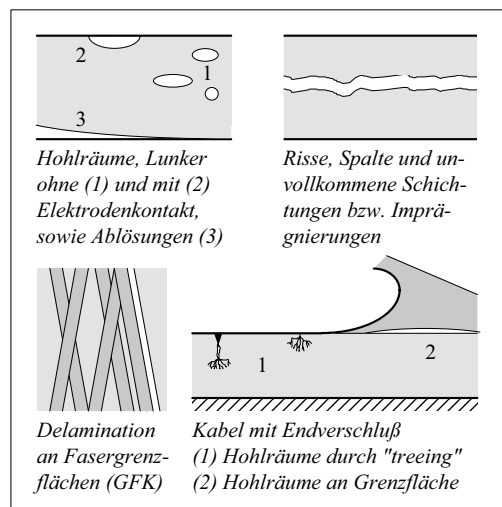


Bild 3.4-6: Teilentladungsquellen in festen Stoffen.

schieben von Kabelendverschlüssen auf das Kabeldielektrikum, Bild 3.4-6 (unten rechts).

Nach einer Entladung besitzen feste Stoffe *nicht mehr* die Fähigkeit zur Regeneration, wie bei Gasen und Flüssigkeiten. D.h. Teilentladungen führen zu einer *fortschreitenden Erosion* und müssen deshalb unbedingt vermieden werden. Dadurch ergeben sich extreme Anforderungen an die **Fertigungsqualität** fester Isolierungen. Als Stichworte seien der *Vakuumverguss* von Gießharzen, die *Imprägnierung* von Grenzflächen, die Verwendung von *Haftvermittlern* (*Schichten*, *Silanisierungen*) bei faserverstärkten oder füllstoffhaltigen Materialien und der Einsatz von *Leitschichten* an Kontaktflächen zwischen Isolierstoffen und Elektroden genannt.

3.4.3 Klassische TE-Interpretation bei Wechselspannung

Nach Kap. 3.4.1 äußern sich unterschiedliche Teilentladungsursachen auch in unterschiedlichen Teilentladungserscheinungen mit charakteristischen Eigenschaften. Dadurch kann in vielen Fällen auf **Art und Ort des Fehlers** geschlossen werden. Sehr oft scheitern allerdings selbst moderne Diagnosesysteme an der *Vielzahl* möglicher Teilentladungsquellen, an der *Komplexität* der Isolationssysteme und an der *Überlagerung* von Teilentladungen aus verschiedenen Fehlerquellen.

Die gemessene *Intensität* von Teilentladungen ist für die Fehlerdiagnose wenig hilfreich, weil nur die „scheinbare Ladung“ an den Prüflingsanschlüssen und nicht die „wirkliche Ladung“ eines Teilentladungsimpulses erfasst werden kann vgl. Kap. 6.4.2.2. *Aussagefähige Kenngrößen* in den mit einem Oszilloskop darstellbaren Entladungsbildern sind jedoch die

- *Phasenlage* der Teilentladungen,
- Polaritätseffekte,
- Impuls-Häufigkeit und -Regelmäßigkeit,
- Veränderungen der Intensität mit der Spannung, sowie

- das Verhältnis von *Einsatz- zu Aussatzspannung* (Hysterese).

Bild 3.4-7 stellt einige **charakteristische Teilentladungsbilder** mit ihrem Bezug zur anliegenden Wechselspannung dar. Werden die in einem Teilentladungsmesskreis von einem empfindlichen Teilentladungsmessgerät verstärkten und *integrierten Stromimpulse* dargestellt, so ist die Amplitude der Impulse auf dem Schirm des Oszilloskop ein Maß für die *Impulsladung*. Die zugehörige TE-Messtechnik wird in Kap. 6.4.2 beschrieben.

Bild 3.4-7 gibt jeweils der Zustand kurz nach dem *Teilentladungseinsatz* wieder, bei höheren Spannungen verändern sich die Bilder erheblich. Außerdem handelt es sich um *einzelne Fehlstellen*, deren Bilder nicht durch Überlagerung verschiedener Effekte verwischt sind.

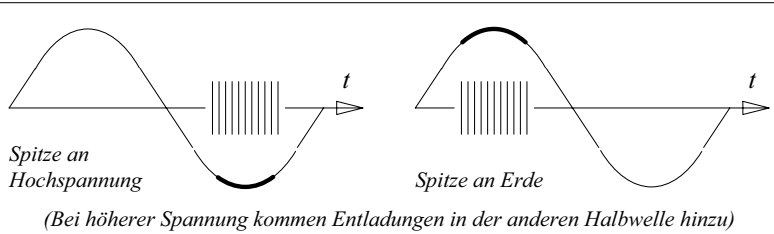
Koronaentladungen an Spitzen äußern sich aufgrund des Polaritätseffektes sowohl in *Gasen* (a) als auch in *Flüssigkeiten* (b) durch regelmäßige Impulse konstanter Größe im Bereich des Spannungsscheitels bei negativer Spitze. Dadurch kann unterschieden werden, ob die Entladung an der *Hochspannungsseite* (im Bild links) oder an der *Erdseite* (rechts) stattfindet. Die Häufigkeit der Impulse nimmt mit der Spannung zu.

In *Flüssigkeiten* finden bei positiver Polarität der Spitze größere unregelmäßige Entladungen statt. Bei *Gasen* kann dies erst bei deutlich erhöhter Spannung beobachtet werden.

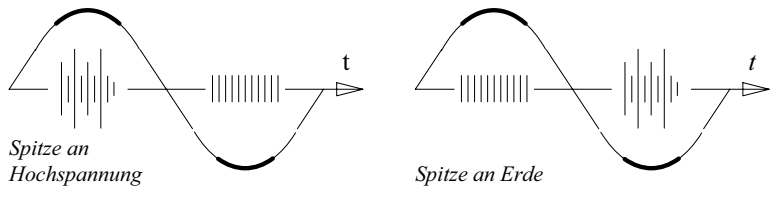
Entladungen in **Hohlräumen** (Lunker, Blasen, Spalte, Risse, Ablösungen, ...) und auf **Oberflächen** sind durch eine Phasenlage *im Spannungsanstieg* bis zum Maximum erkennbar.

Bei *Kontakt zu einer Elektrode* (c) ergeben sich aufgrund des Polaritätseffektes unterschiedliche Bilder in den Halbschwingungen. Dabei treten die größeren Impulse bei positiver Elektrode auf. Man kann somit auch hier zwischen Entladungen an der *Erd-* und an der *Hochspannungsseite* unterscheiden. Entladungen *ohne Kontakt zu einer Elektrode* (d) zeigen in beiden Halbschwingungen ein vergleichbares Bild.

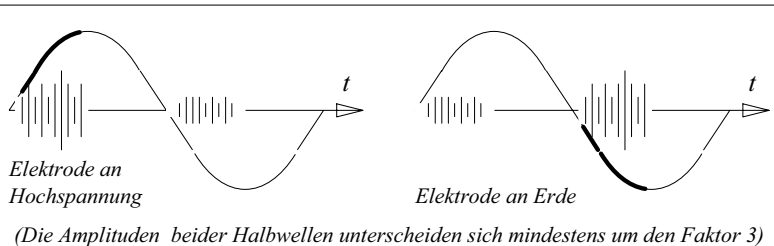
a) Koronaentladung in Gas
an einer Spitze
gegen eine Platte.
Regelmäßige Impulse
konstanter Größe,
Häufigkeit mit der
Spannung zunehmend.



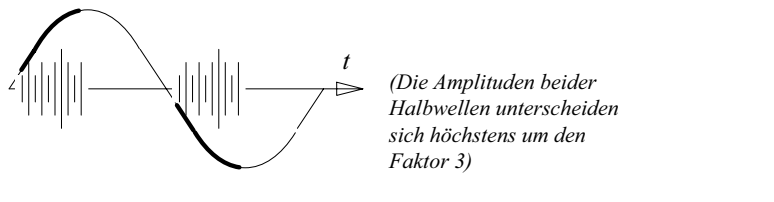
b) Koronaentladung in Öl
an einer Spitze
gegen eine Platte.
Kleinere, regelmäßige
Impulse konstanter Größe,
Häufigkeit mit der
Spannung zunehmend.



c) Hohlraum- oder Oberflächenentladung
mit einseitigem
Kontakt zu einer Elektrode
(Oberflächenentladungen
sind bei erhöhter Spannung
durch unregelmäßige
und intensive Streamer-
Entladungen erkennbar).



d) Hohlraum- oder Oberflächenentladung ohne Elektrodenkontakt,
Entladungen zwischen
isolierten Leitern.



e) Kontaktrauschen
(links) und

f) Entladung von Elektroden auf freiem Potential
(rechts).

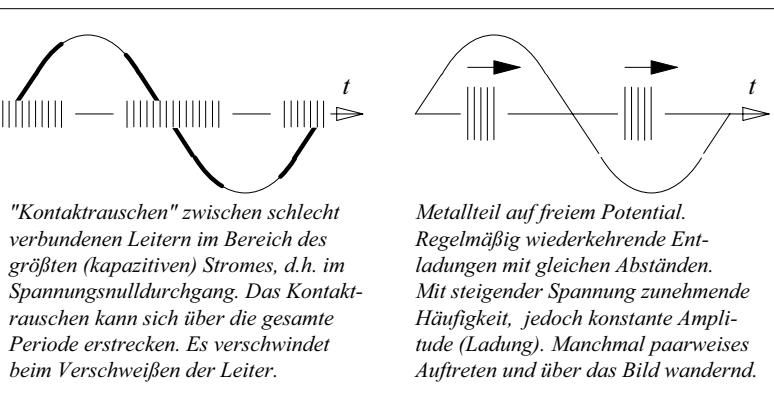


Bild 3.4-7: Charakterische Teilentladungsbilder bei Beobachtung mit dem Oszilloskop.
Die Impulsamplitude ist ein Maß für die scheinbare Ladung [67], [72].

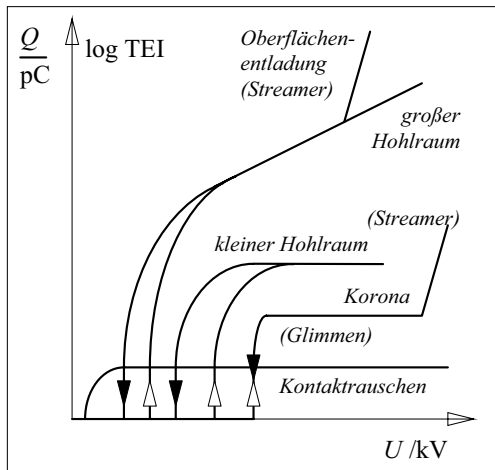


Bild 3.4-8: Charakteristische Kurven der Teilentladungsintensität (TEI) über der Spannung.

▷ TE-Einsatz (TEE) ▶ TE-Aussatz (TEA)

Oberflächenentladungen zeigen bei erhöhter Spannung zusätzlich sehr starke und unregelmäßige Streamer-Entladungen, die größere Strecken der Oberfläche überbrücken können.

Kontaktrauschen (e) tritt bei schlecht verbundenen Leitern (Elektroden, Verbindungsleiter, Abschirmungen) im Bereich des höchsten kapazitiven Ladestromes (d.h. um den *Spannungsnulldurchgang*) auf, wenn das nicht angeschlossene metallische Teil durch einen Überschlag verbunden und durch einen Stromimpuls nachgeladen wird.

Metallische Teile auf freiem Potential (Partikel, Späne, freie Elektroden, ...) können durch Teilentladungen nachgeladen oder entladen werden (f). Dabei entstehen Impulse konstanter Amplitude mit konstanten zeitlichen Abständen. Mit der Spannung nimmt die Häufigkeit zu. Oft ergeben sich über das Bild wandernde Impulsgruppen.

Ein weiteres wichtiges Kriterium für die Identifikation von Teilentladungen ist die Kurve der **Teilentladungsintensität** (TEI bzw. scheinbaren Ladung Q) **über der Spannung**, Bild 3.4-8. Dabei empfiehlt sich ein logarithmischer Ladungsmaßstab.

Koronaentladungen verändern ihre Intensität nach dem Entladungseinsatz nicht sehr stark, bis es zur Änderung des Entladungsmecha-

nismus kommt (Streamer-Einsatz). Ein- und Aussetzspannung unterscheiden sich kaum.

Bei **Hohlraum- und Oberflächenentladungen** ist die Aussetzspannung in Übereinstimmung mit Bild 3.4-3 deutlich niedriger als die Einsatzspannung. Bei großen Hohlräumen und Oberflächenentladungen kann man einen stetigen Anstieg der Intensität mit der Spannung beobachten. Oberflächenentladungen gehen schließlich in Streamerentladungen hoher Intensität über.

Für die praktische Durchführung der Teilentladungsanalyse hat sich das **Bewertungsschema** nach Bild 3.4-9 bewährt, das auf der Beobachtung von Teilentladungsbildern mit dem Oszilloskop und auf der Bestimmung von Teilentladungsintensitäten (scheinbare Ladung in pC) mit einem klassischen Teilentladungsmessgerät beruht, [73]. Die *Teilentladungsbilder* und ihr *Phasenbezug* werden (aus Gründen der Platzersparnis) auf Ellipsen eingezeichnet.

TE-Diagnoseschema			Prüfung:	
Datum: _____ Name: _____			Bewertung der Fehlstelle: _____	
TEE: _____ kV		TEA: _____ kV		TEA/TEE: _____
$E_{TEE/o}$ _____		$E_{TEE/max}$ _____		(falls die Feldstärkewerte bekannt sind)
Beobachtung der Phasenlage:				
$U = (.....\%) U_{TEE} =$ kV pos. regelmäßig unregelmäßig Impulse/Halbwellen		$U = (.....\%) U_{TEE} =$ kV pos. regelmäßig unregelmäßig Impulse/Halbwellen		$U = (.....\%) U_{TEE} =$ kV pos. regelmäßig unregelmäßig Impulse/Halbwellen
Beobachtung der Intensitätsverläufe:				
Hystereseversuch $Q = f(U)$ 		Spannungssteigerungsversuch $Q = f(U)$ 		Dauerversuch $Q = f(t)$

Bild 3.4-9: TE-Diagnoseschema für die Dokumentation und die Auswertung von Teilentladungsbeobachtungen mit Hilfe eines Oszilloskops und eines klassischen Teilentladungsmessgerätes [73].

Anmerkung: Es gibt auch TE-Messgeräte, die die Teilentladungsbilder über einer Ellipse darstellen.

Anmerkung: Bei **Transformatoren** muss der *gemessene Phasenbezug* der TE zur Leiter-Erd-Spannung nicht dem *tatsächlichen Phasenbezug* an der Fehlerstelle entsprechen, weil je nach Fehlerort verschiedene Spannungen (z.B. drei Sternspannungen und drei verkettete Spannungen) für die Teilentladungen verantwortlich sein können. In günstigen Fällen kann durch dreiphasige Erfassung der TE grob auf den Fehlerort geschlossen werden.

In einem *Hystereseversuch*, der nicht sehr weit über die Teilentladungseinsatzspannung hinausgeführt werden muss, wird das Verhältnis von *TE-Einsatz-* zu *TE-Aussatzspannung* bestimmt. Dabei kann i.d.R. zwischen Koronantladungen einerseits und Hohlraum- bzw. Oberflächenentladungen andererseits unterschieden werden.

Im *Spannungssteigerungsversuch* ergeben sich nach Bild 3.4-8 ggf. Hinweise auf die Größe von Hohlräumen und auf das Vorliegen von Oberflächenentladungen.

Im *Dauerversuch* bei konstanter Spannung kann sich das Entladungsverhalten erheblich ändern, so dass sich u.U. Hinweise auf die Gefährlichkeit von Teilentladungen ergeben. Beispielsweise können sich Gasblasen in Isolieröl je nach Ölsorte unter der Wirkung von TE vollständig auflösen oder stetig bis zum Durchschlag vergrößern, vgl. Kap. 3.3.1.3.

Anmerkungen: Die **klassische TE-Interpretation** wird durch Überlagerung von TE in *mehreren Fehlstellen* oft erheblich erschwert.

Die beschriebenen Kriterien sind i.d.R. nur auf einen (dominierenden) Fehler oder auf die Überlagerung gleichartiger Fehler anwendbar. Die Unterscheidung zwischen *ähnlichen, aber verschiedenen Fehlern* ist oft nicht möglich.

Trotz intensiver Forschung ist es lange Zeit nicht gelungen, die Grenzen der klassischen TE-Diagnose zu überschreiten. Die moderne Datentechnik erlaubt heute aber **weiterführende rechnergestützte Interpretationsansätze**, Kap. 6.4.2.6.. Das gesamte Thema der Erfassung und Bewertung elektrischer und nichtelektrischer TE-Signale wird in Kap. 6.4.2 behandelt.

3.5 Vakuumdurchschlag

In vielen Fällen ist die Isolation hoher Spannungen auch in einem Vakuum erforderlich, wie z.B. in Röntgen-, Sende- und Bildröhren, in Beschleunigern, in Satelliten oder in Vakuumschaltern, Kap. 7.1.5.3.

Bei der Betrachtung der elektrischen Festigkeit des Vakuums ist es *nicht* ausreichend, lediglich den Grenzfall des *Paschen-Gesetzes* für $pd \rightarrow 0$ zu betrachten: Im Vakuum bzw. in Gasen mit sehr niedrigen Drücken befinden sich praktisch keine Gasteilchen zwischen den Elektroden, die freien Weglängen sind wesentlich größer als die Elektrodenabstände und es kann *keine* Ladungsträgervermehrung durch Stoßionisation eintreten. Das Gesetz von Paschen würde somit theoretisch auf eine unendlich hohe Durchschlagspannung führen, vgl. Kap. 3.2.2.3, Bild 3.2-13 u. Gl. (3.2-38).

Natürlich ist eine unendlich hohe Durchschlagspannung auch im Vakuum nicht erreichbar, es handelt sich um andere physikalische Vorgänge, vorwiegend an den Elektroden, die den Durchschlag bestimmen [316]:

a) Durchschlag zwischen Elektroden

Der *Durchschlag* wird durch Prozesse an den *Elektrodenoberflächen* eingeleitet, die nicht vom (sehr niedrigen) Gasdruck abhängig sind. Es wird dabei ein *Metalldampf* gebildet, in dem der Durchschlag durch Stoßionisation erfolgt [23], [67], [316]:

Auf der Kathodenoberfläche ergibt sich bei sehr hohen lokalen *mikroskopischen Feldstärken* E_μ eine *Feldemission* von Elektronen in das Vakuum. Die Austrittsarbeit bzw. Potentialbarriere für häufig verwendete Metalle (Cu, Edelstahl) beträgt etwa $\phi = 4,5$ eV und wird ab etwa $E_\mu = 1000$ kV/mm durch den quantenmechanischen Tunneleffekt überwunden, Bild 3.5-1. Aufgrund von Feldüberhöhungen an *Mikrospitzen* oder an leitfähigen Kanälen in Oxidschichten sind für die Feldemission aber wesentlich niedrigere *makroskopische Feldstärken* E_m ausreichend:

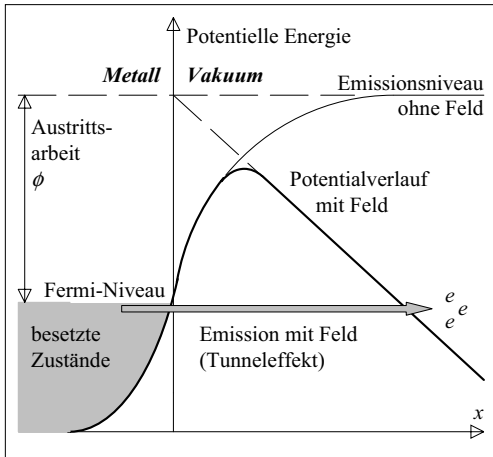


Bild 3.5-1: Feldemission an der Kathodenoberfläche.

$$E_{\mu} = \beta E_m \quad (3.5-1)$$

Der Feldüberhöhungsfaktor β kann als Kehrwert eines mikroskopischen Homogenitätsgrades angesehen werden und liegt in der Größenordnung von einigen 100 bis einigen 1000. Damit ist schon bei Feldstärken in der Größenordnung von 1 bis 10 kV/mm mit Feldemissionsprozessen zu rechnen.

Die **Elektronenemission** kann den Durchschlag durch zwei Prozesse auslösen:

1.) Die durch den Feldemissionsstrom erhitzten Mikrospitzen verdampfen explosionsartig und setzen den für den Durchschlag verantwortlichen Metaldampf frei. Bei diesem **kathodeninitiierten Durchbruch** sind lokale Stromdichten über 10^8 A/cm^2 möglich.

2.) Beim **anodeninitiierten Durchbruch** werden die durch *Feldemission* an der Kathode freigesetzten Elektronen als Elektronenstrahl zur Anode beschleunigt und heizen diese lokal bis zur Verdampfung von Anodenmaterial auf. Dabei entsteht auch Röntgenbremsstrahlung. Durch Rückwirkung auf die Kathode entstehen neue Startelektronen. Im Zuge eines *Generationsmechanismus* bildet sich schließlich ein Metaldampfplasma [16].

Anmerkung: Auch adsorbierte Gasschichten können auf der Anodenoberfläche unter Elektronenbeschuss verdampfen und Ionisations- und Lawinenprozesse ermög-

lichen. An der Kathode können adsorbierte Gasschichten die Austrittsarbeit erniedrigen.

Für feldemissionsbedingte Durchschlagsprozesse kann näherungsweise von *konstanter* Durchschlagfeldstärke ausgegangen werden.

Bei größeren Abständen ab 5 bis 10 mm gewinnen Prozesse unter **Beteiligung geladener Partikel** an Einfluss. Sie werden im Feld beschleunigt und erzeugen beim Aufschlag auf die Elektrode ein Mikroplasma. Kritische Geschwindigkeiten sind hierfür ca. 100 m/s. Dadurch ergibt sich ein *nichtlinearer* Zusammenhang zwischen Durchschlagspannung und Abstand, Bild 3.5-2. Außerdem benötigt die Wanderung der Partikel Zeit, so dass mit zunehmenden Abständen kurzzeitige Blitzstoßbeanspruchungen stärker ansteigende Festigkeiten ergeben als dauernde Wechselspannungsbeanspruchungen.

b) Konditionierung

In einer Elektrodenanordnung kann durch *Konditionierung* eine Verbesserung der mikroskopischen *Oberflächenstruktur* und eine ganz erhebliche Steigerung der Durchschlagfestigkeit erreicht werden (z.T. über 300 %). Dabei wird davon ausgegangen, dass Emissionszentren für Vorentladungsströme, d.h. Mikrosplitzen oder Gasschichten, verringert und Mikropartikel beseitigt werden.

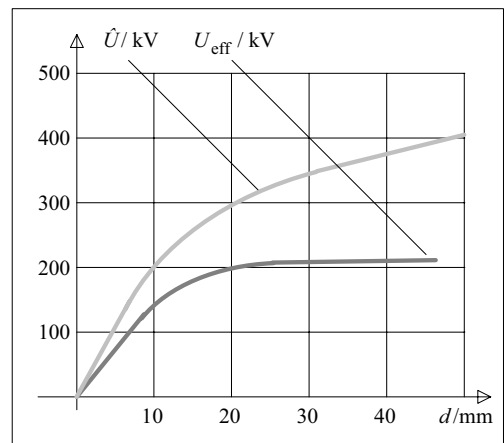


Bild 3.5-2: Wechsel- und Blitzstoßspannungsfestigkeit im Vakuum (nach [316]).

Als Konditionierungsverfahren sind Strom-, Glüh- und Funkenkonditionierung bewährt. Die *Funkenkonditionierung* besteht aus einer größeren Anzahl von Durchschlägen, in deren Verlauf die Durchschlagsspannungen ansteigen. Die *Energie* der Durchschläge muss durch Vorwiderstände so weit begrenzt werden, dass sich keine neuen Mikrospitzen bilden können. Eine (unerwünschte) Verschlechterung der Anordnung wird als *Dekonditionierung* bezeichnet.

Voraussetzung für die relativ hohe elektrische Festigkeit im Vakuum ist die hohe *Qualität des Vakuums*. Schon geringe Gasdichten führen zu einem drastischen Festigkeitsverlust bis hin zum Paschen-Minimum, Bild 3.2-13. Deshalb müssen nicht nur die Elektroden konditioniert werden. Auch andere Bauteile (Schirme, Isolatoren) können adsorbierte Gasschichten enthalten, die durch Ausglühen zu entfernen sind. Auf die Dauer kann die Qualität des Vakuums durch „Getter“-Materialien aus seltenen Erden gehalten werden.

c) Festigkeit bei Wechsel- und Stoßspannung

Die bisherigen Ausführungen zeigen, dass die Festigkeit einer Elektrodenanordnung unter Vakuum von vielen *Parametern* abhängt und deshalb je nach Versuchsaufbau unterschiedlich sein kann.

Bei *sehr kleinen Abständen* ($d < 2\text{ mm}$) geht man von *feldemissionsbedingten* Durchschlägen und konstanter Durchschlagfeldstärke aus. Dies entspricht einer *linearen* Abhängigkeit der Durchschlagsspannung mit dem Elektrodenabstand:

$$U_d \sim d \quad (3.5-2)$$

Für *größere Abstände*, bei denen beschleunigte Partikel den Durchschlag einleiten, nimmt man oft näherungsweise eine wurzelförmigen Abstandsabhängigkeit an. Bild 3.5-2. Genauer ist die Einführung eines Exponenten α :

$$U_d \sim (d/\text{mm})^\alpha \quad (3.5-3)$$

Der Exponent geht jedoch abstandsabhängig von $\alpha = 1$ auf etwa $\alpha = 0,3$ zurück [316].

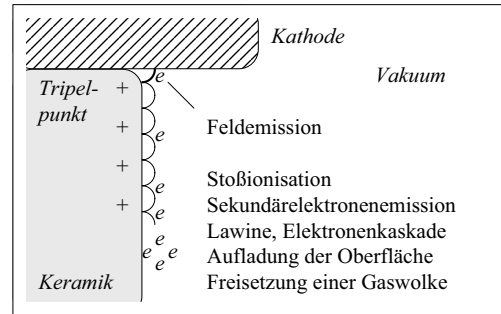


Bild 3.5-3: Reduzierte Oberflächenfestigkeit.

Für den Effektivwert der *Durchschlagswechselspannung* gilt als *grobe Näherung* [67]

$$U_d \approx 30 \text{ kV} \cdot (d/\text{mm})^{1/2} \quad (3.5-4)$$

Die *Stoßspannungsfestigkeit* unterscheidet sich nicht wesentlich von der Wechselspannungsfestigkeit. Als Orientierungswerte werden

$$\hat{U}_d \approx 30 \dots 40 \text{ kV} \cdot (d/\text{mm})^{1/2} \quad \text{für } d < 2\text{ mm}$$

$$\text{und} \quad (3.5-5)$$

$$\hat{U}_d \approx 60 \text{ kV} \cdot (d/\text{mm})^{1/2} \quad \text{für } d > 2\text{ mm}$$

angegeben [67].

Eine genauere Betrachtung des Vakuumdurchschlags zeigt, dass eine ausgeprägte Abhängigkeit vom *Material und Zustand der Elektroden* besteht.

d) Durchschlag entlang von Oberflächen

An *Isolierstoffoberflächen* (Glas, Keramik) ist die Festigkeit durch Emissionsprozesse deutlich reduziert:

Ausgangspunkt sind die *Tripelpunkte* zwischen Metallelektrode, Isolator und Vakuum, Bild 3.5-3. Durch mikroskopische Feldverdrängung reichen vergleichsweise geringe makroskopische Feldstärken für die Emission von Elektronen. An der Isolatoroberfläche können vergleichsweise lose gebundene Elektronen durch Stoßionisation befreit werden (*Sekundärelektronenemission*) und eine Lawine bilden („Elektronen-Kaskade“). Dadurch wird die Oberfläche aufgeladen und adsorbierte Gasschichten werden gelöst und ionisiert.

Maßnahmen zur Steigerung der Festigkeit an Grenzflächen sind v.a.

- die gezielte *Entlastung des Feldes* am Tripelpunkt, um Elektronenemission zu vermeiden,
- die *konische Gestaltung* des Tripelpunktes,
- die *Beschichtung* keramischer Oberflächen mit CuO_2 und Cr_2O_3 ,
- das *Schleifen* der Oberfläche oder
- das *Ausglühen* bei 1000 °C zur Entfernung absorbierter Gasschichten.

Beispiel:

In *Vakuumschaltern* wird die tangentielle Belastung der Keramikoberflächen im Bereich der Tripel-Punkte praktisch vollständig vermieden, indem die Oberflächen weitgehend durch *metallische Schirme* abgedeckt sind, Kap. 7.1.5.3 und Bild 7.1.5-3.

Diese Schirme dienen neben der Feldsteuerung vor allem auch als Schutz gegen den Niederschlag von Metaldampfplasma, der sich ebenfalls nachteilig auf die elektrische Festigkeit der Grenzfläche auswirken würde.

4 Dielektrische Systemeigenschaften

Neben der in Kap. 3 behandelten **elektrischen Festigkeit** gibt es noch *viele weitere wichtige Eigenschaften* von Isolierstoffen:

Die Ausbildung des elektrischen Feldes ist durch **dielektrische Eigenschaften**, d.h. durch verschiedene *Polarisationserscheinungen*, die üblicherweise durch die Kenngrößen *Dielektrizitätszahl* und *Verlustfaktor* beschrieben werden, sowie durch die *Leitfähigkeit* wesentlich mitbestimmt (Kap. 2.4 und 4.1 ff). Sie sollen in Kap. 4 genauer betrachtet werden.

Weitere Eigenschaften wie Oberflächenwiderstand, Kriechstromfestigkeit, Lichtbogenfestigkeit und Hydrophobie beziehen sich auf die **Oberfläche** und weniger auf das Materialvolumen selbst. Materialspezifische Angaben finden sich in Kap. 5.

Darüber hinaus sind Isolierstoffe nach der früher üblichen und sehr zutreffenden Terminologie immer auch „**Baustoffe**“ für Geräte oder Anlagen [81]. Eine Zusammenstellung wichtiger Eigenschaften erfolgte bereits in Kap. 2.2. Das *Eigenschaftsprofil* eines Isolierstoffs muss mit den zu erwartenden *Beanspruchungen* verträglich sein. D.h. *mechanische, thermische und chemische Eigenschaften* sowie ihre *Verarbeitungstechnologie* müssen immer mitberücksichtigt werden und gewinnen in vielen Fällen überragende Bedeutung (Kap. 5).

4.1 Polarisation in Zeit- und Frequenzbereich

In Kap. 2.4.1 wurden die dielektrischen Eigenschaften „Leitfähigkeit“ und „Polarisation“ ohne Berücksichtigung zeitlicher **Übergangsvorgänge** erläutert. Es wurde lediglich erwähnt, dass das Ausrichten von Dipolen, je nach Art des Polarisationsmechanismus, Zeit und Energie benötigt und dass deshalb bei ho-

hen Frequenzen die Dipole dem Feld nicht oder nur verzögert folgen können, Bild 2.4-5. Hieraus ergeben sich weit reichende Konsequenzen, die nachfolgend im Zeit- und im Frequenzbereich behandelt werden:

4.1.1 Beschreibung im Zeitbereich

Die **Systemeigenschaften** eines Dielektrikums können z.B. im Zeitbereich durch eine *Sprungantwortmessung*, d.h. durch einen Spannungs- bzw. Feldstärkesprung

$$E(t) = E \cdot \alpha(t) \quad (4.1-1)$$

ermittelt werden, Bild 4.1-3. $\alpha(t)$ ist der sog. Einheitssprung. $E(t)$ ist die **dielektrische Systemantwort** im Zeitbereich. Durch den Feldsprung wird in einem sehr großen Ladestromimpuls das *Vakuumsfeld* aufgebaut und auf den Elektroden ergibt sich nach Gl. (2.4-7) die Ladungsdichte $\epsilon_0 E$, Bild 4.1-1 (links). Die verzögerte Ausrichtung der Dipole (*Polarisation*) bindet auf den Elektroden zusätzliche Ladung mit einer zeitlich zunehmenden Ladungsdichte $P_i(t)$, Bild 4.1-1 (mittig).

Anmerkung: Üblicherweise gibt es *mehrere Polarisationsmechanismen*, die durch unterschiedliche Indices i zu kennzeichnen sind. Die Polarisation ergibt sich dann aus der Überlagerung der einzelnen Mechanismen:

$$P(t) = \sum_i P_i(t) \quad (4.1-2)$$

Nachdem alle Dipole ausgerichtet sind, fließt ein *stationärer Strom*, Bild 4.1-1 (rechts):

$$J = \kappa \cdot E \quad (4.1-3)$$

Diese Vorgänge können für lineare Materialien mit Hilfe eines **Netzwerkmodells** beschrieben werden, Bild 4.1-2. Der Aufbau des Vakuumsfeldes entspricht der Aufladung der *Vakuumkapazität* C_0 . Der stationäre Strom fließt für $t \rightarrow \infty$ über den *Gleichstromwiderstand* R_∞ . Für die Beschreibung der verzögerten, zeitveränderlichen Polarisation $P_i(t)$ wird angenommen, dass die Änderungsgeschwindigkeit $\partial P_i / \partial t$ der verbleibenden Differenz zwischen $P_i(t)$ und dem stationären Endwert $P_i(\infty)$ proportional ist (Debye-Ansatz):

$$\frac{\partial P_i}{\partial t} = \frac{1}{\tau_i} \cdot [P_i(\infty) - P_i(t)] \quad (4.1-4)$$

Diese Differentialgleichung ergibt eine exponentiell gegen $P_i(\infty)$ strebende Polarisation:

$$P_i(t) = P_i(\infty) \cdot \left[1 - e^{-\frac{t}{\tau_i}}\right] \quad (4.1-5)$$

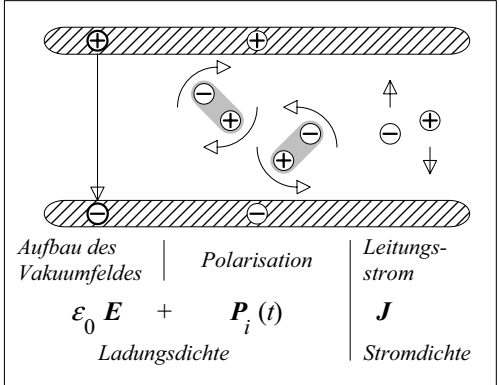


Bild 4.1-1: Physikalische Prozesse in einem Dielektrikum beim Anlegen eines Feldsprunges.

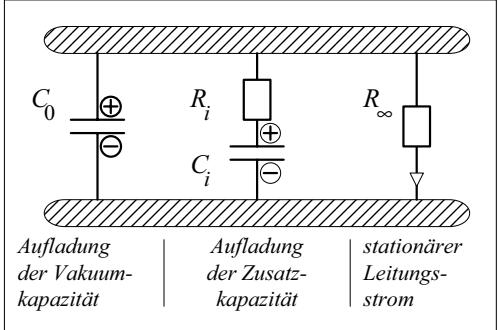


Bild 4.1-2: Netzwerkmodell des Dielektrikums.

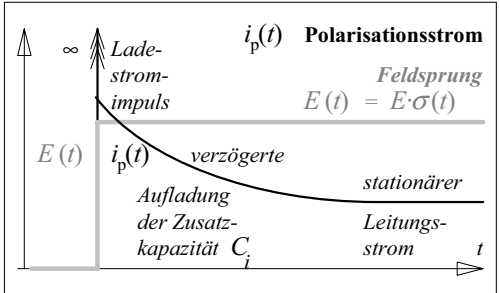


Bild 4.1-3: Dielektrische Systemantwort im Zeitbereich.

Anmerkung: Eine Verallgemeinerung, die über den exponentiellen Ansatz nach Gl. (4.1-4) und (-5) hinausgeht, findet sich im Schrifttum [269]. Die meisten praktischen Probleme lassen sich jedoch mit dem beschriebenen *exponentiellen Ansatz* lösen und anschaulich erklären.

Die Polarisation nach Gl. (4.1-5) entspricht einer exponentiell gegen einen Endwert strebenden Ladungsdichte, die im Netzwerkmodell auch durch die RC-Aufladung einer *Zusatzkapazität* C_i über einen *Widerstand* R_i mit der Zeitkonstanten

$$\tau_i = R_i \cdot C_i \quad (4.1-6)$$

beschrieben wird, Bild 4.1-2 (mittig). Da i.d.R. mehrere Polarisationsmechanismen wirken, muss nach Gl. (4.1-2) summiert werden. Im Netzwerkmodell entspricht dies der Parallelschaltung von RC-Gliedern mit unterschiedlichen Indices i bzw. Parametern R_i und C_i .

Der **Polarisationsstrom** als Antwort auf einen Feldsprung im **Zeitbereich** kann den Elementen des Netzwerkmodells unmittelbar zuge-

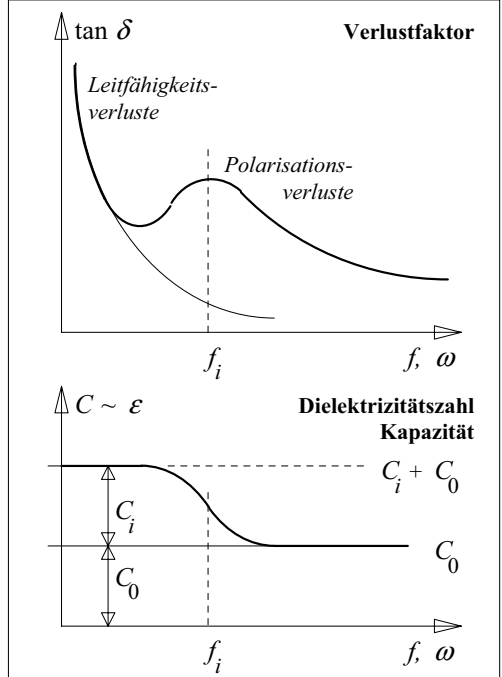


Bild 4.1-4: Dielektrische Kenngrößen im Frequenzbereich.

ordnet werden, Bild 4.1-2 und -3. Er enthält deshalb alle Information, die notwendig ist, um ein dielektrisches Ersatzschaltbild aufzustellen: Durch Integration des Anfangsstromimpulses ergibt sich die Ladung und damit die **Anfangskapazität** C_0 :

$$C_0(\Delta t) = \frac{1}{U} \cdot \int_0^{\Delta t} i_p(t) \cdot dt \quad (4.1-7)$$

Anmerkung: Es handelt sich dabei allerdings nur dann um die **Vakuumkapazität**, wenn das Integrationsintervall so kurz gewählt ist, dass noch keine Polarisationserscheinungen erfasst werden. Das ist praktisch nicht möglich. Es ist deshalb besser von der „**Anfangskapazität**“ (oder „**Hochfrequenzkapazität**“) $C_0(\Delta t)$ zu sprechen, deren Größe vom betrachteten Zeitintervall Δt bzw. den mit erfassten Polarisationsvorgängen abhängt.

Der **Gleichstromwiderstand** R_∞ ergibt sich aus dem stationären Endwert des Polarisationsstromes $i_p(\infty)$:

$$R_\infty = U / i_p(\infty) \quad (4.1-8)$$

Anmerkung: Die in den Vorschriften (z.B. [157]) vorgesehene Messung des Durchgangs-„Widerstandes“ nach unterschiedlichen, z.T. sehr kurzen Zeiten macht physikalisch keinen Sinn, weil dabei nicht nur der resistive durch R_∞ fließende Strom erfasst wird sondern zusätzlich auch der polarisierende Strom in einem unbekannten Übergangszustand, d.h. also auch der Ladestrom der Zusatzkapazitäten C_i .

Die für Polarisationserscheinungen stehenden **Polarisations-Ersatzelemente** R_i und C_i können ebenfalls aus dem Polarisationsstrom ermittelt werden: Bei $t = \Delta t$ ist der Anfangsstromimpuls abgeklungen und der Polarisationsstrom ist im wesentlichen der über den **Widerstand** R_i fließende Ladestrom der noch ungeladenen Kapazität C_i . Der stationäre Stromanteil über R_∞ ist abzuziehen:

$$R_i = \frac{U}{i_p(\Delta t) - i_p(\infty)} \quad (4.1-9)$$

Sind *mehrere Polarisationsmechanismen* zu berücksichtigen, tritt anstelle eines einzelnen Elementes R_i die **Parallelschaltung mehrerer Widerstände** R_i .

Die **Kapazität** C_i kann (allerdings nur bei einem einzelnen dominierenden Polarisationsmechanismus) aus der *Zeitkonstante* des Stromabfalls nach Gl. (4.1-6) ermittelt werden. Überlagern sich mehrere Polarisationsmechanismen kann die *Summe der Zusatzkapazitäten* aus der geflossenen Gesamtladung durch Integration des Ladestromes ermittelt werden:

$$\sum_i C_i = \frac{1}{U} \cdot \int_{\Delta t}^{\infty} [i_p(t) - i_p(\infty)] \cdot dt \quad (4.1-10)$$

Vollständige dielektrische Ersatzschaltbilder können durch sogenanntes „*Kurven-Fitting*“, d.h. durch Approximation der gemessenen Polarisationsströme $i_p(t)$ mit Hilfe von Exponentialfunktionen ermittelt werden, die dann jeweils mit einem *RC-Glied* nachzubilden sind [229], [230].

Bisher wurde angenommen, dass die abnehmenden Polarisationsströme als **Ladeströme** von Zusatzkapazitäten C_i zu interpretieren sind und nicht etwa als zeitlich **veränderliche Leitfähigkeiten** (was z.B. durch Ionenwanderung bei Öl denkbar ist, Kap. 4.2.2.2 und 4.3.2.2).

Diese beiden Möglichkeiten können nach Abschalten der Spannung und Kurzschluss des Messobjektes durch Messung des **Depolarisationsstromes** bzw. Entladestromes $i_d(t)$ unterschieden werden. Im Falle des linearen Systems nach Bild 4.1-2 wird der Depolarisationsstrom aus den vollständig geladenen Kapazitäten C_i gespeist und entspricht dem zeitlichen Verlauf des Ladestromes i_p . Er zeigt also die durch Polarisation **gespeicherte Ladung** an.

Aus der *Differenz* der zeitlich übereinander geschobenen Ströme $i_p(t)$ und $i_d(t+t_L)$ ergibt sich der *Anteil des Leitungsstromes* sowie die **Leitfähigkeit**, vgl. Bild 4.2-8 und Gl. (4.2-6d).

Anmerkung: Polarisationsstrommessungen werden u.a. eingesetzt, um **Materialeigenschaften** für Isolationsauslegungen zu ermitteln, Kap. 7.2. Eine andere wichtige Anwendung ist die **dielektrische Diagnose** von Betriebsmitteln. Dabei werden aus Strommessungen Ersatzelemente berechnet, um auf Befeuchtungs- oder Alterungszustände zu schließen, Kap. 6.4.7.6.

4.1.2 Beschreibung im Frequenzbereich

In Analogie zur Beschreibung dielektrischer Eigenschaften im Zeitbereich ist eine Betrachtung im **Frequenzbereich** auf der Grundlage der Bilder 4.1-1 und -2 möglich:

Durch Transformation von Gl. (4.1-4) und (-5) in den Frequenzbereich ergibt sich eine komplexe Polarisierung $\underline{P}$ bzw. eine *komplexe Dielektrizitätszahl* $\underline{\epsilon}^*$, Kap. 4.2.4. Der Realteil beschreibt im wesentlichen die Abhängigkeit von **Kapazität** C bzw. **Dielektrizitätszahl** ϵ von der Frequenz f oder der Kreisfrequenz ω , Bild 4.1-4 (unten). Der Imaginärteil beschreibt eine zusätzliche, von den *dielektrischen Verlusten* hervorgerufene Phasenverschiebung δ zwischen Spannung (Erregung) und Strom (Antwort). Phasenverschiebung und Verluste werden üblicherweise durch den **Verlustfaktor** $\tan \delta$ angegeben, der dem Verhältnis von Verlustleistung zu kapazitiver Ladeblindleistung entspricht, Bild 4.1-4 (oben). Die Aufnahme dieser Größen (insbesondere der komplexen Dielektrizitätszahl) über der Frequenz ergibt die **dielektrische Systemantwort** im Frequenzbereich.

Die Größen des Frequenzbereichs haben traditionell eine große Bedeutung bei der Beschreibung von Dielektrika. Die Zusammenhänge sind in Kap. 4.2.3 ausführlich erläutert.

Die *Frequenzabhängigkeiten* lassen sich mit Hilfe der Bilder 4.1-1 und -2 anschaulich erklären:

Bei *sehr hohen Frequenzen* können die Dipole dem schnell wechselnden Feld nicht folgen und es wird nur das Vakuumfeld aufgebaut. Im Netzwerkmodell entspricht dies einem dominierenden Verschiebungsstrom durch C_0 . Eine Kapazitätsmessung bei sehr hohen Frequenzen würde deshalb nur den Wert C_0 ergeben, der Verlustfaktor strebt gegen Null, Bild 4.1-4.

Bei *sehr niedrigen Frequenzen* können alle Dipole dem Feld unverzögert folgen. Dadurch wird auf den Elektroden zusätzliche Ladung

gebunden. Im Netzwerkmodell entspricht dies einer Aufladung aller Kapazitäten $C_0 + C_i$ bzw. $C_0 + \Sigma_i C_i$. Eine Kapazitätsmessung bei sehr niedrigen Frequenzen würde also den Wert der Kapazitätssumme ergeben, Bild 4.1-4. Der Verlustfaktor strebt gegen Unendlich, weil im Verhältnis aus Verlustleistung zu Blindleistung die Blindleistung $\omega C_0 U^2$ gegen Null strebt, die Verluste bleiben als Stromwärmeverluste U^2/R_∞ weitgehend konstant.

Bei *mittleren Frequenzen* folgen die Dipole dem Feld verzögert und leisten mechanische Arbeit, die dem Medium als Wärme (die sog. dielektrische Verlustwärme) zugeführt wird. Im Netzwerkmodell entspricht dies den Verlusten des Ladestromes in R_i . Eine Kapazitätsmessung würde einen mittleren Wert ergeben. Der Verlustfaktor zeigt im Übergangsbereich ein Maximum der Polarisationsverluste, Bild 4.1-4.

4.2 Dielektrische Kenngrößen

Nachfolgend werden die in der Praxis wichtigen dielektrischen Kenngrößen *Dielektrizitätszahl* ϵ_r (Kap. 4.2.1), *Leitfähigkeit* κ (Kap. 4.2.2), *Verlustfaktor* $\tan \delta$ (Kap. 4.2.3) und *komplexe Dielektrizitätszahl* $\underline{\epsilon}^*$ (Kap. 4.2.4) für Isolierstoffe betrachtet. Die **Messung** der dielektrischen Kenngrößen wird in Kap. 6.4.1 beschrieben.

Unter dem Sammelbegriff **Isolierstoffe** werden dabei sehr verschiedene Stoffe zusammengefasst, die eine gemeinsame Eigenschaft aufweisen: eine vergleichsweise *geringe Leitfähigkeit*, Bild 4.2-1. Dabei kann man noch deutlich zwischen Gasen und festen bzw. flüssigen Isolierstoffen unterscheiden.

Gase besitzen sehr *ideale dielektrische Eigenschaften*: Neben der extrem niedrigen Leitfähigkeit κ sind vor allem die konstante Dielektrizitätszahl $\epsilon_r \approx 1$ und die niedrigen Verluste zu nennen.

Feste und flüssige Dielektrika sind durch einige gemeinsame Merkmale geprägt:

- Die *Leitfähigkeit* ist i.d.R. 3 bis 6 Größenordnungen höher als bei Gasen.
- *Dielektrizitätszahlen* sind i.d.R. größer als 2 und für die gängigen Isolierstoffe kleiner als 7. Es gibt allerdings Stoffe mit wesentlich größeren Werten, Bild 4.2-2.
- Dielektrizitätszahl, Leitfähigkeit und Verluste sind von *Temperatur*, *Frequenz* und *Beanspruchungsdauer* abhängig.
- Die *Verluste* steigen mit der Temperatur und sind bei Wechselspannung höher als bei Gleichspannung.
- Die *elektrische Festigkeit* ist bei Wechselspannungsbeanspruchung niedriger als bei Gleich- und Stoßspannungsbeanspruchung.

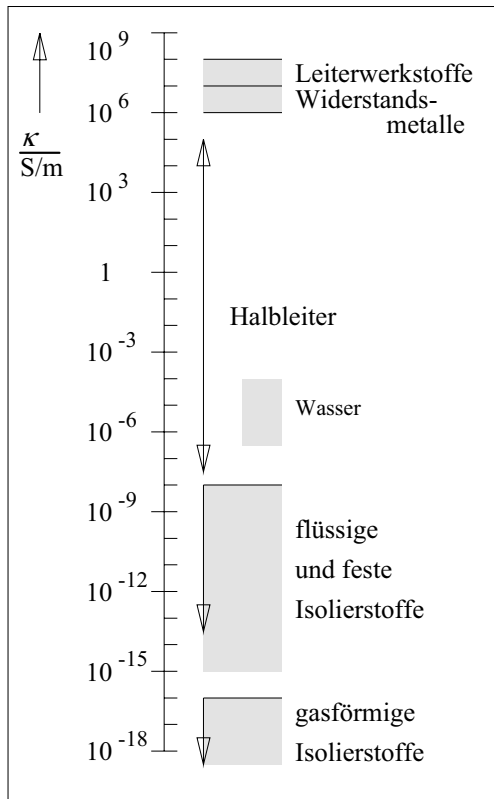


Bild 4.2-1: Elektrische Leitfähigkeit für Leiter, Halbleiter und Isolierstoffe.

4.2.1 Dielektrizitätszahl ϵ_r

Das Zustandekommen von relativen Dielektrizitätszahlen $\epsilon_r > 1$ durch **Polarisation** von Ladungsträgern und elektrischen Dipolen im Isolierstoff wurde bereits in Kap. 2.4.1.2 ausführlich erläutert. Hier sollen Orientierungswerte für technisch wichtige Stoffe und ihre grundsätzliche Abhängigkeit von verschiedenen Einflussgrößen zusammengestellt werden.

4.2.1.1 Polarisationsmechanismen

Stoffe, die weder nennenswerte Orientierungspolarisation noch Gitterpolarisation aufweisen, haben Dielektrizitätszahlen im Bereich von 2. Hierzu gehören z.B. Mineralöl und viele thermoplastische Kunststoffe mit symmetrischen unpolaren Molekülen, Bild 4.2-2.

Zahlreiche organische Isolierstoffe mit komplexeren und stärker polarisierbaren Molekülen und Gruppen haben aufgrund von **Orientierungspolarisation** höhere Dielektrizitätszahlen bis etwa $\epsilon_r = 7$. Wichtige Beispiele sind die Zellulose, duroplastische Gießharze (z.B. Epoxidharz) und eine Reihe von thermoplastischen Kunststoffen. Extreme Werte werden z.B. bei Wasser ($\epsilon_r = 81$) oder Glycerin ($\epsilon_r = 40$) erreicht.

In vielen anorganischen Isolierstoffen führt die **Gitterpolarisation** zu erheblich erhöhten Dielektrizitätszahlen bis etwa $\epsilon_r = 10$.

In quer geschichteten Dielektrika (z.B. in Kondensatoren oder in Transformatoren mit Pressspanbarrieren in Öl), in Materialien mit Füllstoffen (z.B. Epoxidharz mit Quarzmehl) und in Mischdielelektrika bestehen *Grenzflächen zwischen Teilkapazitäten* mit unterschiedlichen Eigenzeitkonstanten ϵ/κ (vgl. Bild 2.1-16). Bei sehr niedrigen Frequenzen werden nur die *höher isolierenden Teilkapazitäten* geladen, so dass sich eine hohe Kapazität bzw. eine hohe resultierende Dielektrizitätszahl ergibt. Wegen der an den Grenzflächen konzentrierten Ladung spricht man von **Grenzflächenpolarisation** (vgl. Bild 2.4-23).

4.2.1.2 Frequenzabhängigkeit (Dispersion)

Bild 4.2-3 stellt den grundsätzlichen Verlauf von Dielektrizitätszahl ϵ_r und Polarisationsverlusten über der Frequenz aus Sicht der Elektrotechnik und der Optik für verschiedene Polarisationsmechanismen dar. Die Verläufe entsprechen den in Kap. 4.1.2 und Bild 4.1-4 am Beispiel eines einzigen Polarisationsmechanismus erläuterten Zusammenhängen.

In Mischdielektrika mit **Grenzflächenpolarisation** (d.h. mit Umladung der besser isolierenden Teilkapazitäten) entstehen mit zunehmender Frequenz Stromwärmeverluste, weil die besser isolierenden Teilkapazitäten über die Widerstände der besser leitfähigen Teilkapazitäten umgeladen werden. Schließlich nehmen Gesamtkapazität, resultierende Dielektrizitätszahl und Verluste wieder ab, wenn in allen Teilkapazitäten der Verschiebungsstrom gegenüber dem Leitungsstrom überwiegt, so dass die Reihenschaltung der Teilkapazitäten wirksam wird, Bild 4.2-3.

Mit steigender Frequenz können die Dipole dem Feld nicht mehr unverzögert folgen, die Dielektrizitätszahl nimmt ab, Bild 2.4-5.

Das Aussetzen der verschiedenen Polarisationsmechanismen erfolgt stufenweise bei unterschiedlichen Frequenzen von der **Orientierungspolarisation** über die **Gitterpolarisation** bis zur **Atompolarisation**, Bild 4.2-3. Insbesondere das Aussetzen der Orientierungspolarisation kann je nach Größe und Beweglichkeit der polarisierbaren Molekülgruppen in mehreren Stufen erfolgen.

Anmerkung: Bei sehr hohen Frequenzen beschreibt man die Frequenzabhängigkeit (Dispersion) nicht mehr durch die Dielektrizitätszahl ϵ_r als Funktion der Frequenz sondern mit den Größen der Optik als *Brechungsindex* n über der Wellenlänge. Grundsätzlich gilt

$$\epsilon_r = n^2. \quad (4.2-1)$$

Beispiel: Wasser

Wasser hat im Bereich des sichtbaren Lichtes einen Brechungsindex $n = 1,333$. Dies entspricht einer Dielektrizitätszahl $\epsilon_r = n^2 = 1,8$. Bei niedrigen (elektrotechnischen) Frequenzen gilt jedoch wegen der sehr ausgeprägten Orientierungspolarisation des Wassermoleküls $\epsilon_r = 81$. Im Bereich von Mikrometerwellen treten starke Polarisationsverluste auf, die in sog. „Mikrowellen“-Herden zum dielektrischen Erwärmen wasserhaltiger Medien eingesetzt werden.

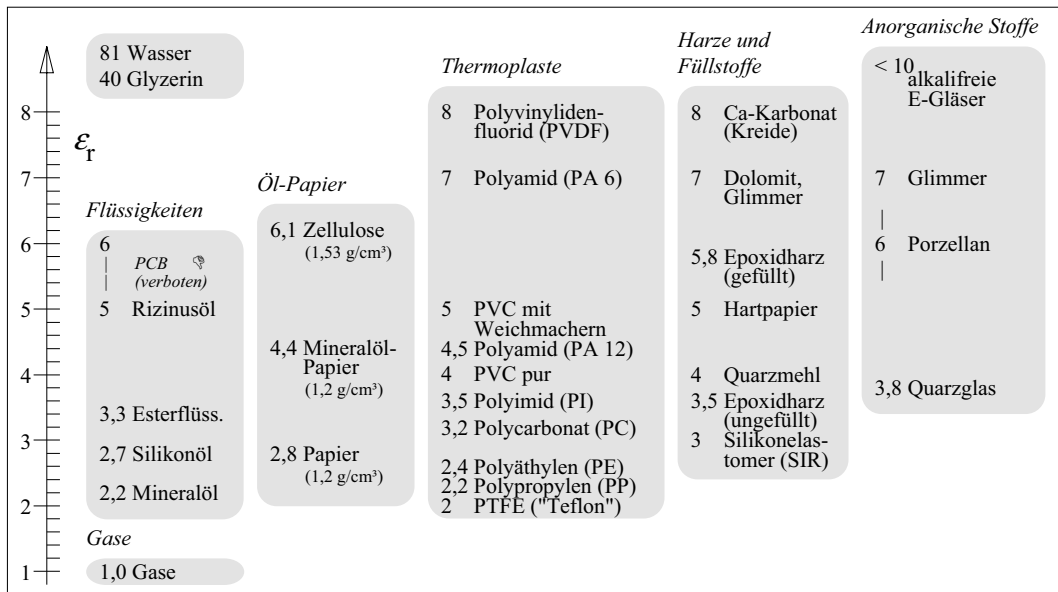


Bild 4.2-2: Dielektrizitätszahlen technisch wichtiger Stoffe bei technischen Frequenzen (bis 1 MHz) und unter Normalbedingungen ($T = 20^\circ\text{C}$, $p = 1\text{ bar}$) als Orientierungswerte.

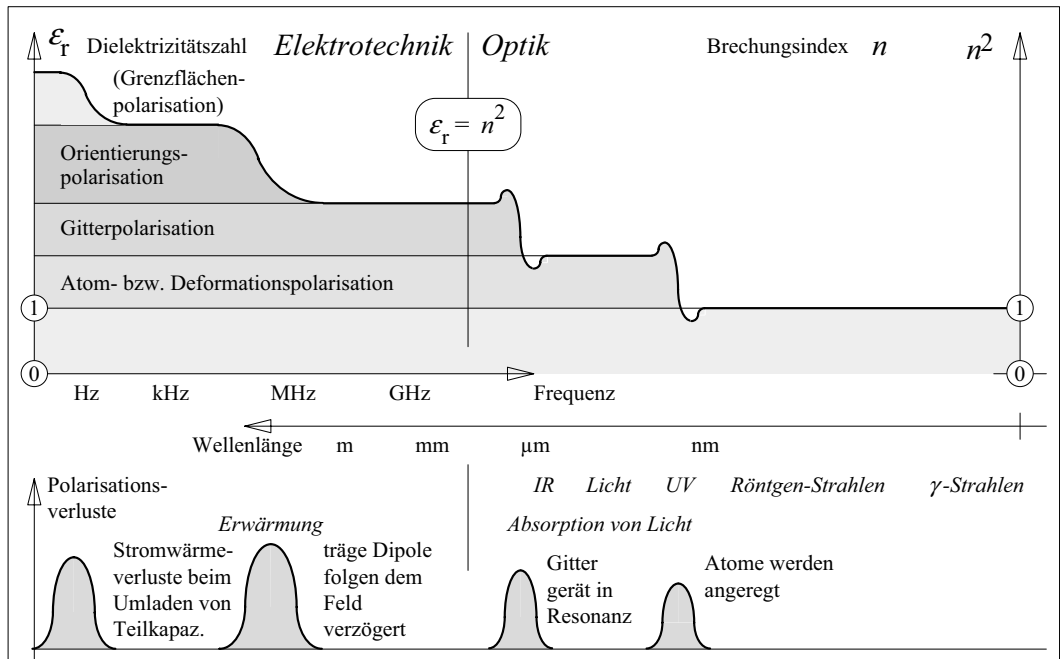


Bild 4.2-3: Dispersion (Frequenzabhängigkeit) der Dielektrizitätszahl und der Polarisationsverluste aus Sicht der Elektrotechnik (von links) und aus Sicht der Optik (von rechts), schematische Darstellung.

4.2.1.3 Temperaturabhängigkeit

Die Temperaturabhängigkeit der Dielektrizitätszahl ϵ_r wird hauptsächlich durch die *Orientierungspolarisation* verursacht, vgl. Bild 2.4-5. Mit steigender Temperatur werden die zunächst „eingefrorenen“ Dipole *beweglicher*, so dass Orientierungspolarisation einsetzen kann. Die Dielektrizitätszahl steigt häufig in mehreren Stufen an, entsprechend dem „Auf-tauen“ verschiedener Polarisationsmechanismen, Bild 4.2-4. Dabei kann es auch zu Veränderungen der Leitfähigkeiten und zum Einsetzen von *Grenzflächenpolarisation* kommen.

Mit den Stufen im Verlauf der Dielektrizitätszahl ϵ_r korrespondieren Maxima des *Verlustfaktors* $\tan \delta$, die jedoch oft in der Summenkurve nicht mehr oder nur noch schwach erkennbar sind, Bild 4.2-4. Bei höheren Temperaturen dominiert der Einfluss der stark ansteigenden *Leitfähigkeit*. Bei weiterer Temperaturerhöhung stört die *Wärmebewegung* die Ausrichtung der Dipole, ϵ_r nimmt wieder ab, Bild 2.4-4.

Häufig ergeben sich Anstiege der Dielektrizitätszahl bei einer *Umwandlung des Stoffgefüges*, z.B. in der Nähe der Glasumwandlungstemperatur T_g .

Beispiel: Epoxidharz

Das duroplastische Epoxidharz verliert oberhalb der *Glasumwandlungstemperatur* T_g erheblich an mechanischer Festigkeit, ohne zu schmelzen. Durch die Erweichung werden auch polare Molekülgruppen leichter beweglich, ϵ_r steigt deutlich an. Je nach Epoxidharz liegt T_g oberhalb von etwa 100 °C, schon bei Temperaturerhöhungen von 20 °C auf 80 °C ergeben sich Anstiege der Dielektrizitätszahl bis zu 20 %.

4.2.1.4 Feldstärkeabhängigkeit

In manchen Fällen steigen Dielektrizitätszahl und Verlustfaktor mit zunehmender Feldstärke deutlich an.

Beispielsweise wird bei *ungefüllten Epoxidharzen* schon bei Feldstärken von ca. 42 kV/mm (d.h. bei etwa 20 bis 50 % der Durchschlagsfeldstärke) ein Anstieg der Dielektrizitätszahl um ca. 10 bis 12 % beobachtet ($T = 20$ °C), bei 80 °C erhöhen sich diese Werte auf ca. 15

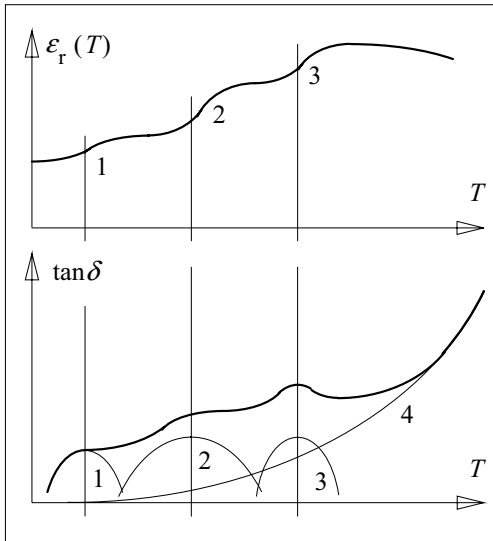


Bild 4.2-4: Temperaturabhängigkeit von Dielektrizitätszahl und Verlustfaktor für einen Stoff mit drei verschiedenen Polarisationsmechanismen (1 bis 3) und mit Leitfähigkeitsanstieg (4).

bis 20 % [16]. Durch Verwendung von Füllstoffen können die Feldstärkeabhängigkeiten reduziert werden.

4.2.1.5 Mischdielektrika

In geschichteten Dielektrika und in Stoffmischungen kann die *resultierende Dielektrizitätszahl* $\epsilon_{r\text{res}}$ aus den Dielektrizitätszahlen der Komponenten berechnet werden.

Für ein quer **geschichtetes Dielektrikum** mit n Schichten ergibt sich $\epsilon_{r\text{res}}$ mit Gl. (2.4-28) aus der resultierenden Kapazität:

$$\epsilon_{r\text{res}} = d / \{d_1/\epsilon_{r1} + \dots + d_n/\epsilon_{rn}\} \quad (4.2-2)$$

Bei **Stoffmischungen** ergibt sich die resultierende Dielektrizitätszahl aus den relativen Volumenanteilen v_1 bis v_n näherungsweise nach der empirisch begründeten *Lichtenecker-schen Mischungsregel*:

$$\ln \epsilon_{r\text{res}} = v_1 \cdot \ln \epsilon_{r1} + \dots + v_n \cdot \ln \epsilon_{rn} \quad (4.2-3)$$

Anmerkung: Mit Hilfe der Gl.en (4.2-2) und (-3) kann auch der *Temperaturkoeffizient* von $\epsilon_{r\text{res}}$ durch Ableitung nach der Temperatur T aus den Temperaturkoeffizienten der Stoffkomponenten ermittelt werden. Durch

Wahl von Werkstoffen mit positivem und negativem Koeffizienten ist somit eine *Kompensation der Temperaturabhängigkeiten* möglich. Hiervon wird bei der Fertigung von temperaturstabilen Kondensatoren Gebrauch gemacht.

Die Gl.en (4.2-2) und (-3) gelten unter der Annahme eines überwiegenden dielektrischen Verschiebungsfeldes. Bei sehr langsam veränderlichen Vorgängen (bzw. bei gut leitfähigen Mischungsbestandteilen) ergeben sich höhere Kapazitäten bzw. *höhere resultierende Dielektrizitätszahlen*, wenn die besser leitfähigen Teilkapazitäten als kurzgeschlossen angesehen werden können (**Grenzflächenpolarisation**). In Gl. (4.2-2) kann dieser Grenzfall durch ein $\epsilon_{rk} \rightarrow \infty$ berücksichtigt werden. In Gl. (4.2-3) ergibt $\epsilon_{rk} \rightarrow \infty$ kein sinnvolles Ergebnis.

4.2.2 Leitfähigkeit κ

Unter Leitfähigkeit versteht man im engeren Sinne die sog. *Gleichstromleitfähigkeit*, die sich nach Kap. 4.1.1, Gl. (4.1-8) und Bild 4.1-3 aus dem **Endwert** des Polarisationsstromes ermitteln lässt. Leitfähigkeiten im weiteren Sinne, die (vorzeitig) aus Polarisationsströmen nach endlichen Zeiten ermittelt werden, sollten eigentlich als „*scheinbare Leitfähigkeiten*“ bezeichnet werden, weil in ihre Berechnung noch polarisierende Stromanteile eingehen.

Bei Beanspruchungen mit *Gleichspannung*, bei *Übergangsvorgängen* und bei Wechselspannungen *niedriger Frequenz* wird die Ausbildung des *elektrischen Feldes* von den Leitfähigkeiten κ (mit)bestimmt, wenn der Leitungsstrom nicht gegen den Verschiebungsstrom vernachlässigt werden kann (vgl. Kap. 2.4.4). Außerdem führt die Leitfähigkeit bei Wechselspannung zu *Verlusten*, die bei höheren Temperaturen oft gegenüber den Polarisationsverlusten dominieren (vgl. Kap. 4.2.3).

Die Leitfähigkeit wird durch frei bewegliche Ladungsträger verursacht, sie ist in Isolierstoffen vergleichsweise gering, Bild 4.2-1. Für die Vielzahl der Leitungsprozesse hat sich die Unterscheidung in **Ionenleitung** und **Elektronenleitung** eingebürgert [16].

4.2.2.1 Leitfähigkeit in Gasen

In *Gasen* besteht eine sehr geringe Leitfähigkeit durch eine geringe Zahl von Ionen, die durch Stoßionisation infolge von Strahlung entstehen (vgl. Kap. 3.2 und Bild 3.2-1). Strahlung kann die Leitfähigkeit von Gasen um viele Größenordnungen erhöhen, was für Strahlungsmessungen ausgenutzt werden kann.

Für Luft unter Normalbedingungen wird bei sehr niedrigen Feldstärken eine **Anfangsleitfähigkeit** von $\kappa_{\text{anf}} = 2,5 \cdot 10^{-14}$ bis $5 \cdot 10^{-14}$ S/m genannt [16], [24]. Dieser Wert ergibt sich aus dem Gleichgewicht zwischen Ladungsträgergeneration und -rekombination. Er ist nur so lange gültig, wie der fließende Strom deutlich unter der *Generationsrate* für neue Ladungsträger bleibt. Für atmosphärische Luft in der Nähe der Erdoberfläche beträgt die Generationsrate $\partial n / \partial t = 1 / \text{s cm}^3$. Mit der Elementarladung $e = 1,6 \cdot 10^{-19}$ As und der Luftspaltweite d folgt daraus der **Sättigungsstrom**

$$\begin{aligned} J_{\text{sat}} &= e (\partial n / \partial t) d \\ &= 1,6 \cdot 10^{-19} \text{ A/cm}^2 \text{ d/cm}, \end{aligned} \quad (4.2-4)$$

der für $d = 10$ cm etwa dem Näherungswert

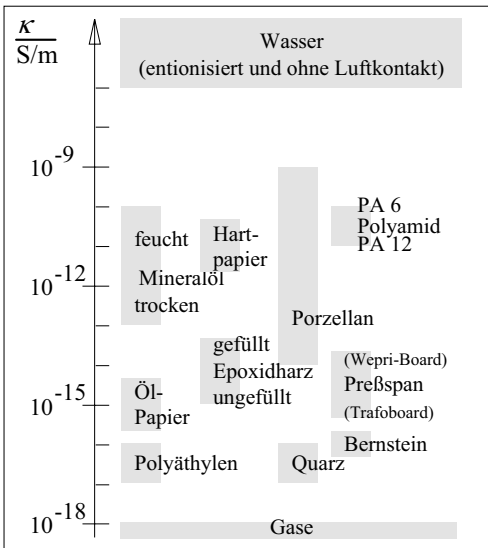


Bild 4.2-5: Leitfähigkeiten bei Raumtemperatur (Größenordnungen [2], [16], [82], ohne Berücksichtigung diverser Parameter, s. Text).

nach Gl. (3.2-1) entspricht. Der Sättigungsstrom wird gemäß $E_{\text{sat}} = J_{\text{sat}} / \kappa_{\text{anf}}$ bereits bei Feldstärken im Bereich von V/m erreicht, also weit unter isolationstechnisch relevanten Werten. Bei höheren Feldstärken sind Leitfähigkeiten gemäß $\kappa = J_{\text{sat}} / E$ mit dem konstanten Sättigungsstromwert zu schätzen, woraus sich *extrem niedrige Werte* (Bild 4.2-5) und eine *starke Nichtlinearität* ergeben.

Anmerkung: Die Leitfähigkeit von Gasen steigt durch Ionisierung stark an. Diese kann z.B. durch *Photoionisation* durch Strahlung, durch *Stoßionisation* bei hohen Feldstärken (etwa ab 25 kV/mm in Normalluft, vgl. Kap. 3.2) oder durch *Thermoionisation* bei hohen Temperaturen (z.B. in der Umgebung von Zündkerzen in Verbrennungsmotoren) hervorgerufen werden.

4.2.2.2 Leitfähigkeit in Flüssigkeiten

In Flüssigkeiten überwiegt die *Ionenleitung*. Positive und negative Ionen bilden sich durch Dissoziation von Verunreinigungen. Freie Elektronen spielen erst bei hohen Feldstärken eine Rolle, bei niedrigen Feldstärken werden sie an Moleküle gebunden oder rekombinieren mit positiven Ionen.

Bei Sprungantwortmessungen an Flüssigkeiten ergeben sich fallende Stromverläufe, Bild 4.2-6. Es handelt sich dabei aber **nicht** um *Polarisationsvorgänge* gemäß Bild 4.1-2 und -3, sondern vielmehr um eine *zeitlich veränderliche Leitfähigkeit durch Ionendrift*.

Der Nachweis kann durch *Depolarisationsstrommessungen* erbracht werden, die z.B. bei typischen Isolierölen schon nach wenigen Sekunden sehr kleine Ströme liefern. D.h. das *Öl speichert dann praktisch keine Ladung*. Der bei anliegender Spannung gemessene Strom ist somit nach wenigen Sekunden praktisch *ausschließlich* auf die **Leitfähigkeit** zurückzuführen [270], [271].

Isolieröle zeigen bei niedriger Feldstärke eine **Anfangsleitfähigkeit**, die sich aus einem Gleichgewicht zwischen Generation und Rekombination von Ladungsträgern ergibt. Da in einem *Wechselfeld* in der Summe kein Abtransport der Ladungsträger erfolgt, bleibt die

Anfangsleitfähigkeit erhalten und man spricht auch von **Wechselstromleitfähigkeit**.

Bei anliegender *Gleichspannung* wandern die Ladungsträger zu den Elektroden, Ladungsträgerdichte und Leitfähigkeit nehmen ab, Bild 4.2.6. Die Anzahl der Ionen nimmt exponentiell ab. Die Zeitkonstante bzw. die **Transitzeit** τ ist von der Ionenbeweglichkeit k , der Ölspaltsweite d und der Feldstärke E abhängig:

$$\tau = k \cdot d / E \quad (4.2-5)$$

Damit wird die **Leitfähigkeit der Flüssigkeit** nicht nur abhängig von *Temperatur* (über die Ionenbeweglichkeit) sondern auch von *Zeit*, von *Feldstärke* und von *Ölspaltsweite*!

Beispiel: Bei einem neuwertigen Isolieröl wurde bei $E = 1 \text{ kV/mm}$, $d = 2 \text{ mm}$ und Raumtemperatur eine Transitzeit von $\tau = 6 \text{ s}$ gemessen [271]. In *HGÜ-Isolationen* gibt es, in Feldrichtung gesehen, wesentlich längere Ölspalte im Bereich von Zentimetern, so dass *Transitzeiten* im Bereich einiger *Minuten* möglich sind.

Nach Abzug der Ionen stellt sich bei anliegender *Gleichfeldstärke*, die zum permanenten Abzug von Ionen führt, ein *neues Gleichgewicht* auf *niedrigerem Leitfähigkeitsniveau* ein, das auch als **Gleichstromleitfähigkeit** bezeichnet wird, Bild 4.2-6.

Dieser **Leitfähigkeitsendwert** ist extrem feldstärkeabhängig, weil bei Feldstärken oberhalb von 2 bis 3 kV/mm eine stark erhöhte Erzeugung neuer Ladungsträger einsetzt [82], [271],

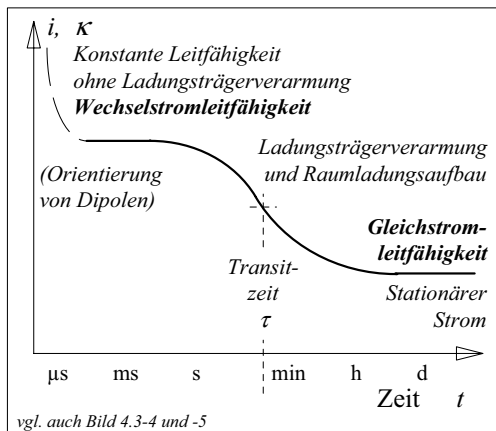


Bild 4.2-6: Abnahme von Strom bzw. Leitfähigkeit mit der Beanspruchungszeit t in einer Flüssigkeit.

Bild 4.2-7. Das angedeutete *Minimum der Leitfähigkeit* ergibt sich aus den gegenläufigen Effekten einer Ladungsträgerverarmung und einer Generierung freier Ladungsträger mit steigender Feldstärke, vgl. auch Kap.4.3.2.2 und Bild 4.3-5.

Anmerkung: In **gealtertem Öl** ergeben sich erhöhte Leitfähigkeiten aufgrund von Säuren und über die Elektroden aufgenommenen Metallionen. Dadurch kann die beschriebene Leitfähigkeitsänderung u.U. überdeckt werden.

Die Beschreibung der Leitfähigkeitsänderungen durch (nichtlineare) **Ersatzschaltbilder** erfolgt in Kap. 4.3.2.2 mit Bild 4.3-4 und -5.

4.2.2.3 Leitfähigkeit in festen Stoffen

Auch in *festen Stoffen* findet Ladungstransport bei niedrigen Feldstärken vorwiegend durch Ionenleitung statt. Bei hohen Feldstärken in der Nähe der elektrischen Festigkeitsgrenze kommt auch Elektronenleitung hinzu.

In **Sprungantwortmessungen** ist bei Raumtemperatur die Leitfähigkeit als *stationärer Endwert* aber oft erst nach vielen Stunden erkennbar, weil die Ströme auch nach langen Zeiten noch von *Polarisationserscheinungen* dominiert werden.

Anmerkung: Bei höheren Temperaturen sind die Endwerte früher zu erkennen.

Bei Annahme *linearer Systemeigenschaften*

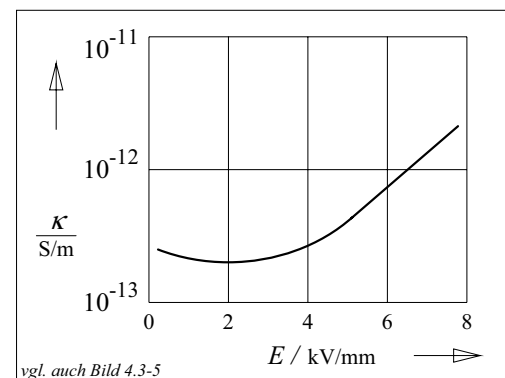


Bild 4.2-7: Feldstärkeabhängigkeit der Leitfähigkeit von Mineralöl bei Raumtemp. [82], [271].

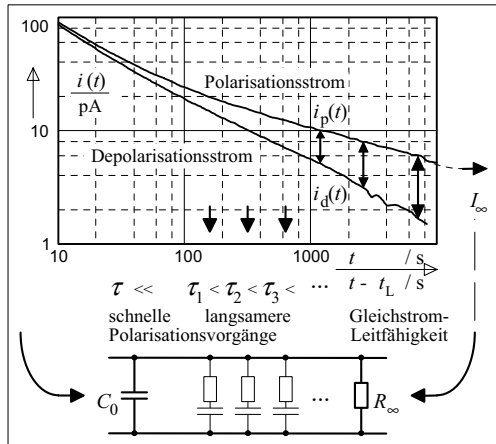


Bild 4.2-8: PDC-Messung und Modellbildung.

können aus der Sprungantwort trotzdem die Materialeigenschaften ermittelt werden, indem der Stromverlauf für $t > 0$ mit Exponentialfunktionen approximiert und mit RC-Gliedern in Beziehung gesetzt wird, vgl. Bild 4.2-8 sowie Kap. 4.1.1 mit Bild 4.1-2. Dabei ist die gesamte Information in einer einzigen Messung enthalten.

$$i_p(t) = \frac{U}{R_\infty} + \sum_i \left(\frac{U}{R_i} e^{-\frac{t}{\tau_i}} \right) \quad (4.2-6)$$

Der durch **Leitfähigkeit** verursachte Stromanteil U/R_∞ entspricht einem theoretischen Endwert $i_p(\infty)$, der mit Hilfe des *Depolarisationsstromes* $i_d(t)$ genauer herausgearbeitet werden kann: Nach der Ladezeit $t = t_L$ sind die Ersatzkapazitäten C_i durch Polarisationsstromkomponenten auf unterschiedlich hohe Bruchteile der Diagnosespannung U geladen:

$$u_{C_i}(t_L) = U \cdot \left(1 - e^{-\frac{t_L}{\tau_i}} \right) \quad (4.2-6a)$$

Nach Kurzschluss des Prüflings ergeben sich für $t > t_L$ exponentiell abklingende *Depolarisationsstromkomponenten*, die vom erreichten Ladezustand abhängen und in denen ebenfalls die Systemeigenschaften enthalten sind, mit Ausnahme des Gleichstromwiderstandes R_∞ , der beim Depolarisieren kurzgeschlossen ist:

$$i_d(t) = - \sum_i \left(\frac{u_{C_i}(t_L)}{R_i} e^{-\frac{t-t_L}{\tau_i}} \right) \quad (4.2-6b)$$

Werden Polarisations- und Depolarisationsstrom um t_L gegeneinander verschoben addiert, kompensieren sich zusammengehörende Stromanteile teilweise gegenseitig:

$$\begin{aligned} i_p(t) + i_d(t+t_L) &= \frac{U}{R_\infty} + \sum_i \left(\frac{U}{R_i} e^{-\frac{t}{\tau_i}} - \frac{u_{C_i}(t_L)}{R_i} e^{-\frac{t}{\tau_i}} \right) \\ &\stackrel{(4.2-6a)}{=} \frac{U}{R_\infty} + \sum_i \left(\frac{U}{R_i} e^{-\frac{t+t_L}{\tau_i}} \right) \quad (4.2-6c) \end{aligned}$$

Gl. (4.2-6c) stellt eine wesentlich *bessere Näherung* für den leitfähigkeitsbedingten Endwert des Polarisierungsstromes dar als Gl. (4.2-6), da die exponentiellen Terme kleinere Werte ergeben. Für sehr große Mess- und Ladezeiten, d.h. für $t+t_L \gg \tau_i$ sind die exponentiellen Terme weitgehend vernachlässigbar und es gilt näherungsweise

$$i_p(t) + i_d(t+t_L) \approx \frac{U}{R_\infty} = I_\infty. \quad (4.2-6d)$$

Werden die Beträge der eigentlich zeitlich aufeinander folgenden Ströme $i_p(t)$ und $i_d(t)$ auf der Zeitachse um die Ladezeit t_L gegeneinander verschoben dargestellt, ist der geschilderte systemtheoretische Zusammenhang erkennbar, Bild 4.2-8. Die Summe (bzw. Betragsdifferenz) der beiden Ströme in den um t_L verschobenen Vergleichszeitpunkten lässt einen verbesserten *Schätzwert für den Endwert des Polarisationsstromes* auch schon bei frühen Zeitpunkten t erkennen, Bild 4.2-8 (oben).

a) Ölimprägnierte Zelluloseprodukte

Eine wichtige Stoffgruppe ist ölimprägnierte Zellulose, die in Form von **imprägniertem Isolierpapier** (OIP ölimprägniertes Papier) bzw. **Pressspan** eingesetzt wird. Die nach Gl. (4.2-6d) ermittelten Leitfähigkeiten sind bei trockenen Materialien im Bereich von 1 bis ca.

20 kV/mm nur wenig von der **Feldstärke** abhängig. Darüber wurde eine *Leitfähigkeitszunahme* um ca. 20 % beobachtet, möglicherweise verursacht durch das nichtlineare Verhalten des Isolieröls [271]. Auch unterhalb von 1 kV/mm wurde eine gewisse Nichtlinearität beobachtet [392].

Die Leitfähigkeit von imprägniertem Papier nimmt mit dem **Wassergehalt** w zu. Für befeuchtete Proben kann aufgrund von orientierenden Laboruntersuchungen an neuwertigem Material [234], [231] ein exponentieller Zusammenhang angenommen werden, nach dem der Endwert der Gleichstromleitfähigkeit

$$\kappa_B(\infty) \approx \frac{\kappa_0(\infty)}{K_1} + K_2 \cdot e^{\frac{w}{K_3}} \quad (4.2-7)$$

sowohl vom *Wassergehalt* w der Barrieren als auch von der *Leitfähigkeit des imprägnierenden Öles* $\kappa_0(\infty)$ abhängt, Bild 6.4.7-4. Dem entspricht eine Stromleitung entlang *befeuchteter Fasern* und eine Grundleitfähigkeit aufgrund der *ölgefüllten Kapillaren*.

Anmerkung: Die Konstanten $K_1 = 300$, $K_2 = 0,00018$ pS und $K_3 = 0,714$ % sind lediglich als *Orientierung* für neuwertige Materialien bei *Raumtemperatur* anzusehen. Für andere Temperaturen ist eine exponentielle **Temperaturkorrektur** nach Gl. (4.2-9) erforderlich.

Inzwischen zeigt sich allerdings, dass die Leitfähigkeit möglicherweise auch von der Art der **Befeuchtung** oder der **Verteilung** der Feuchtigkeit in der Probe abhängig ist: Gl. (4.2-7) wurden an Proben ermittelt, die an Luft befeuchtet und nachträglich in Öl versenkt wurden [234], [231]. Werden die Proben zunächst in trockenem Zustand unter Vakuum mit Öl imprägniert und anschließend über den Feuchtigkeitsaustausch mit dem Öl langsam und homogen befeuchtet, zeigt sich in den ersten Ergebnissen eine eher *stufenförmige Zunahme der Polarisationsströme* mit dem Feuchtigkeitsgehalt w , vor allem bis ca. 1 % und oberhalb von ca. 3 % [392].

Es zeigt sich weiterhin, dass Polarisationsströme und Leitfähigkeiten in ölprägnierter

Zellulose auch sehr stark von **Alterungsprodukten** erhöht werden können, je nach Art des Polarisationsmechanismus im Zeitbereich von Sekunden, vgl. Bild 6.4.7-9, und auch nach sehr langen Zeiten [392], vgl. Kap. 6.4.7.6 b).

b) Hochpolymere Stoffe

In *hochpolymeren* Stoffen wie z.B. Poläthylen, Polypropylen oder Epoxidharz ist die Leitfähigkeit vergleichsweise sehr gering, Bild 4.2-5. Frei bewegliche Ionen sind in viel geringerem Maße vorhanden, als etwa in ölprägniertem Pressspan oder Papier.

Auch frei beweglichen Elektronen sind bis zu hohen Feldstärken nicht verfügbar. Vielmehr wird der Ladungstransport durch sogenanntes „Hopping“ der Elektronen von einer Haftstelle zur nächsten verursacht. Dadurch ergibt sich eine extrem verringerte Ladungsträgerbeweglichkeit.

Anmerkung: Das *Bändermodell* mit Valenz- und Leitungsband ist auf hochpolymere Isolierstoffe nicht anwendbar, weil i.d.R. keine regelmäßige Kristallstruktur vorliegt. Zwischen den unbesetzten Leitungsniveaus, in denen die Elektronen nicht mehr an ein bestimmtes Atom gebunden sind, und den besetzten Valenzniveaus existiert aufgrund von Unregelmäßigkeiten der kristallinen Struktur eine große Zahl von *Haftstellen*. Sie sind z.T. mit Elektronen besetzt (Donatorzustände), z.T. aber auch unbesetzt. Für die Stromleitung müssen also nicht die Elektronen aus den tief liegenden Valenzniveaus auf die Leitungsniveaus gehoben werden. Elektronen auf Haftstellen werden auf Leitungsniveaus gehoben und können sich auf anderen Haftstellen wieder festsetzen. Unter der Wirkung des Feldes ergibt sich ein „Hopping“ in Feldrichtung.

Anmerkung: In **Verbundwerkstoffen** ist auch bei hochpolymerem Grundmaterial eine höhere Leitfähigkeit möglich, falls beispielsweise beigemischte Fasern von sich aus oder durch Befeuchtung leitfähig sind. In **Silikonwerkstoffen**, kann je nach Beimischung niedermolekularer Bestandteile (Silane) eine gewisse Ionenleitfähigkeit existieren.

c) Porzellan

Porzellan und Keramik kann in Abhängigkeit von den verwendeten Mischungsbestandteilen eine unterschiedlich hohe Ionenleitfähigkeit aufweisen, die im Vergleich mit anderen Isolierstoffen i.d.R. recht groß ist, Bild 4.2-5.

4.2.2.4 Feldstärke- und Temperatureinfluss

Die Größenordnung der Leitfähigkeiten kann für verschiedene Stoffe allgemein nur sehr ungenau angegeben werden, Bild 4.2-5. Die Leitfähigkeit ist von den **Parametern Beanspruchungszeit, Feldstärke, Temperatur, Feuchtigkeit, Reinheit und Materialzusammensetzung** abhängig. Die Leitfähigkeit kann deshalb unter scheinbar ähnlichen Bedingungen leicht über mehrere Größenordnungen schwanken. Die Bestimmung verlässlicher Werte stellt insbesondere bei Feldberechnungen für HGÜ-Anlagen ein gravierendes Problem dar [7], [10], [82], [271] (vgl. Kap. 2.4.4).

Durch Abzug beweglicher Ladungsträger zu den Elektroden ergibt sich mit der Zeit eine Ladungsträgerverarmung im Isolierstoffvolumen. Sie äußert sich als **Zeitabhängigkeit** der elektrischen Leitfähigkeit, insbesondere bei Flüssigkeiten, vgl. Kap. 4.2.2.3. Leitfähigkeitswerte sind deshalb oft nur schwer vergleichbar.

Mit zunehmender **Feldstärke** ist die Leitfähigkeit zunächst konstant. Bei *Flüssigkeiten* werden sogar Leitfähigkeitsminima bei 1 bis 2 kV/mm beobachtet [271]. Vermutlich werden hier durch das Feld vorhandene Ionen abgesaugt, ohne dass neue Ionen gebildet werden. Bei höheren Feldstärken steigt die Leitfähigkeit in Flüssigkeiten dann durch zusätzliche Ionen infolge von Dissoziationsprozessen und durch Injektion von Elektronen aus der Kathode an, Bild 4.2-7. In Mineralöl erfolgt der Anstieg bei 20 °C etwa ab Feldstärken von 2 kV/mm, bei 70 °C etwa ab 0,8 kV/mm. Für synthetische Isolierflüssigkeiten gelten wesentlich höhere Werte [16]. Näherungsweise gilt bei konstanter Temperatur ein Potenzgesetz mit positivem Exponenten m :

$$\kappa = \kappa_0 \cdot (E/E_0)^m \quad (4.2-8)$$

In *festen Isolierstoffen* ist die Feldstärkeabhängigkeit wesentlich schwächer ausgeprägt.

Bei steigender **Temperatur** wird die Beweglichkeit der Ionen und die Zahl der auf Leitungsniveaus gehobenen Elektronen exponen-

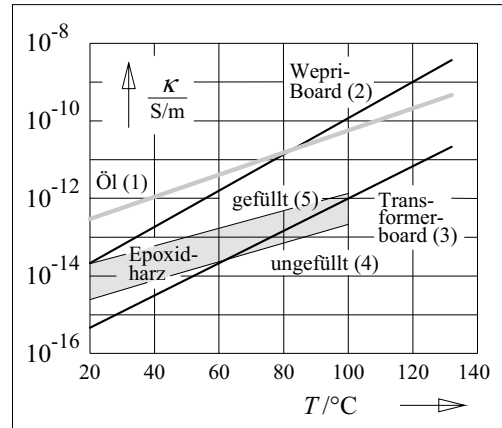


Bild 4.2-9: Temperaturabhängigkeit der Leitfähigkeit bei $E = 0,5 \text{ kV/mm}$ (Niederfeldbereich):

- (1) Mineralöl, stationäre Werte [82]
- (2) Pressspan (Wepri-Board), stationäre Werte [82]
- (3) Pressspan (Transformer-Board), stat. Werte [82]
- (4) Epoxidharz, ungefüllt, 5-Minuten-Werte [16]
- (5) Epoxidharz, gefüllt, 5-Minuten-Werte [16]

Anmerkung: Die stationären Leitfähigkeitswerte sind kleiner als die 5-Minuten-Leitfähigkeitswerte.

Anmerkung: Bisphenol-A-Epoxidharz mit flüssigem Dicarbonsäureanhydridhärter und aminischem Beschleuniger (4), gefüllt mit 350 Gewichtsteilen Al_2O_3 .

tiell erhöht. Sowohl für Ionen- als auch für Elektronenleitung kann der Zusammenhang

$$\kappa = \kappa_0 \cdot e^{-F/kT} \quad (4.2-9)$$

mit der Boltzmann-Konstanten k und der materialspezifischen Konstanten F angesetzt werden. In einfach logarithmischer Darstellung ergeben sich Geraden, Bild 4.2-9. Anhand der dargestellten Beispiele lassen sich folgende Aussagen treffen:

- Die Zunahme der Leitfähigkeit mit der Temperatur kann zwischen *Umgebungs- und Betriebstemperaturen* 4 bis 5 Größenordnungen betragen.
- Die Leitfähigkeiten *verschiedener Stoffe* können sich um mehreren Größenordnungen unterscheiden.
- Das *Leitfähigkeitsverhältnis* zwischen verschiedenen Stoffen kann sich mit steigender Temperatur stark ändern.

Daraus ergeben sich gravierende technische Konsequenzen:

Beispiel 1: Thermische Stabilität: Der exponentielle Leitfähigkeitsanstieg führt zu einer exponentiellen Zunahme der *dielektrischen Verlustleistung*, so dass bei ungünstigen thermischen Verhältnissen ein *Wärmedurchschlag* nach Bild 3.3.2-3 eingeleitet werden kann (vgl. Kap. 3.3.2.2). Kritisch sind Isolierungen mit relativ hohen Verlusten (z.B. Hartpapier, verschiedene Harze), schlechter Wärmeableitung (feste, ungefüllte Isolierstoffe), großer Isolationsdicke (bei Spannungen von einigen 100 kV) und hohen Umgebungstemperaturen (z.B. in heißem Transformatorenöl).

Beispiel 2: Feldverdrängung in Pressspanbarrieren bei Gleichspannung: Im quer geschichteten Dielektrikum werden *Pressspanbarrieren* aus Transformerboard unter Öl *extrem belastet*. Sie müssen praktisch die gesamte Spannung isolieren, während die *Ölspalte weitgehend entlastet* werden, Bild 2.4-23.

Beispiel 3: Barriersystem für eine Gleichspannungsdurchführung: Bild 2.4-28 zeigt eine Durchführung in einem Barriersystem aus schlecht leitfähigem Pressspan (Transformerboard) in besser leitfähigem Öl. Das Leitfähigkeitsverhältnis zwischen Öl und Pressspan beträgt nach Bild 4.2-9 bei *Raumtemperatur* etwa 1000 : 1. Dadurch ergibt sich im Ölspalt eine *gleichmäßige Potentialaufteilung* in axialer Richtung. Bei einer *Betriebstemperatur* von 100 °C reduziert sich das Leitfähigkeitsverhältnis auf etwa 30 : 1. Die potentialsteuernde Wirkung der Barrieren wird dadurch erheblich vermindert. Durch eine *ausreichende Anzahl von Barrieren* muss der radiale Widerstand auch bei Betriebstemperaturen ausreichend hoch gehalten werden.

4.2.3 Verlustfaktor $\tan \delta$

Bei einem *Dielektrikum an Wechselspannung* eilt der Strom $\underline{I}$ der Spannung $\underline{U}$ nahezu um den Winkel $\varphi \approx 90^\circ$ voraus, Bild 4.2-10. Durch die Polarisations- und Leitfähigkeitsverluste weicht der Phasenwinkel φ um einen kleinen „*Verlustwinkel*“ δ von 90° ab. Die Stromkomponente $\underline{I}_\delta$ („*Wirkstrom*“) ist in Phase mit $\underline{U}$ und ergibt die im Dielektrikum umgesetzte Wirkleistung, d.h. die *dielektrische Verlustleistung* $\underline{P}_\delta$. Die Stromkomponente $\underline{I}_C$ eilt gegenüber $\underline{U}$ um 90° voraus und ergibt die *kapazitive Blindleistung* $\underline{Q}_C$.

Für den Verlustwinkel δ gilt nach Bild 4.2-10

$$\tan \delta = \frac{I_\delta}{I_C} \quad (4.2-10)$$

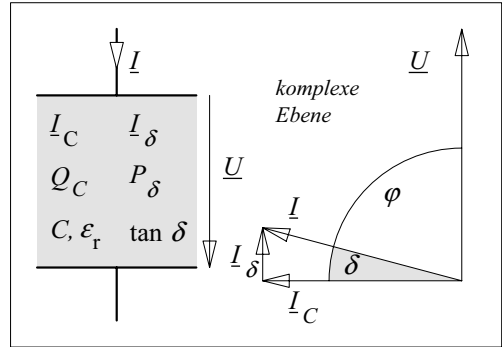


Bild 4.2-10: Beschreibung verlustbehafteter Dielektrika durch Wirkstrom, Verlustleistung, Verlustwinkel und Verlustfaktor mit den Methoden der komplexen Wechselstromrechnung.

Mit den Leistungsgrößen

$$P_\delta = U \cdot I_\delta \quad (4.2-11)$$

und

$$Q_C = U \cdot I_C \quad (4.2-12)$$

folgt

$$\tan \delta = \frac{P_\delta}{Q_C} \quad (4.2-13)$$

Der **Verlustfaktor** $\tan \delta$ gibt also auch das Verhältnis der dielektrischen Verlustleistung $\underline{P}_\delta$ zur kapazitiven Blindleistung $\underline{Q}_C$ in einem Dielektrikum an. Bei Kenntnis der kapazitiven Blindleistung kann mit dem Verlustfaktor unmittelbar die dielektrische Verlustleistung angegeben werden:

$$P_\delta = (\tan \delta) \cdot Q_C \quad (4.2-14)$$

Anmerkung: Im englischen Sprachgebrauch werden auch die Begriffe **(dielectric) dissipation factor** $\cot \varphi$ und **(dielectric) power factor** $\cos \varphi$ zur Kennzeichnung dielektrischer Verluste benutzt, Bild 4.2-10. $\tan \delta$ und $\cot \varphi$ sind identisch, für kleine Winkel δ ist auch der *Leistungsfaktor* $\cos \varphi$ vergleichbar, Tab. 4.2-1.

Tabelle 4.2-1: Kennzeichnung dielektrischer Verluste:					
δ	Verlustwinkel	0,0573°	0,573°	5,71°	45°
$\tan \delta$	Verlustfaktor	10^{-3}	10^{-2}	0,1	1
$\cot \varphi$	Dissipation fac.				
$\cos \varphi$	Leistungsfaktor	10^{-3}	10^{-2}	0,0995	0,707

Der Verlustfaktor $\tan \delta$ ist eine *Materialgröße*, die nach Gl. (4.2-13) von den *Polarisationsverlusten* und den *Leitfähigkeitsverlusten*

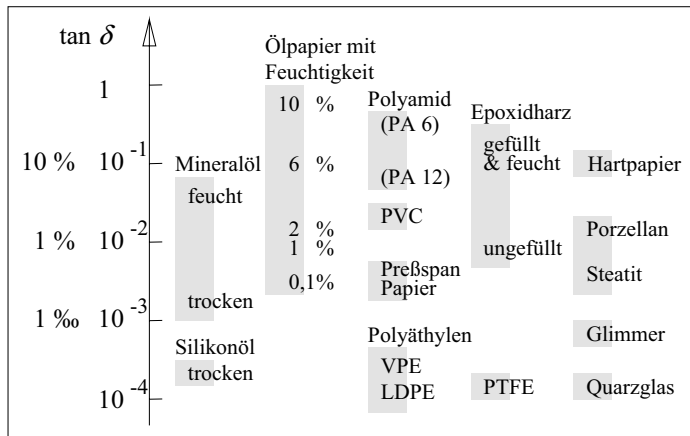


Bild 4.2-11: Verlustfaktoren bei Netzfrequenz (50 Hz) und Raumtemperatur.

bestimmt wird, Bild 4.2-10. Die Verlustfaktoren sind größer, als dies aufgrund der *Gleichstromleitfähigkeit* zu erwarten ist. Dies liegt bei Flüssigkeiten daran, dass die *Wechselstromleitfähigkeit* größer ist, als die Gleichstromleitfähigkeit (vgl. Bild 4.2-6). Außerdem umfasst der Verlustfaktor vor allem bei festen Stoffen, zusätzliche Polarisationsverluste, die vorwiegend durch *Orientierungspolarisation* entstehen.

Bild 4.2-11 zeigt, dass Stoffe, die aufgrund von *Orientierungspolarisation* relativ hohe Dielektrizitätszahlen besitzen (z.B. PVC, Polyamid, Epoxidharz, Zellulose, Hartpapier, vgl. Bild 4.2-2), auch verhältnismäßig große (Polarisations-) Verluste aufweisen. **Feuchtigkeit** wirkt wegen des sehr gut polarisierbaren Wassermoleküls sowie durch Leitfähigkeitserhöhung stark verlust erhöhend. Dies ist besonders bei *feuchtigkeitsempfindlichen Stoffen* wie z.B. Papier, Pressspan, Polyamid und verstärkten bzw. gefüllten Kunststoffen kritisch.

Es ergeben sich starke Abhängigkeiten von den Parametern **Frequenz** und **Temperatur**, Bild 4.2-13 und 2.4-5.

Der Verlustfaktor steigt mit der Leitfähigkeit und damit ggfs. auch mit der **Feldstärke** an. Beim Einsetzen starker Teilentladungen ergibt sich ein plötzlicher Verlustanstieg („*Teilentladungsknick*“), der früher als grober Indikator für das Auftreten von Teilentladungen ange-

sehen wurde. Von praktischer Bedeutung war dies vor allem in teilentladungsresistenten Isolierungen von Generatoren und Hartpapierdurchführungen.

Für *Hochspannungsisolierungen* werden i.d.R. Materialien mit einem möglichst niedrigen Verlustfaktor (i.d.R. unter $10^{-2} = 1\%$) eingesetzt, um **thermische Instabilitäten** und Wärmedurchschläge zu vermeiden. Dabei ist zu beachten, dass in Geräten erhöhte *Betriebstemperaturen* herrschen, die auch zu deutlich erhöhten Verlusten

führen. Es ist ein Problem, dass die bei *Umgebungstemperatur* gemessenen Verlustfaktoren noch keine Aussage über Verlustfaktoren und thermische Stabilität bei erhöhten Betriebstemperaturen zulassen. Bei der Bewertung der thermischen Stabilität spielen neben den *Materialeigenschaften* immer aber auch der *Isolationsaufbau* und die *Wärmeübertragungsverhältnisse* eine entscheidende Rolle, vgl. Kap. 3.3.2.2.

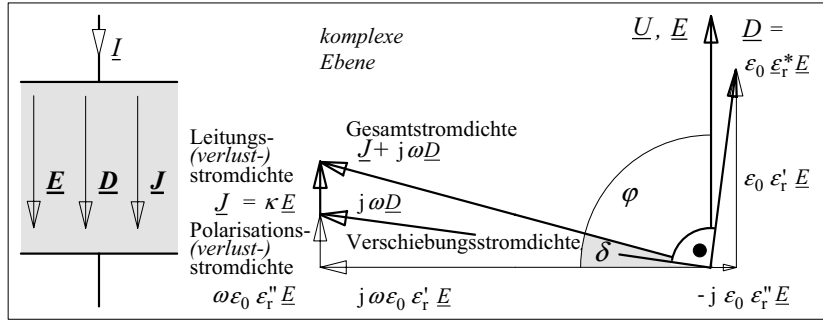
4.2.4 Komplexe Dielektrizitätszahl

Für einen Körper, mit Verlusten durch Leitfähigkeit und Orientierungspolarisation wird angenommen, dass die *elektrische Polarisation* $P(t)$ nach Gl. (2.4-7) bzw. (4.1-4) dem elektrischen Feld $E(t)$ verzögert folgt. Für einen *einzigsten* Polarisationsmechanismus mit der *Relaxationszeit* τ ergibt sich beispielsweise bei Annahme eines Feldsprunges $E(t) = E_{\text{stat}} \cdot \alpha(t)$ eine exponentielle Annäherung an den stationären Endwert, Gl. (4.1-5).

Anmerkung: Die Polarisation P darf nicht mit der Verlustleistung P_{δ} verwechselt werden.

Im elektrischen *Wechselfeld* äußert sich die Verzögerung der Polarisation durch eine *Phasenverschiebung* zwischen elektrischem Feld $E(t)$ bzw. Spannung $u(t)$ und elektrischer Verschiebungsdichte $D(t)$. D.h. in einem *komple-*

Bild 4.2-12:
Beschreibung verlust-
behafteter Dielektrika
mit Leitungs- und Po-
larisationsverlusten
durch Phasenverschie-
bung der Feldgrößen
in einem komplexen
Zeigerdiagramm (bei
Wechselspannung).



zen Zeigerdiagramm eilt der Zeiger für den komplexen Effektivwert $\underline{D}$ gegenüber den Zeigern für die komplexen Effektivwerte $\underline{E}$ bzw. $\underline{U}$ nach, Bild 4.2-12.

Anmerkung: Bei Annahme eines homogenen Feldes bzw. bei Betrachtung sehr kleiner Feldbereiche braucht der vektorielle Charakter der Feldgrößen $\underline{E}$, $\underline{D}$ und $\underline{J}$ nicht berücksichtigt werden.

Formal kann das Nacheilen von $\underline{D}$ durch eine Zerlegung in zwei Zeiger $\epsilon_0 \epsilon_r' \underline{E}$ und $-j \epsilon_0 \epsilon_r'' \underline{E}$ beschrieben werden. Dabei entspricht der erste Zeiger der üblichen, nicht phasenverschobenen Verschiebungslichte. Der zweite Zeiger eilt entsprechend der Multiplikation mit $-j$ um -90° nach. Mit dem Ansatz

$$\underline{D} = \epsilon_0 \epsilon_r^* \underline{E} \quad (4.2-15)$$

wird also die Phasenverschiebung durch eine **komplexe Dielektrizitätszahl**

$$\epsilon_r^* = \epsilon_r' - j \epsilon_r'' \quad (4.2-16)$$

beschrieben. Der Realteil ϵ_r' entspricht der üblichen (relativen) Dielektrizitätszahl ϵ_r , der Imaginärteil $-\epsilon_r''$ kann über das Zeigerdiagramm der Stromdichten mit den Polarisationsverlusten in Beziehung gesetzt werden, Bild 4.2-12:

Die gegenüber $\underline{D}$ um 90° voraueilende Verschiebungsstromdichte $j\omega \underline{D}$ setzt sich aus dem rein kapazitiven Anteil $j\omega \epsilon_0 \epsilon_r' \underline{E}$ und aus der Polarisations(verlust)stromdichte $\omega \epsilon_0 \epsilon_r'' \underline{E}$ zusammen. Mit dem Zeiger der Leitungs(verlust)stromdichte $\underline{J} = \kappa \underline{E}$ ergibt sich die Gesamtstromdichte $\underline{J} + j\omega \underline{D}$.

Für den Verlustfaktor gilt nach Bild 4.2-12

$$\begin{aligned} \tan \delta &= (\kappa + \omega \epsilon_0 \epsilon_r'') / (\omega \epsilon_0 \epsilon_r') \\ &= \tan \delta_L + \tan \delta_{\text{Pol}} \end{aligned} \quad (4.2-17)$$

Für die Verlustfaktoranteile, die den Leitfähigkeits- und den Polarisationsverlusten zugeordnet werden, ergibt sich also

$$\begin{aligned} \tan \delta_L &= \kappa / (\omega \epsilon_0 \epsilon_r') \\ \text{und} \\ \tan \delta_{\text{Pol}} &= \epsilon_r'' / \epsilon_r' \end{aligned} \quad (4.2-18)$$

Bild 4.2-13 stellt den Verlauf von Verlustfaktor $\tan \delta$ und relativer Dielektrizitätszahl $\epsilon_r = \epsilon_r'$ über der Frequenz und über der Temperatur dar. Die analytische Ableitung unter der Annahme einer Verzögerung der Dipolausrichtung nach Gl. (4.1-4) ergibt [25]

$$\begin{aligned} \epsilon_r' &= \epsilon_\infty + (\epsilon_{\text{stat}} - \epsilon_\infty) / [1 + (\omega\tau)^2] \quad \text{und} \\ \epsilon_r'' &= \omega\tau(\epsilon_{\text{stat}} - \epsilon_\infty) / [1 + (\omega\tau)^2] \end{aligned} \quad (4.2-19)$$

Darin ist die Abnahme von ϵ_r' mit der Frequenz erkennbar. Der verlustbestimmende Anteil ϵ_r'' ist maximal bei der Frequenz $f = 1/\tau$.

Anstelle einer theoretischen Ableitung sollen die dargestellten Kurven physikalisch plausibel gemacht werden.

Frequenzabhängigkeiten:

Bei niedrigen Frequenzen folgen die Dipole dem Feld praktisch unverzögert, es ergibt sich je nach Temperatur die statische Dielektrizitätszahl ϵ_{stat} , Bild 4.2-13 (links oben). Oberhalb der Frequenz $f = 1/\tau$ können die Dipole

dem rasch wechselnden Feld nicht mehr folgen, die *Dielektrizitätszahl* sinkt auf ϵ_∞ .

Die *Polarisationsverluste* haben im Bereich der Frequenz $f = 1/\tau$ ein *Maximum*, weil die Dipole zwar dem Feld noch folgen können, über Stöße und andere Wechselwirkungen aber eine Verzögerung (Phasenverschiebung) unter *Entzug von Energie* stattfindet. Bei niedrigeren Frequenzen $f \ll 1/\tau$ gibt es keine Phasenverschiebung zwischen $\underline{D}$ und $\underline{E}$, bei höheren Frequenzen $f \gg 1/\tau$ können sich die Dipole überhaupt nicht mehr bewegen, Bild 4.2-13 (links unten). Mit zunehmender Temperatur werden die Dipole leichter beweglich, die Relaxationszeit τ nimmt ab und das Verlustmaximum verschiebt sich zu höheren Frequenzen.

Den *Polarisationsverluste* müssen die *Leitfähigkeitsverluste* überlagert werden. Der Verlustfaktor $\tan \delta_L$ steigt nach Gl. (4.2-18) mit abnehmender Frequenz $\omega \rightarrow 0$ stark an, weil das Verhältnis von Verlust- zu Blindleistung ansteigt.

Temperaturabhängigkeiten:

Die *Dielektrizitätszahl* steigt mit zunehmender Temperatur zunächst an, weil die Dipole leichter beweglich werden. Dabei sind mit steigender Frequenz immer höhere Temperaturen erforderlich, um die „eingefrorenen“ Dipole ausreichend beweglich zu machen, Bild 4.2-13 (rechts oben).

Mit weiter steigender Temperatur stört die Wärmebewegung die Ausrichtung der Dipole, so dass die Dielektrizitätszahl wieder sinkt.

Im Bereich der zunehmenden Dipolbeweglichkeit ergibt sich ein Maximum der *Polarisationsverluste*, Bild 4.2-13 (rechts unten).

Die überlagerten *Leitfähigkeitsverluste* führen mit der Leitfähigkeit $\kappa(T)$ gemäß Gl. (4.2-9) zu einem exponentiellen Anstieg des Verlustfaktors mit der Temperatur. Nach Gl. (4.2-18) ist bei niedrigeren Frequenzen mit einem stärkeren Anstieg zu rechnen.

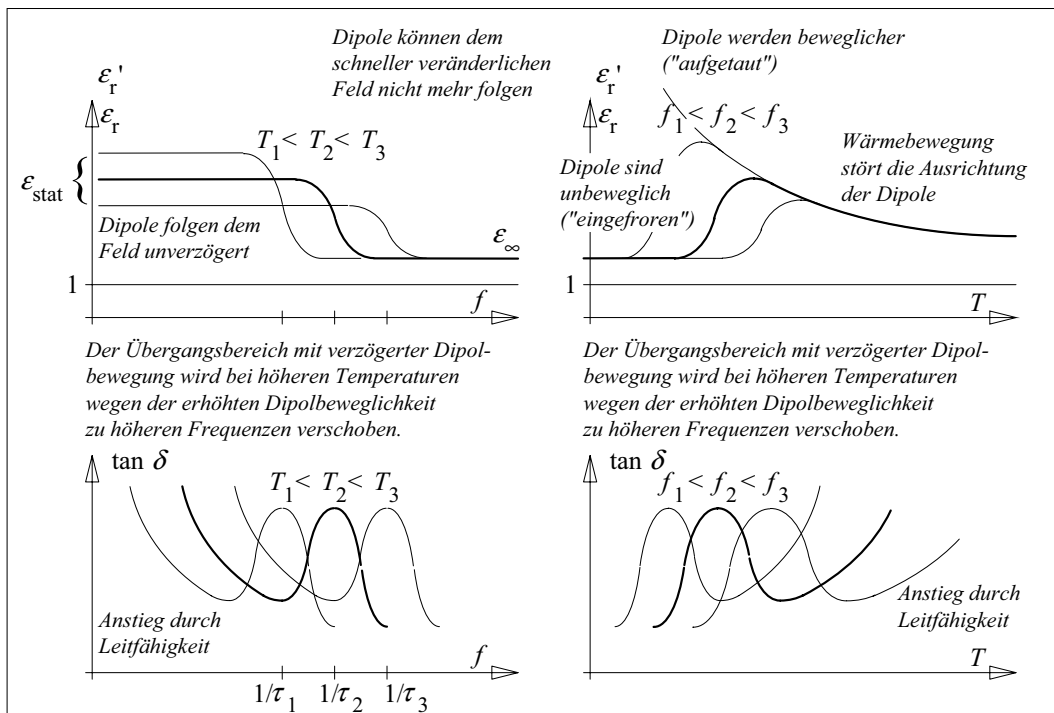


Bild 4.2-13: Grundsätzliche Abhängigkeit der relativen Dielektrizitätszahl und des Verlustfaktors von den Parametern Temperatur und Frequenz für ein Dielektrikum mit Orientierungspolarisation (schematisch, vgl. Bild 2.4-5).

Praktische Kurven:

Praktische Kurven enthalten oft eine *Überlagerung* mehrerer Polarisationsmechanismen. Sie entsprechen deshalb eher der Darstellung in Bild 4.2-4. Außerdem gibt es sehr starke Unterschiede zwischen verschiedenen *Materialien*, verschiedenen *Materialzuständen* (z.B. Alterung, Feuchtigkeit) und unterschiedlichen *Isolationsaufbauten* (Grenzflächenpolarisation). Verlustmaxima und Stufen im Verlauf der Dielektrizitätszahlen können häufig nicht mehr klar erkannt werden.

Anmerkung: Für das praktisch wichtige **ölimprägnierte Papier** sinkt der Verlustfaktor bei steigenden Temperaturen bis etwa 50 °C ehe er dann wieder stark ansteigt. Diese „*Badewannenkurve*“ wirkt sich sehr günstig auf die *thermische Stabilität ölimprägnierter Isolierungen* bei erhöhter Betriebstemperatur aus. Leider geht das Verlustfaktorminimum bei Befeuchtung und Alterung der Isolierung verloren, weshalb Feuchtigkeit und Alterung auch eine Gefahr für die thermische Stabilität von Isolierungen darstellt.

Oberschwingungen:

Häufig ist nicht nur der Verlustfaktor bei einer Frequenz von Bedeutung: **Oberschwingungen im Netz** können zu erheblichen Blindströmen und Verlusten führen. Auch **leistungselektronische Schaltimpulse** mit steilen Schaltflanken besitzen immer ein ausgeprägtes *Oberschwingungsspektrum* mit hohen Amplituden U_i . In diesen Fällen ergibt sich die gesamte dielektrische Verlustleistung aus der Überlagerung der von den einzelnen Schwingungen verursachten Verlustanteile, wobei das Isolationsmaterial als linear angesehen wird:

$$\begin{aligned} P_\delta &= P_{\delta 0} + P_{\delta 1} + P_{\delta 2} + \dots \\ &= \sum_{i=0}^{\infty} (\tan \delta)_i \cdot (\omega_i C \cdot U_i^2) \end{aligned} \quad (4.2-20)$$

Da die Blindleistung $\omega_i C \cdot U_i^2$ proportional zur Frequenz ω_i steigt, steigen auch die zugehörigen Verlustanteile. Hinzu kommt, dass auch der Verlustfaktor $(\tan \delta)_i$ häufig mit der Frequenz steigt, vor allem weil sich meist viele Polarisationsmechanismen überlagern, was in Bild 4.2-13 nicht dargestellt ist. Somit können sich bei starken Oberschwingungen gehalten un-

erwartet **hohe thermische Belastungen** durch dielektrische Verluste ergeben, verbunden mit der Gefahr einer thermischen *Instabilität* (*Wärmedurchschlag*), vgl. Kap. 3.3.2.2.

Beispiel: Die früher für die **Blindstromkompensation** eingesetzten *Öl-Papier-Kondensatoren* waren thermisch in der Lage, die Verluste bei der Grundschiwingung $f = 50$ Hz zu verkraften. Der zunehmende Oberschwingungsgehalt im Netz hat dann aber zu einer nicht mehr tolerierbaren thermischen Belastung geführt. In der Folge wurde das Öl-Papier-Dielektrikum durch *verlustärmere Kunststoffdielektrika* ersetzt.

Anmerkung: Bei **Rechteck-Schaltimpulsen** können die Verluste natürlich gemäß Gl. (4.2-20) aus dem Oberschwingungsspektrum errechnet werden. Eine Alternative wäre eine **Berechnung im Zeitbereich**, indem die während eines Schaltvorganges durch Polarisation erzeugte Verlustenergie ΔW_p aus dem Polarisationsstrom errechnet wird:

$$\Delta W_p = \int U \cdot i_p(t) \cdot dt \quad (4.2-21)$$

Mit der *Schaltfrequenz* ergibt sich die Anzahl der *Schaltvorgänge je Zeiteinheit* und daraus die *Verlustleistung*. Bei einem als frequenzunabhängig angenommenen Verlustfaktor ist die von einer *Rechteckspannung* erzeugte Verlustleistung etwa *viermal* so groß wie die einer gleichfrequenten *Sinusspannung* [284].

4.3 Beschreibung von Dielektrika

Einfache Ersatzschaltbilder aus Kapazitäten und Widerständen können die beschriebenen Eigenschaften von Dielektrika nur *sehr unvollkommen* nachbilden.

Die klassischen Parallel- und Reihenersatzschaltbilder (Kap. 4.3.1) sind gleichwohl eine wertvolle Rechenhilfe, wenn man sich auf eine Frequenz bzw. einen engen Frequenzbereich beschränken kann. Der Mangel der einfachen Ersatzbilder liegt in der Unfähigkeit, komplexe physikalische Zusammenhänge korrekt nachzubilden. Aufwändigere Ersatzschaltbilder liefern eine bessere Nachbildung von Materialeigenschaften (Kap. 4.3.2). Für die Beschreibung von Isolationssystemen aus mehreren Materialien müssen mehrere Ersatzschaltbilder in geometrieorientierter Anordnung kombiniert werden (Kap. 4.3.3).

4.3.1 Klassische Parallel- und Reihenersatzschaltbilder

Parallel- und Reihenersatzschaltbilder bestehen aus jeweils einer *Ersatzkapazität* und einem *Ersatzwiderstand*, Bild 4.3-1. Die **Verlustfaktoren** ergeben sich nach Gl. (4.2-10) aus dem Verhältnis von Wirkleistung (die im Widerstand umgesetzt wird) zu Blindleistung (die in der Kapazität umgesetzt wird).

Für das *Parallelersatzbild* ergibt sich mit

$$\begin{aligned}\tan \delta &= P \delta Q_C \\ &= [U^2/R_p]/[\omega C_p \cdot U^2] \\ &= 1/(\omega C_p R_p) \\ &\sim 1/\omega\end{aligned}\quad (4.3-1)$$

ein hyperbelförmiger Verlauf des Verlustfaktors über der Frequenz.

Das *Reihen-(Serien-)ersatzbild* führt mit

$$\begin{aligned}\tan \delta &= P \delta Q_C \\ &= [R_s \cdot I^2]/[I^2/(\omega C_s)] \\ &= \omega C_s R_s \\ &\sim \omega\end{aligned}\quad (4.3-2)$$

auf einen linearen Anstieg des Verlustfaktors mit der Frequenz.

Die beiden Ersatzbilder sind *nicht* in der Lage, die **Frequenzabhängigkeit** des Verlustfaktors richtig zu beschreiben, Bild 4.3-1 u. 4.2-12.

Das *Parallelersatzschaltbild* ermöglicht allerdings die physikalisch richtige Beschreibung von *Leitfähigkeitsverlusten*. Für sehr niedrige Frequenzen ergibt sich deshalb Übereinstimmung mit realen Verläufen.

Die physikalische Interpretation des *Reihenersatzschaltbildes* besteht aus einem idealen Kondensator, der über einen nicht vernachlässigbaren *Serienwiderstand* angeschlossen ist: Insbesondere bei hohen Frequenzen nimmt die Kondensatorimpedanz $1/(\omega C_s)$ sehr stark ab, R_s steigt wegen des Skineffekts an und darf nicht mehr vernachlässigt werden.

Formal können die Verluste eines beliebigen Dielektrikums bei einer festen Frequenz sowohl durch das Reihen- als auch durch das Parallelersatzbild beschrieben werden. Die Elemente der Ersatzbilder, d.h. also C_p und R_p bzw. C_s und R_s gelten aber *nur für die betrachtete Frequenz*. Eine Änderung der Frequenz ohne Anpassung der Ersatzelemente führt zu falschen Ergebnissen!

Für eine bestimmte Frequenz ω_0 ist eine **Umrechnung der Elemente** beider Ersatzbilder möglich, indem die komplexen Impedanzen $Z_p = 1/[1/R_p + j\omega C_p]$ und $Z_s = R_s + 1/(j\omega C_s)$ und die Verlustfaktoren nach Gl. (4.3-1) und (-2) gleichgesetzt werden. Aus beiden Bedingungen folgt für die Ersatzkapazitäten

$$C_p = C_s / (1 + \tan^2 \delta)$$

und

$$C_s = C_p \cdot (1 + \tan^2 \delta) \quad (4.3-3)$$

sowie für die Ersatzwiderstände

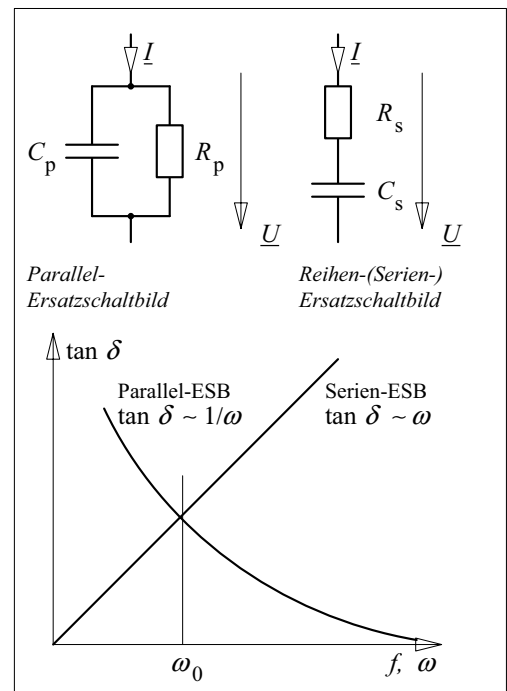


Bild 4.3-1: Parallel- und Reihen-(Serien-)Ersatzbild mit Verlauf des Verlustfaktors über der Frequenz.

$$\begin{aligned} R_p &= 1 / (\omega C_p \cdot \tan \delta) \\ \text{und} \quad R_s &= (\tan \delta) / (\omega C_s). \end{aligned} \quad (4.3-4)$$

Die Ersatzkapazitäten C_s und C_p sind also nicht exakt gleich. Für Dielektrika mit Verlustfaktoren $\tan \delta < 10^{-1}$ ist der Unterschied in der Praxis allerdings meist vernachlässigbar.

In einem Dielektrikum mit geringen Verlusten ist der *Parallelersatzwiderstand* R_p nach Gl. (4.3-4) sehr groß. Für den *Seriensatzwiderstand* R_s ergeben sich sehr kleine Werte.

Für die Berechnung der **Verlustleistung** P_δ eines Dielektrikums können mehrere Beziehungen verwendet werden:

Allgemein gilt nach Gl. (4.2-10) unter der Voraussetzung $C_p \approx C_s \approx C$

$$P_\delta = Q_C \tan \delta = \omega C U^2 \tan \delta. \quad (4.3-5)$$

In den *Ersatzschaltbildern* 4.3-1 ergibt sich für die Verlustleistung

$$P_\delta = U^2 / R_p \quad \text{und} \quad P_\delta = R_s \cdot I^2. \quad (4.3-6)$$

Für die *Verlustleistungsdichte* folgt nach Gl. (4.3-5) aus der Betrachtung eines infinitesimalen Volumens $\Delta V = \Delta A \cdot \Delta x$ mit homogenem Feld $E = \Delta U / \Delta x$ die allgemein gültige Beziehung

$$\begin{aligned} p_\delta &= \Delta P_\delta / \Delta V \\ &= \omega (\epsilon' \Delta A / \Delta x) (E \Delta x)^2 (\tan \delta) / (\Delta A \Delta x) \\ &= \omega \epsilon' (\tan \delta) E^2 \\ &= \omega \epsilon'' E^2. \end{aligned} \quad (4.3-7)$$

4.3.2 Beschreibung von Materialeigenschaften

Wichtige Anwendungen von Materialersatzschaltbildern liegen im Gebiet der *dielektrischen Diagnostik*. Dabei wird versucht, aus dielektrischen Messungen auf die Größe der Ersatzelemente zu schließen und diese mit Materialeigenschaften zu korrelieren, um

Aussagen über Isolations- bzw. Alterungszustand treffen zu können.

Eine andere Anwendung ist die Betrachtung von *Gleichspannungsfeldern* und den zugehörigen Übergangsvorgängen, bei denen langsame Polarisationserscheinungen auftreten und die Ströme und Felder erheblich beeinflussen können.

Feste Materialien können oft als linear angesehen und mit Hilfe linearer **dielektrischer Ersatzschaltbilder** (Materialersatzschaltbilder) nachgebildet werden, Kap. 4.3.2.1. Flüssige Isolierstoffe weisen i.d.R. ein ausgeprägtes nichtlineares Verhalten auf und müssen deshalb durch entsprechende funktionale Beziehungen beschrieben werden, Kap. 4.3.2.2.

4.3.2.1 Lineares Polarisations-Ersatzschaltbild

Für lineare Materialien kann ein *lineares Ersatzbild* zur Beschreibung verschiedener Polarisationsmechanismen durch Erweiterung des Parallelersatzbildes entwickelt werden, Bild 4.3-2. Viele feste Materialien verhalten sich weitgehend linear, so dass lineare Ersatzschaltbilder eingesetzt werden können.

Ein lineares Material-Ersatzschaltbild besteht aus der Vakuumkapazität C_0 und dem Isolationswiderstand R_∞ zur Berücksichtigung der Leitfähigkeit. Die Erhöhung der Kapazität bzw. der Dielektrizitätszahl durch Polarisierung von Materie sowie das Auftreten langsamerer Polarisationsmechanismen wird gemäß Bild 4.1-1 und -2 durch Parallelschaltung von *RC-Gliedern* berücksichtigt. Dabei verzögert der Serienwiderstand R_i die Auf- und Entladung der Zusatzkapazität C_i entsprechend der Zeitkonstanten

$$\tau_i = R_i C_i \quad (4.3-8)$$

in Übereinstimmung mit den Gl. (4.1-5) und (-6). τ_i entspricht der *Relaxationszeitkonstanten* für einen Polarisationsmechanismus mit dem Index i . Die Auf- und Entladung von C_i

entspricht der Bindung und Freigabe von Ladung beim Polarisations- bzw. Depolarisationsvorgang.

Eine Reihe von Polarisationsvorgängen hat so geringe Relaxationszeitkonstanten, dass sie im betrachteten Frequenzbereich nicht berücksichtigt werden müssen. Man kann deshalb die zugehörigen Serienwiderstände vernachlässigen und die dann parallelen Teilkapazitäten zu einer „geometrischen Kapazität“ bzw. einer „Hochfrequenzkapazität“

$$C_{\text{Geo}} = \epsilon_r C_0 \quad (4.3-9)$$

zusammenfassen. Dabei ist zu beachten, dass diese Kapazität, je nach Frequenz, noch Verluste aufweisen kann (im Bild schraffiert), die z.B. durch einen Verlustfaktor $\tan \delta$ beschrieben werden. Durch RC-Glieder werden dann nur noch *langsamere Polarisationsmechanismen* berücksichtigt, Bild 4.3 -2 (unten).

Die **Elemente des dielektrischen Ersatzschaltbildes** können durch Polarisations- und

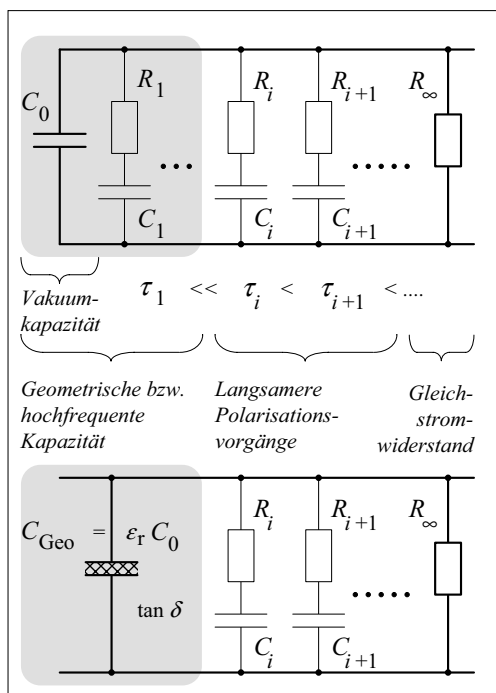


Bild 4.3-2: Polarisationsersatzschaltbild in allgemeiner und vereinfachter Form (oben und unten).

Depolarisationsstrommessungen bzw. Sprungantwortmessungen im **Zeitbereich** ermittelt werden, Bild 4.1-3. Hierzu ist der Ladestromimpuls bis zu dem interessierenden Zeitpunkt zu integrieren, woraus sich eine *geometrische Kapazität* errechnet lässt. Für längere Zeiten ergeben sich die *Polarisationsglieder* $R_i C_i$ aus einem Kurven-Fitting mit Exponentialfunktionen, Bild 4.2-8. Der *Gleichstromwiderstand* kann nach Gl. (4.2-6) aus der Summe (bzw. Betragsdifferenz) der zeitlich übereinander geschobenen Polarisations- und Depolarisationsströme geschätzt werden, ohne dass „unendlich lange“ gemessen werden müsste.

Anmerkung: Systemtheoretisch gleichwertig ist die Bestimmung der **Ersatzelemente** durch **Frequenzbereichsanalyse**, wobei Kapazität und Verlustfaktor bzw. komplexe Dielektrizitätszahlen als Funktion der Frequenz aufzunehmen sind. Durch Kurvenfitting gemessener und berechneter Frequenzgänge kann ebenfalls ein Ersatzschaltbild generiert werden.

Die aus den dielektrischen Systemantworten bestimmten Ersatzelemente unterliegen prinzipiell einer Veränderung mit Parametern wie Feldstärke, Temperatur oder Feuchtigkeitsgehalt.

Beispiel: Für ein trockenes ölprägniertes **Transformatorboard** zeigt Bild 4.3-3 eine gewisse *Nichtlinearität* erst bei höheren Feldstärken, möglicherweise verursacht durch die Nichtlinearität des Öles, sowie eine ausgeprägte *Temperaturabhängigkeit*, die sich vor allem in einer Verringerung der Zeitkonstanten und einer Erhöhung der Ströme zeigt.

4.3.2.2 Nichtlineare Ersatzschaltbilder

Isolieröle zeigen bei Polarisations- und Depolarisationsstrommessungen zwar zeitlich veränderliche Polarisationsströme, aber ab etwa einer Sekunde praktisch keine Depolarisationsströme, Bild 4.3-4. Das dielektrische Ersatzschaltbild reduziert sich damit im wesentlichen auf eine *geometrische Kapazität* für die sehr schnellen (hochfrequenten) Polarisationserscheinungen und eine zeitlich **veränderliche Leitfähigkeit**, die bereits in Kap. 4.2.2.2 beschrieben wurde. Ladung wird offenbar kaum gespeichert, so dass die entsprechenden RC-Glieder zu vernachlässigen sind.

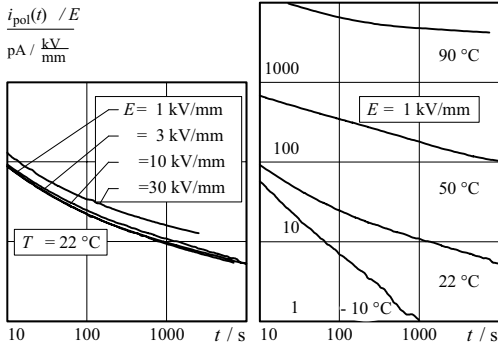


Bild 4.3-3: Feldstärke- und Temperaturabhängigkeit dielektrischer Systemantworten bei trockenem ölprägniertem Transformerboard [271].

Vielmehr muss die Abhängigkeit der Leitfähigkeit bzw. des Widerstandes von verschiedenen Parametern berücksichtigt werden, Bild 4.3-5. Die zunächst vorhandene **Anfangsleitfähigkeit** $\kappa(0)$ wird bei anliegendem Feld E durch **Ionentransport** (**Ionendrift**) vermindert. Die Zeitkonstante bzw. **Transitzeit** τ ist nach Gl. (4.2-5) der Spaltweite und dem Kehrwert der Feldstärke proportional, Bild 4.3-5 (links). Nach Abtransport der Ionen stellt sich ein neues Ladungsträgergleichgewicht bzw. eine **Endleitfähigkeit** $\kappa(\infty)$ ein, die sehr stark feldstärkeabhängig ist und oberhalb von 2 kV/mm sehr stark ansteigt, Bild 4.3-5 (rechts).

Anmerkung: Es ist auffällig, dass die Endwerte der Leitfähigkeit offenbar ein **Minimum** im Bereich zwischen 1 und 3 kV/mm aufweisen, Bild 4.3-5 (rechts). Dies ist

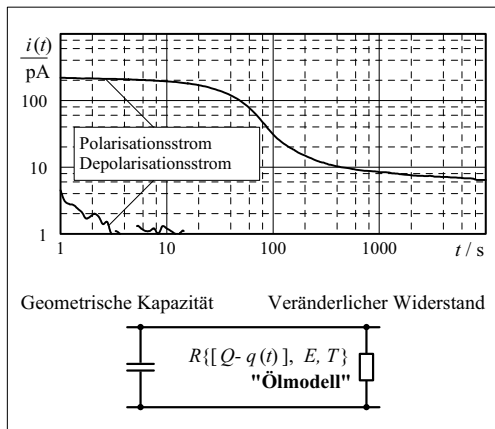


Bild 4.3-4: Modellbildung für eine nichtlineare Isolierflüssigkeit, vgl. auch Bild 4.2-6.

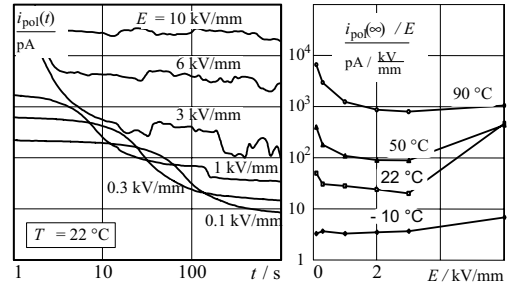


Bild 4.3-5: Feldstärke- und Temperaturabhängigkeit dielektrischer Systemantworten für ein neuwertiges Isolieröl [271], vgl. auch Bild 4.2-7.

folgendermaßen erklärbar: Bei sehr niedrigen Feldstärken ist die Wirkung des Feldes auf die Ladungsträgerzahl nur schwach und es bleibt näherungsweise die **Anfangsleitfähigkeit** bestehen. Mit zunehmender Feldstärke nimmt die Endleitfähigkeit durch **Ladungsträgerverarmung** ab, ehe bei weiter steigender Feldstärke wieder **neue Ladungsträger aus Haftstellen befreit** werden und zu einem starken Leitfähigkeitsanstieg führen.

Diese Vorgänge können nicht durch lineare Ersatzschaltbilder beschrieben werden. Stattdessen wird ein funktionaler Zusammenhang, ein sog. **physikalisches „Ölmodell“** vorgeschlagen [271], in dem die anfänglich vorhandene Ladungsmenge $Q(0)$ aus Anfangsstrom $i_p(0)$ und Transitzeit τ berechnet wird:

$$Q(0) = i_p(0) \cdot \tau \quad (4.3-10)$$

Anmerkung: Beide Größen sind aus dem Polarisationsstromverlauf direkt ablesbar. Dabei ist die Ionen-Transitzeit τ gemäß Gl. (4.2-5) von der Ionenbeweglichkeit k , von der Spaltweite d und der Feldstärke E abhängig.

Verringert um die durch den Strom $i_p(t)$ bereits abtransportierte Ladungsmenge

$$q(t) = \int i_p(t) \cdot dt \quad (4.3-11)$$

ergibt sich die aktuelle stromtragende Ladungsmenge und daraus der **Strom**:

$$Q(t) = Q(0) - \int i_p(t) \cdot dt \quad (4.3-12)$$

$$i_p(t) = \frac{Q(t) \cdot k}{d} \cdot E(t) + i(\infty, E(\infty)) \quad (4.3-13)$$

$Q(t)$ geht nach Ablauf aller Übergangsvorgänge auf Null zurück, es verbleibt ein **Endwert**

des Stromes $i(\infty)$, der sich aus dem Endwert der Feldstärke $E(\infty)$ ergibt, Bild 4.3-5 (rechts).

Anmerkung: Die in den Gl.en (4.3-10) bis (-13) enthaltenen Abhängigkeiten der Leitfähigkeit von Zeit t , Feldstärke $E(t)$ und Spaltweite d wurde experimentell überprüft [271].

4.3.3 Beschreibung von Geometrieigenschaften

Besteht eine Isolierung nicht nur aus einem einzigen (homogenen) Dielektrikum, ergeben sich an den Grenzflächen **geometriebedingte Polarisationserscheinungen** (Grenzflächenpolarisation), die durch dielektrische Messungen nicht von **materialbedingten Polarisationserscheinungen** unterscheidbar sind. Wird für die vollständige Isolierung ein Ersatzschaltbild gemäß Bild 4.3-2 aufgestellt, so sind Geometrie- und Materialeigenschaften nicht mehr unterscheidbar. Das Ersatzschaltbild verliert sehr viel von seiner Aussagekraft. Es ist deshalb sinnvoll, die Isolationsgeometrie zu **diskretisieren** und den Elementen materialspezifische Ersatzschaltbilder zuzuordnen.

Der Einfluss der Geometrie soll zunächst an einer Schichtung aus zwei Parallelersatzbildern (Maxwellsches Zweischichtenmodell) erläutert werden, Kap. 4.3.3.1, ehe Schichtungen mit Berücksichtigung der *Materialpolarisation* sowie *komplexe Isolationsgeometrien* betrachtet werden, Kap. 4.3.3.2 und 4.3.3.3.

4.3.3.1 Maxwellsches Zweischichtenmodell

Das Maxwellsche Zweischichtenmodell besteht aus der Reihenschaltung zweier Parallelersatzschaltbilder, Bild 4.3-6. Es bildet damit eine physikalisch richtige Beschreibung der **Grenzflächenpolarisation** an der Grenzfläche zweier *geschichteter leitfähiger Dielektrika*.

a) Betrachtung im Zeitbereich

Die dielektrische **Systemantwort im Zeitbereich** ergibt zunächst einen hohen kapazitiven *Ladestromimpuls*, Bild 4.3-6. Anschließend

erfolgt eine näherungsweise exponentielle *Nachladung der Kapazität* C_1 über den kleinen Widerstand R_2 mit der *Zeitkonstanten*

$$\tau \approx R_2 \cdot C_1. \quad (4.3-14)$$

Der *Anfangsstrom* $i_p(>0)$ wird vor allem von der an R_2 anliegenden Teilspannung als Leitungsstrom durch R_2 getrieben und enthält damit eine Aussage über die Größe von R_2 . Eine genauere Betrachtung, die den Verschiebungsstrom durch C_2 berücksichtigt, ist in Kap. 6.4.7.6 mit Gl. (6.4.7-6) enthalten.

Der *stationäre Endwert* des Stromes ergibt sich aus der Reihenschaltung der beiden Widerstände:

$$i_p(\infty) = \frac{U}{R_1 + R_2} \quad (4.3-15)$$

Wenn $R_1 \gg R_2$ gilt, ist darin eine Information über die Größe von R_2 enthalten.

Anmerkung: In Kap. 2.4.4.3 wurde mit dem Maxwellschen Zweischichtenmodell bereits die wiederkehrende Spannung eines Kondensators berechnet, vgl. Bild 2.4-31. Es eignet sich im Übrigen auch für die Beschreibung **dielektrischer Diagnosemessungen** in geschichteten Isolationen, wenn in erster Näherung *nur Grenzflächenpolarisation* angenommen und Materialpolarisation vernachlässigt wird, vgl. Kap. 6.4.7.

b) Betrachtung im Frequenzbereich

Im Frequenzbereich ist vor allem die Frequenzabhängigkeit der Kenngrößen Kapazität C und Verlustfaktor $\tan \delta$ von Bedeutung. Anstelle einer Ableitung der umfangreichen Formeln für die resultierende Kapazität C und den resultierenden Verlustfaktor $\tan \delta$ sollen nur die Grenzfälle für hohe und niedrige Frequenzen, d.h. für $\omega \rightarrow \infty$ und für $\omega \rightarrow 0$, betrachtet werden. Dabei wird vorausgesetzt, dass Dielektrikum 1 wesentlich verlustärmer ist als Dielektrikum 2 (d.h. $\tan \delta_1 \ll \tan \delta_2$ bzw. $R_1 \gg R_2$).

$\omega \rightarrow 0$:

Mit abnehmender Frequenz wird der Verschiebungsstrom durch C_2 klein gegen den Leitungsstrom durch R_2 . In grober Näherung kann

R_2 als Kurzschluss für C_2 aufgefasst werden, so dass die *Kapazität* C den Wert C_1 annimmt, Bild 4.3-7 (unten). Der *Verlustfaktor* $\tan \delta$ wird sich mit abnehmender Frequenz dem Verlustfaktor $\tan \delta_1$ des nicht kurzgeschlossenen Mediums nähern, Bild 4.3-7 (oben).

$\omega \rightarrow \infty$:

Mit zunehmender Frequenz überwiegen die Verschiebungsströme und die resultierende *Kapazität* sinkt auf den Wert der Reihenschaltung von Teilkapazität C_1 und C_2 , Bild 4.3-7 (unten). Der *Verlustfaktor* wird bei höheren Frequenzen hauptsächlich von $\tan \delta_2$ bestimmt, weil $\tan \delta_1$ auf vernachlässigbar kleine Werte zurückgeht. Allerdings muss die im Dielektrikum 2 produzierte Verlustleistung $\omega C_2 \cdot U_2^2 \cdot \tan \delta_2$ auf die Blindleistung der resultierenden Kapazität $\omega C \cdot (U_1 + U_2)^2$ bezogen werden. Damit ergibt sich für den resultierenden Verlustfaktor $\tan \delta \rightarrow (\tan \delta_2) \cdot C_1 / (C_1 + C_2)$, Bild 4.3-7 (oben).

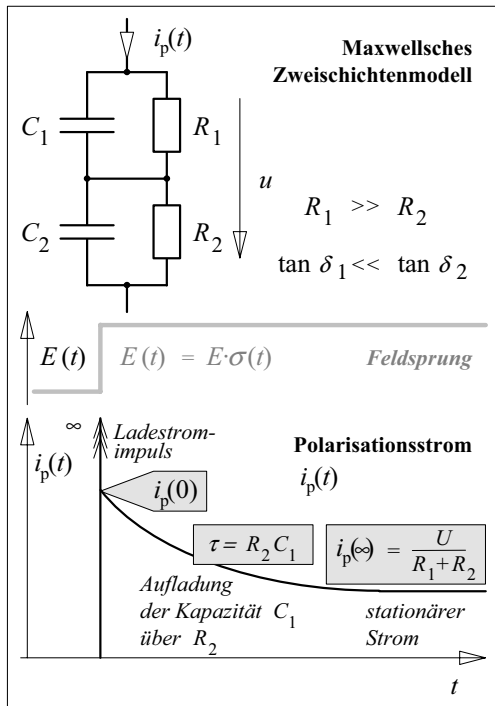


Bild 4.3-6: Maxwellsches Zweischichtenmodell im Zeitbereich.

Der **Frequenzgang** von Kapazität und Verlustfaktor im Zweischichtenmodell besitzt also eine erstaunliche *formale Übereinstimmung* mit den Frequenzgängen bei Annahme von *Orientierungspolarisation*, Bild 4.2-13.

Auch bezüglich des **Temperaturganges** besteht *formale Übereinstimmung*: Eine Temperaturzunahme führt zur Verkleinerung der Widerstände R_1 und R_2 bzw. zur Vergrößerung der Verlustfaktoren $\tan \delta_1$ und $\tan \delta_2$. Damit ist die Wirkung einer Temperaturerhöhung der Wirkung einer Frequenzabsenkung äquivalent.

Dieses Verhalten ergibt sich auch bei Annahme von *Orientierungspolarisation*, Bild 4.2-13 (rechts).

Anmerkung: Es muss deshalb bei Betrachtung der Frequenzgänge sorgfältig darauf geachtet werden, dass *geometrische und materialspezifische Eigenschaften* nicht verwechselt werden.

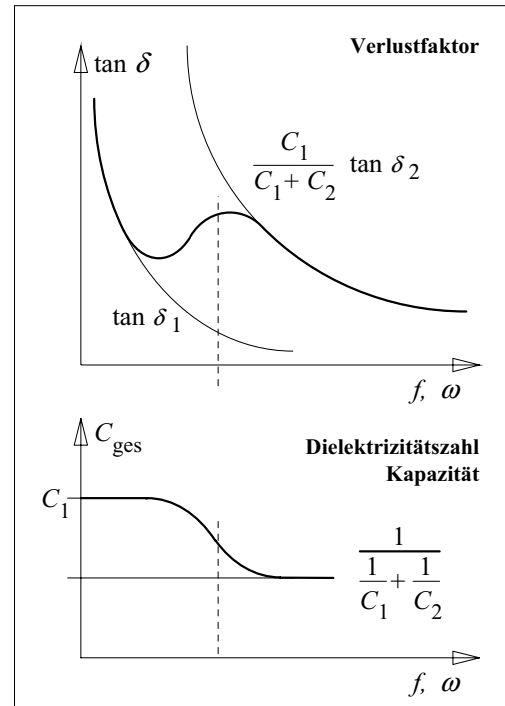


Bild 4.3-7: Maxwellsches Zweischichtenmodell im Frequenzbereich.

4.3.3.2 Einfache Schichtungen

Das oben beschriebene Maxwellsche Zweischichtenmodell beschreibt eine geschichtete Isolation nur unvollkommen, weil Materialpolarisation unberücksichtigt bleibt.

Für eine genauere Betrachtung soll eine **Sprungantwortmessung im Zeitbereich** betrachtet werden: Es wird ein Spannungs- bzw. Feldsprung an eine Schichtung aus zwei Transformerboard-Barrieren (je 1 mm) mit dazwischenliegendem Ölspalt (2 mm) gelegt. Als Sprungantwort wird der *Polarisationsstrom* in Schutzringanordnung gemessen [271].

Der Vergleich zwischen **Messung und Simulation** zeigt, dass das einfache *Maxwellsche Zweischichtenmodell* für kurze Zeiten viel zu kleine Ströme liefert (es fehlen die durch Polarisation bedingten Ströme), dass aber für längere Zeiten die *Grenzflächenpolarisation* korrekt wiedergegeben wird, Bild 4.3-8 (a).

Eine Nachbildung durch *lineare Ersatzbilder* nach Bild 4.3-2, in denen auch *Polarisationserscheinungen* durch *RC-Glieder* berücksichtigt sind, führt zu wesentlich verbesserten Ergebnissen, Bild 4.3-8 (b).

Anmerkung: Die Nachbildung des *nichtlinearen Öles* durch ein lineares Ersatzbild ist *physikalisch nicht korrekt*. Bei Änderung von Feldstärken oder Abmessungen würde sich bei Verwendung des gleichen Öl-Ersatzbildes eine weniger gute Übereinstimmung ergeben.

Die physikalisch korrekte Nachbildung des Öles durch ein *nichtlineares Ölmodell* nach Gl. (4.3-10) bis (-13) ergibt für kurze und lange Zeiten eine gute Übereinstimmung zwischen Messung und Simulation, Bild 4.3-8 (c).

Anmerkung: In einem mittleren Zeitbereich sind *Abweichungen erkennbar*, die darauf zurückzuführen sind, dass der funktionale Zusammenhang des Ölmodells nur eine einzige dominierende Ionensorte mit kurzer Transitzeit berücksichtigt. Eine genauere Betrachtung müsste noch *weitere Ionesorten* mit längeren Transitzeiten einbeziehen.

Als *Fazit* bleibt festzuhalten, dass *lineare und nichtlineare dielektrische Modelle*, die aus Materialmessungen ermittelt wurden, geeignet sind, auch das Übergangsverhalten in geschichteten Isolationen korrekt zu beschreiben.

4.3.3.3 Komplexe Geometrien

Die in den Abschnitten 4.3.3.1 und 4.3.3.2 betrachteten Schichtungen stellen einfache, **eindimensionale ebene Anordnungen** dar, in denen *Grenzflächen* zwischen verschiedenen Materialien zugleich auch *Äquipotentialflächen* sind, die zur Abgrenzung unterschiedlich nachzubildender Bereiche dienen können, Bild 4.3-9 (oben links). Jedem Bereich wird dabei ein eigenes dielektrisches Ersatzschaltbild zugeordnet. Die Elemente des Ersatzschaltbildes (Index „E“) müssen aus dem Materialersatzschaltbild (Index „M“) durch *Umrechnung* mit den geometrischen Abstands- und Flächenverhältnissen ermittelt werden:

$$\frac{R_E}{R_M} = \frac{d_E}{d_M} \cdot \frac{A_M}{A_E} \quad (4.3-16)$$

$$\frac{C_E}{C_M} = \frac{d_M}{d_E} \cdot \frac{A_E}{A_M}$$

Dieses Prinzip ist auch auf **eindimensionale rotationssymmetrische Anordnungen** übertragbar, wenn aus Gründen der Symmetrie *Grenzflächen* als *Äquipotentialflächen* angesehen werden dürfen, Bild 4.3-9 (oben rechts). Bei der Berechnung der Ersatzelemente müssen allerdings in Gl. (4.3-16) für R_E und C_E die Beziehungen des ebenen Feldes durch die des zylindersymmetrischen Feldes ersetzt werden, Gl. (2.3-20). Für dünne Schichten kann jedoch wiederum näherungsweise mit ebener Geometrie gerechnet werden.

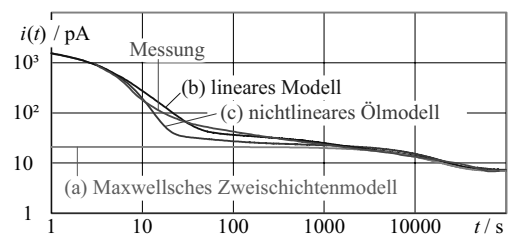


Bild 4.3-8: Vergleich von Messung und Simulation mit verschiedenen dielektrischen Modellen am Beispiel einer Sprungantwortmessung für eine Isolation aus zwei Transformerboard-Barrieren (je 1 mm) einem Ölspalt (2 mm) [271].

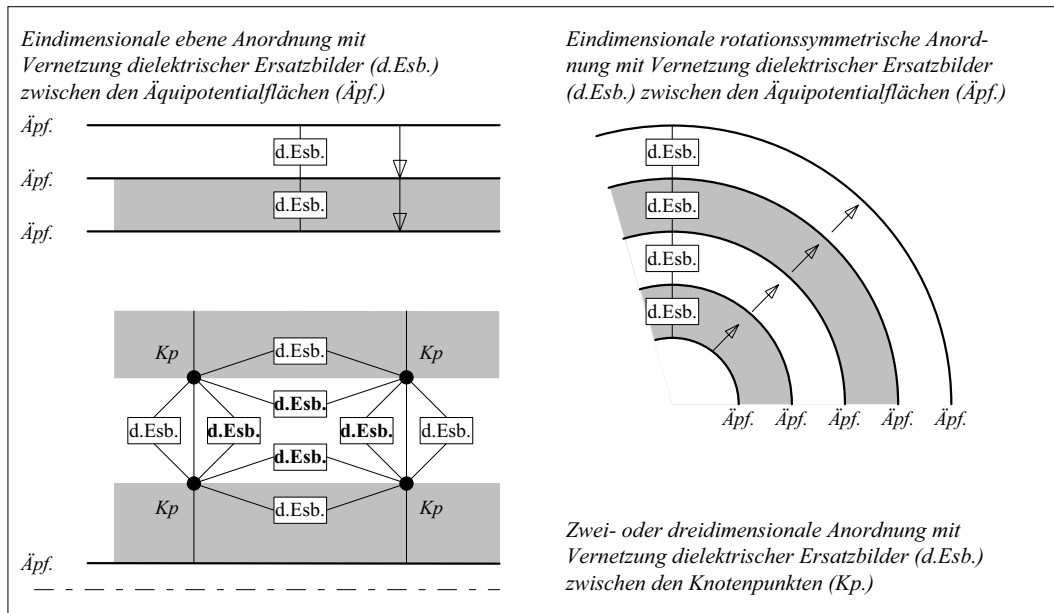


Bild 4.3-9: Beschreibung von Isolationssystemen mit dielektrischen Ersatzschaltbildern (d.Esb.).

Ein **Anwendungsbeispiel** ist die *Simulation von Transformatorisolationen* bei der *dielektrischen Diagnose*, Kap.6.4.7 mit Bild 6.4.7-2, -6 u. -10. Zu beachten ist dabei, dass neben der *zylindersymmetrischen Schichtung* aus Ölspalten und Barrieren noch parallel liegende Bereiche mit *Abstützungen* und *Ölkanälen* existieren, die das reine Zylinderfeld stören. Sie können vereinfachend durch parallele Ersatzschaltbilder berücksichtigt werden.

In echten **zwei- oder dreidimensionalen Anordnungen** sind *Grenzflächen in aller Regel keine Äquipotentialflächen* mehr. Für die Vernetzung sind deshalb „Äquipotentialpunkte“, sog. *Knotenpunkte* zu wählen. Zwischen benachbarten Knotenpunkten werden in zwei oder drei Dimensionen dielektrische Ersatzschaltbilder verschaltet, Bild 4.3-9 (unten). Für die Umrechnung der Ersatzelemente in Analogie zu Gl. (4.3-16) müssen die geometrischen Abmessungen des betrachteten Netzwerkelementes in der zum Ersatzelement gehörenden räumlichen Richtung zugrundegelegt werden.

Das geschilderte Vorgehen wird schon bei vergleichsweise einfachen Isolieranordnungen

extrem aufwändig, weil die *Zahl der Ersatzelemente* sehr groß wird. Es entsteht dabei, ähnlich wie bei der numerischen Feldberechnung, ein Netzwerk zur Berechnung zwei- oder dreidimensionaler Feldverteilungen.

Numerische Feldberechnungsprogramme wären somit eigentlich besser geeignet, komplexe räumliche Feldverteilungen zu berechnen. Im Zeitbereich können *transiente Feldberechnungsprogramme* aber bisher lediglich *Dielektrizitätszahl* und *Leitfähigkeit* eines Materials berücksichtigen (was dem einfachen Parallelersatzbild entspricht), nicht aber materialspezifische Polarisationsvorgänge. Bild 4.3-8 zeigt jedoch, dass nach längerer Zeit auch mit einfacheren Materialmodellen die dann dominierende *Grenzflächenpolarisation* richtig berechnet wird.

Ein **Anwendungsbeispiel** sind die Isolationen für die *Hochspannungsgleichstromübertragung (HGÜ)* in denen transiente Ausgleichsvorgänge, beeinflusst von Polarisationsvorgängen, in sehr komplexen Isolationsanordnungen zu sehr schwer verständlichen Belastungen führen, vgl. Kap. 2.4.4 und Kap. 7.2.

5 Isolierstoffe

Die elektrische Festigkeit und die dielektrischen Eigenschaften von Isolierstoffen wurden in Kap. 3 und 4 als grundlegende hochspannungstechnische Stoffeigenschaften behandelt, ohne auf die Besonderheiten einzelner Stoffe näher einzugehen. Vielfach entscheiden jedoch *nicht-elektrische Eigenschaften* eines „Baustoffes“ über Einsatz und Anwendung in der Praxis.

Kap. 5 soll deshalb für einige wichtige Isolierstoffe *besondere Eigenschaften* zusammenstellen. Betrachtet werden dabei

- die *Bedeutung* eines Isolierstoffes für die hochspannungstechnischen *Anwendungen*,
- sein grundsätzlicher *stofflicher Aufbau*,
- spezielle dielektrische Eigenschaften,
- sonstige besondere Eigenschaften sowie
- *Technologie* (Herstellung, Verarbeitung) und *Verhalten* im Betrieb.

Eine *systematische Gliederung* der Isolierstoffe ist nicht ohne weiteres möglich. Als Ordnungsprinzipien sind beispielsweise der physikalische Aggregatzustand (gasförmig, flüssig, fest), die chemische Struktur, die Verarbeitungstechnologie oder die Anwendungsgebiete denkbar. Jedes Ordnungsprinzip führt aber auf eine Gliederung, die aus anderer Sicht unlogisch wirkt. In der folgenden *Gliederung* werden deshalb *Stoffgruppen* gebildet, die aufgrund bestimmter hochspannungstechnischer Merkmale sinnvoll erscheinen:

- 5.1 *Gase* (Luft, SF₆)
- 5.2 *Anorganische feste Isolierstoffe* (Keramik, Porzellan, Glas, Glimmer)
- 5.3 *Hochpolymere Kunststoffe*, d.h. thermoplastische Isolierkunststoffe (Polyäthylen, PVC, ...) sowie Duroplaste und Elastomere (Epoxidharz, Polyurethan, Silikonelastomere, ...)
- 5.4 *Isolierflüssigkeiten* (Mineralöl, synthetische Flüssigkeiten, pflanzliche Öle)

5.5 *Faserstoffe* (Papier, Pressspan, synthetische Stoffe)

Die Breite des Themas und die Vielfalt der Stoffe erlaubt keine annähernd erschöpfende Behandlung. Die Darstellung muss deshalb auf *einige wichtige Grundzüge und Hinweise* beschränkt bleiben. Der Anwender benötigt in jedem Falle die genauen Daten der jeweiligen Hersteller. Er muss sich außerdem durch eigene Versuche von der Eignung für die vorgesehene Anwendung überzeugen.

5.1 Gase

Atmosphärische Luft ist in allen „Freiluftisolierungen“ der *natürlicherweise vorhandene* Isolierstoff.

Alle Gase sind durch ihre Fähigkeit, zugängliche Hohlräume gleichmäßig auszufüllen, *ideale Einbett- und Imprägniermedien*. Durch Diffusionsvorgänge können sogar abgeschlossene Hohlräume (meist sehr langsam) gefüllt werden.

Anmerkung: Diese Fähigkeiten sind auch bei *Flüssigkeiten* gegeben, allerdings in weniger ausgeprägtem Maß.

Leider ist die *elektrische Festigkeit* im Falle der atmosphärischen Luft vergleichsweise schlecht und erreicht auch bei Schwefelhexafluorid (SF₆) nur in komprimiertem Zustand die Festigkeit flüssiger Dielektrika (vgl. Kapitel 3.2). Vorteilhaft ist die *unmittelbare Wiederkehr der elektrischen Festigkeit* nach Überschlügen und Entladungen durch die Rekombination freier Ladungsträger. Auch durch *Alterung* ergibt sich unter praktischen Bedingungen keine Veränderung der Eigenschaften.

Die *dielektrischen Eigenschaften* sind insofern herausragend, als man unter praktisch allen Einsatzbedingungen von einer hochkonstanten relativen *Dielektrizitätszahl*

$$\epsilon_r = 1,0 \quad (5.1-1)$$

und einem extrem niedrigen *Verlustfaktor*

$$\tan \delta \ll 10^{-4} \quad (5.1-2)$$

ausgehen darf.

Die *Anwendung* von Gasen umfasst z.B.

- *äußere Isolierungen* (Luft als natürlicher Einbettisolierstoff),
- gekapselte, oft *druckgasisolierte Anlagen* (SF_6 , N_2 und Luft als Einbettisolierstoff),
- *Schalter* (SF_6 als Isolier- und Löschmedium),
- gasimprägnierten *Folienisolierungen* (SF_6 als Imprägniermedium) und
- *Mess- bzw. Normalkondensatoren* (Luft und SF_6 als temperatur- und frequenzunabhängige Dielektrika).

Anmerkung: Gase werden bei sehr tiefen Temperaturen in *flüssiger Form* auch als Isolier- und Kühlmedium für *supraleitende Betriebsmittel* eingesetzt, vgl. Kap. 5.4.6.

5.1.1 Luft

Luft kann als natürliches Umgebungsmedium keiner speziellen „Verarbeitung“ oder Behandlung unterzogen werden.

Die Dimensionierung von Geräten muss auf die Veränderungen der elektrischen Festigkeit mit *Druck und Temperatur* Rücksicht nehmen, vgl. Gl. (6.3-2) sowie Kap. 3.2..

Außerdem ist zu beachten, dass *Luftzutritt andere Isolationen* beeinträchtigen kann:

Durch *Niederschlag* oder Abscheidung von Luftfeuchtigkeit (*Betauung* kälterer Oberflächen) wird die Festigkeit von Oberflächen herabgesetzt.

Feste Isolierstoffe können durch Diffusion Luftfeuchtigkeit aufnehmen und u.U. an Grenzflächen anreichern (z.B. gefüllte und faserverstärkte organische Materialien).

Bei *Isolierölen* wird die elektrische Festigkeit durch die Aufnahme von Feuchtigkeit und Gasen herabgesetzt. Sauerstoff und Feuchtigkeit können auch die Alterung beschleunigen.

Die Leitfähigkeit von *entionisiertem Wasser* steigt durch Aufnahme von CO_2 aus der Luft um mehrere Größenordnungen.

5.1.2 Schwefelhexafluorid (SF_6)

SF_6 ist wegen seiner elektronegativen Eigenschaften das wichtigste *Isolier- und Löschgas* der Hochspannungstechnik. Es wird für die Isolierung von gekapselten Schaltanlagen (Kap.2.6.3.1) und gasisolierten Übertragungsleitungen (Kap. 7.1.1.3) sowie als Lösch- und Isoliergas in Hochspannungsschaltern (Kap. 7.1.5.2) und teilweise auch in Mittelspannungsschaltern eingesetzt.

SF_6 besitzt eine etwa dreifach höhere *elektrische Festigkeit* als Luft, vgl. Kap. 3.2. In Verbindung mit erhöhten Drücken von 3 bis 5 bar sind Festigkeiten erreichbar, die etwa um den Faktor 10 über der Festigkeit atmosphärischer Luft liegen. Hochspannungsschaltanlagen haben dadurch einen drastisch reduzierten Flächen- und Volumenbedarf und können zu vertretbaren Kosten selbst innerhalb von Städten oder Gebäuden errichtet werden.

Weiterführende Informationen zur Festigkeit von SF_6 , z.B. auch in inhomogenen Feldern, finden sich in der Spezialliteratur, wie z.B. [22], [28], [55].

Anmerkung: Noch höhere Festigkeiten sind bei einer Reihe von *Fluor-Kohlenstoff-Verbindungen* und *Fluor-Chlor-Kohlenstoff-Verbindungen* (FCKW) erreichbar [22]. Sie besitzen jedoch alle mehr oder weniger ungünstige Eigenschaften, wie z.B. einen reduzierten Temperaturbereich und eine erhöhte Toxizität oder sie sind als klimaschädliche Treibhausgase bzw. als schädlich für die Ozonschicht einzustufen.

SF_6 zeichnet sich gegenüber allen anderen elektrisch festen Gasen durch ein einzigartiges Eigenschaftsprofil aus:

1. Eine verhältnismäßig niedrige *Kondensationstemperatur* ($T_K = -63^\circ\text{C}$ bei $p = 1$ bar) lässt auch den Einsatz bei niedrigen Umgebungstemperaturen zu. Das *Zustandsdiagramm* von SF_6 zeigt, dass bei Drücken von mehreren bar in *klimatisch kalten Zonen* mit einer Kondensation gerechnet werden muss, Bild 5.1-1. Beispielsweise kondensiert SF_6 unter einem Druck von 5 bar bei einer Temperatur von -30°C . Durch *Mischung* mit N_2 kann die Kon-

densationstemperatur abgesenkt werden, weil der (Partial-) Druck des SF_6 vermindert wird. Die elektrische Festigkeit der *Gasmischung* bleibt auch bei großem N_2 -Anteil auf hohem Niveau. Beispielsweise besitzt ein Mischgas mit einem SF_6 -Anteil von 20 % noch etwa 70 % der elektrischen Festigkeit des reinen SF_6 -Gases [22], Bild 5.1-2.

2. Außerdem ist das SF_6 -Molekül unter den natürlichen Umgebungsbedingungen chemisch sehr *stabil*, d.h. es ist *nicht toxisch*.

Anmerkung: SF_6 ist unsichtbar, geruchlos und schwerer als Luft. D.h. es besteht grundsätzlich Erstickungsgefahr innerhalb von Räumen, Versuchsgefäßen, Wannen und Senken, die sich unter Verdrängung der Luft unbemerkt mit SF_6 füllen können. Es ist deshalb immer für eine wirksame Belüftung zu sorgen.

3. Unter der Wirkung von *Überschlägen* und *Schaltlichtbögen* werden SF_6 -Moleküle in ihre Bestandteile zerlegt, die so reaktiv sind, dass sie sich sofort wieder zu reaktionsträgen SF_6 -Molekülen verbinden. Vorteilhaft ist dabei, dass es sich nicht um einen Kohlenwasserstoff handelt, so dass Kohlenstoffablagerungen nicht entstehen können.

Feuchtigkeit oder *Sauerstoff* führt bei Über-

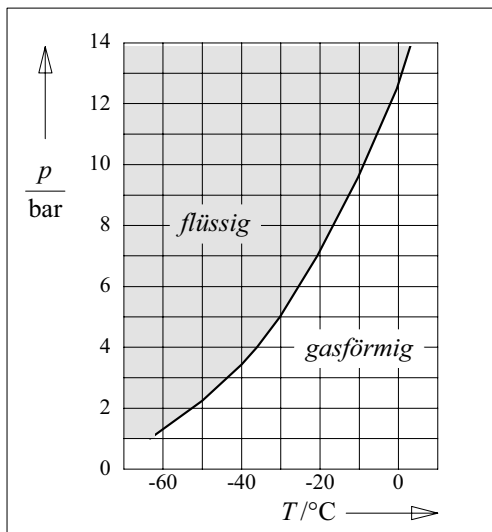


Bild 5.1-1: Zustandsdiagramm von Schwefelhexafluorid.

schlagen oder in Schaltlichtbogen allerdings zur Bildung *toxischer Substanzen* durch Nebenreaktionen. Sie sind beim Öffnen der Gefäße als weißes Puder oder am fauligen Geruch von Schwefelwasserstoff H_2S erkennbar. Das Einatmen sowie Kontakt mit der Haut sind unbedingt zu vermeiden.

Das Gas einer *gasisolierten Schaltanlage* (GIS) ist deshalb *getrocknet* und hermetisch gegen die Umgebung *abgeschlossen*. Über den Druckabfall wird ein eventueller Gasverlust registriert, er darf i.d.R. höchstens 1 % pro Jahr betragen. Das gesamte Gasvolumen wird durch Schottisolatoren in *Teilvolumina* unterteilt, so dass die Wirkung einer Leckage lokal begrenzt bleibt. Bei Wartungsarbeiten wird die gesamte SF_6 -Füllung einer Anlage in den Vorratstank einer *Aufbereitungsstation* gepumpt und nach Trocknung und Filterung für die Wiederbefüllung verwendet. Das *Öffnen* von Gefäßen darf nur im Freien oder in gut belüfteter Umgebung erfolgen, ein unkontrolliertes Austreten von Gas muss vermieden werden.

Die elektrische Festigkeit von SF_6 leidet unter der Wirkung von *Partikeln* und *Verunreinigungen*. Die Gefährlichkeit von Partikeln kann durch *Partikelfallen* in Form sehr feldschwacher Räume, in denen sich Partikel absetzen können, oder durch *isolierende Beschichtung* der Außenelektrode, die eine Aufladung der

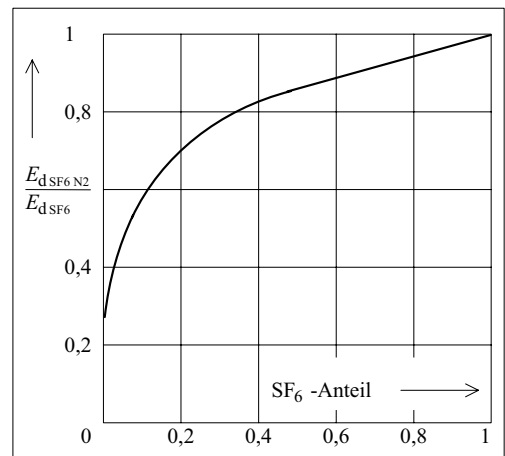


Bild 5.1-2: Elektrische Festigkeit einer Stickstoff-Schwefelhexafluorid-Mischung [22].

Partikel erschwert, vermindert werden. Die Montage von Anlagen ist nicht nur in der *Fertigung* sondern auch bei der *Endmontage* auf der Baustelle mit besonderer Sorgfalt durchzuführen. Die innere Festigkeit einer Anlage kann deshalb nur durch Teilentladungsmessungen *nach* Abschluss der Endmontage nachgewiesen werden, Kap. 6.4.2.

SF₆ besitzt eine wesentlich *geringere ozon-schädigende Wirkung* als die Fluor-Chlor-Kohlenstoff-Verbindungen (FCKW). Beachtenswert ist jedoch ein im Vergleich zu CO₂ 23900-fach größeres *Treibhauspotential* (GWP global warming potential, Zeithorizont 100 Jahre) [316]. Obwohl die Energietechnik nur geringe Mengen einsetzt, werden trotzdem besondere Maßnahmen gefordert, um den Austritt in die Atmosphäre zu begrenzen. Es wird deshalb versucht, die Menge des SF₆ durch *Mischung* mit N₂ zu reduzieren und den Austritt in die Atmosphäre durch geringe *Leckraten* und durch *Wiederaufbereitungskreisläufe* zu minimieren. SF₆-Schalter wurden im Mittelspannungsbereich bereits weitgehend durch *Vakuumschalter* verdrängt, sie dominieren aber nach wie vor im Hochspannungsbereich, Kap. 7.1.5. Vollwertige *Alternativen* sind heute nicht bekannt.

5.2 Anorganische feste Isolierstoffe

Anorganische feste Isolierstoffe in Form von Porzellan, Glas und Glimmerprodukten zeichnen sich generell durch eine hohe *Temperaturbeständigkeit* aus, sie sind unempfindlich gegen *chemische Einflüsse*, *Witterungseinflüsse*, *Strahlung* und *Teilentladungsbeanspruchungen*. Außerdem besteht im Vergleich zu anderen Isolierstoffen eine relativ *hohe Wärmeleitfähigkeit* und teilweise eine *sehr hohe mechanische Festigkeit*.

Bei *Glimmerprodukten* werden die guten Eigenschaften des Glimmers jedoch durch organische Bindemittel wieder verschlechtert.

5.2.1 Porzellan und Keramik

Äußere Isolierungen in Form mechanisch fester Trag-, Stütz- und Gehäuseisolatoren werden weitgehend aus *mechanisch* hochfestem Porzellan gefertigt. Außerdem sind Keramik und Porzellan für alle *thermisch* hochbeanspruchten Isolierungen geeignet, wie z.B. bei Heizstäben, Zündkerzen oder wärmeleitfähigen Isolierungen für die Montage von Leistungshalbleitern. Durch eine geschlossenporige Oberfläche (Glasure) ergibt sich eine ausgezeichnete *Witterungsbeständigkeit* und Unempfindlichkeit gegen Einwirkung von *Chemikalien*. Lediglich Flusssäure, konzentrierte Phosphorsäure und lang einwirkende heiße Natron- und Kalilauge können Porzellanglasuren angreifen.

Der *Oberflächenwiderstand* nimmt bei einer relativen Luftfeuchtigkeit über 80 % oder bei direkter Befeuchtung durch Bildung feuchter, leitfähiger Filme stark ab, so dass die Gefahr eines *Fremdschichtüberschlages* steigt. Besonders negativ wirken sich dabei Schmutzablagerungen aus. Bei der Konstruktion muss den mäßigen Oberflächeneigenschaften von Porzellan durch ausreichende Kriechweglängen Rechnung getragen werden (vgl. Kap. 3.2.6.4 und Bild 3.2-28). Silikonschirm-Verbundisolatoren haben wesentlich bessere hydrophobe, d.h. wasserabstoßende Oberflächeneigenschaften und verdrängen bei schwierigen Umgebungsbedingungen zunehmend Porzellanisolatoren, Kap. 5.3.3.4 und 7.2.4.

Anmerkung: *Keramische Werkstoffe und Metalloxide* werden außerdem bei niedrigeren Spannungen als Kondensatordielektrika eingesetzt, wie z.B. ferroelektrische Keramiken mit extrem hohen Dielektrizitätszahlen oder dünne Schichten aus Aluminiumoxid in Elektrolytkondensatoren.

In *Zündkerzen* werden Isolatoren aus Aluminium-Oxid-Keramik eingesetzt, wobei die Miniaturisierung der Kerzenkörper auch bei Impulsspannungen von wenigen 10 kV zu sehr hohen Feldstärken führt und eine entsprechende Werkstoffentwicklung erfordert. In der Fertigung werden die Isolierkörper gepresst und anschließend gebrannt, Kap. 7.4.6. Der breite Einsatz von Zündkerzen in der Automobiltechnik führt dazu, dass hier ein großer Teil der hochspannungstechnisch belasteten Keramik eingesetzt wird.

Zur **Herstellung** von Porzellanisolatoren werden die mineralischen Rohstoffe *Feldspat* (Alkali-Aluminium-Silikat), *Kaolin* (Aluminiumsilikat) und *Quarz* (SiO_2) oder *Aluminiumoxid* mit Wasser fein gemahlen und zu einer formbaren Masse gemischt. Die Zusammensetzung der Porzellanmasse bestimmt die mechanischen, thermischen und elektrischen Eigenschaften des fertigen Isolators, Bild 5.2-1. Dabei besitzt das **Aluminiumoxid-Porzellan** bessere mechanische Eigenschaften und eine bessere Verarbeitbarkeit als **Quarz-Porzellan**.

Die weiche *Masse* wird in einer Strangpressanlage zu zylindrischen Hubeln geformt. Dabei müssen durch Einwirkung von *Vakuum* Gas-einschlüsse entfernt werden. Nach einer Trocknung auf einen Wassergehalt von ca. 15 % erhält der Isolator durch Pressen oder Drehen die gewünschte Form, Bild 5.2-2.

Nach weiterer Trocknung wird der geformte Körper in einem Tauchbad oder durch Aufspritzen mit einem Überzug aus niedriger schmelzenden Mineralien versehen, die beim nachfolgenden Brennen einen geschlossenen glasartigen Überzug (*Glasure*) bilden.

Im Brennofen entsteht bei 1400 bis 1500°C über 40 bis 50 Stunden aus der Porzellanmasse ein fest *gesintertes Produkt* aus Kristallen in einer hauptsächlich Feldspat enthaltenden geschmolzenen Glasphase. Durch Trocknung und Brennen ergibt sich ein *starker Schwund* von ca. 15 bis 20 %.

Anmerkung: Einen geringeren Schwund von ca. 5 %, bessere mechanische Eigenschaften und einen geringeren Verlustfaktor erhält man bei *Steatit*, das anstelle von Kaolin Speckstein (Magnesiumsilikat) enthält. Die Her-

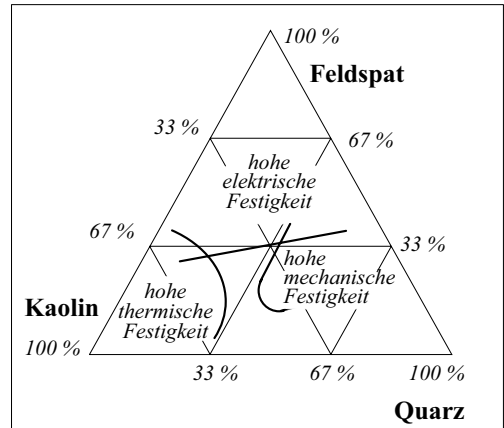


Bild 5.2-1: Eigenschaften von Quarz-Porzellan in Abhängigkeit von der Zusammensetzung der Porzellanmasse.

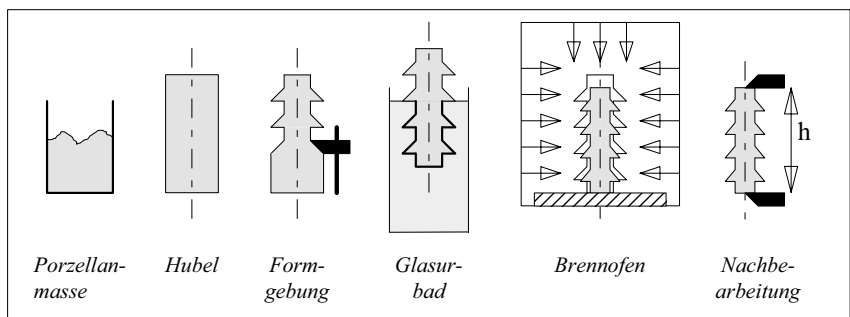
stellung großer Isolatoren ist jedoch nicht möglich, so daß Steatit vorwiegend in der Hochfrequenztechnik eingesetzt wird.

Durch den starken, nicht exakt definierbaren Schwund ist die *Fertigung maßhaltiger Teile* mit großen Schwierigkeiten verbunden und nur mit großen Toleranzen möglich. Enger tolerierte Maße müssen durch *Schleifen* nachgearbeitet werden.

5.2.2 Glas

Glas kann anstelle von Porzellan für kleinere **Isolatoren**, z.B. für *Kappenisolatoren* eingesetzt werden. Schäden und Risse sind optisch erkennbar. Allerdings ist die mechanische Beanspruchbarkeit geringer als bei Hartporzellan. Isolierglas (E-Glas, Pyrexglas) darf nur sehr

Bild 5.2-2:
Herstellung von
Porzellanisolatoren



wenig Alkalioxide enthalten ($< 0,8 \%$, „alkali-frei“), damit sich bei Anlagerung von Feuchtigkeit auf der Oberfläche keine großflächigen leitfähigen Schichten mit Alkaliionen bilden.

Glas wird außerdem in Form dünner **Fasern** zur mechanischen *Verstärkung von Kunststoffen* eingesetzt (glasfaserverstärkte Kunststoffe, GFK). Entscheidend für die elektrische Festigkeit ist eine geeignete Oberflächenbehandlung (Silanisierung) der Fasern, die eine *dauerhafte Haftung* zwischen Faser und Kunststoff (i.d.R. Gießharz) vermittelt. Ablösungen müssen wegen der Anlagerung eindiffundierender Feuchtigkeit unbedingt vermieden werden (vgl. Kap. 3.4.2.3, Bild 3.4-6).

Die Fasern dienen in Form von *Fasersträngen* der *Verstärkung von Stäben* (z.B. verstärkte Epoxidharzstäbe in silikonbeschirmten Verbundisolatoren). Bei der Herstellung von *Wickelrohren* (FW-Rohren) nach dem „filament winding“-Verfahren werden Faserstränge durch ein Harzbad gezogen und kreuzweise in mehreren Lagen auf einen Wickeldorn gewickelt, auf dem die Härtung erfolgt. Außerdem werden Glasfasern in Form von *Gewebematten* zur Verstärkung von Rohren, Platten oder beliebigen Gießharzkörpern eingelegt. Dabei ist ein *Vakuummuss* erforderlich, um die Hohlraumfreiheit sicherzustellen.

Glasfasern können auch unter Öl als mechanisches Bandagemittel dienen.

Grundbestandteil von **Glas** ist *Quarz* (Siliziumdioxid SiO_2), das in einer unterkühlten Schmelze in nicht-kristalliner Form vorliegt.

Reines *Quarzglas* wird wegen des sehr hohen Schmelzpunktes nur für wenige Sonderanwendungen, wie z.B. für Senderöhren eingesetzt. Neben der extremen thermischen Beständigkeit ist dabei vor allem der niedrige Verlustfaktor ($\tan \delta = 1 \dots 30 \cdot 10^{-4}$) entscheidend.

Bei *Normalglas* (Spiegelglas, Alkaliglas) werden ca. 20 bis 30 % Alkalioxide zur Schmelzpunktniedrigung zugefügt. Aufgrund der stark erhöhten Volumen- und Oberflächenleitfähigkeit ist eine Verwendung als elektrisches Isolierglas jedoch nicht üblich, Tab. 5.2-1.

Tabelle 5.2-1: Orientierungswerte für die elektrischen Eigenschaften verschiedener Glassorten [16], [47].

	ϵ_r	$\tan \delta$ ‰	κ S/m 50 Hz	κ S/m 20°C	κ S/m 300°C
<i>Normalglas</i> (mit Alkalioxiden)	4... 8	100 ... 10	$< 10^{-6}$	10^{-3}	
<i>Bleiglas</i> (mit Bleioxid)	8...10	10 ... 1	$< 10^{-8}$		
<i>E-Glas</i> (mit Boroxid)	ca. 6	< 1	$< 10^{-11}$	10^{-8}	
<i>Quarzglas</i> (ohne Zusätze)	ca. 4	3 ... 0,1	10^{-16}		

Nahezu „alkalifreie“ Gläser enthalten Boroxid (B_2O_3) zur Schmelzpunktniedrigung (Borsilikatgläser). Sie werden wegen ihrer guten elektrischen Eigenschaften hauptsächlich für elektrische Isolierungen eingesetzt (E-Gläser), Tab. 5.2-1.

Bleigläser mit Zusatz von Bleioxid wurden früher wegen Ihrer hohen Dielektrizitätszahl bei niedrigen Verlusten als Kondensatordielektrikum eingesetzt, Tab. 5.2-1.

5.2.3 Glimmerprodukte

Glimmer ist ein natürlich vorkommendes Mineral. Für die Hochspannungstechnik ist vorwiegend der sogenannte Kaliglimmer (Kalium-Aluminium-Doppelsilikate, „*Muskovit*“) geeignet. Aufgrund seiner Kristallstruktur kann er in *sehr dünne Plättchen* gespalten und mit *Bindemitteln* (meist Epoxid- und Silikonharze sowie Lacke) zu größeren Isolierungen verarbeitet werden.

Reiner Glimmer in Form von Muskovit hat sehr gute elektrische Eigenschaften ($\epsilon_r = 7$, $\tan \delta < 1 \%$, $E_d = 50 \dots 150 \text{ kV/mm}$). Die Eigenschaften von Phlogovit (Magnesiaglimmer) sind etwas schlechter.

Besondere Eigenschaften von Glimmerprodukten sind die *Widerstandsfähigkeit gegen*

Teilentladungen sowie, je nach Bindemittel, eine hohe *thermische Beständigkeit* von 130°C bis zu 500°C. Glimmerhaltige Isolierungen eignen sich deshalb besonders für Isolierungen, die thermisch beansprucht werden und bei denen im Betrieb Teilentladungen aufgrund von Hohlräumen oder Ablösungen nicht ausgeschlossen werden können. Generell werden die thermischen und elektrischen Eigenschaften von Glimmerisolierungen durch die unvermeidlichen Bindemittel verschlechtert.

Mikanite sind Produkte aus Glimmerplättchen mit Bindemittel, die für thermisch belastete Kommutatoren, Maschinenisolierungen, Heizstäbe, Spulenkörper und Röhrenfassungen eingesetzt werden.

Mikafolien sind eine Art *Glimmerpapier*: Der durch Rösten von Kristallwasser befreite Glimmer wird als Suspension in einer Papiermaschine zu einer dünnen, papierähnlichen Glimmer-Isolierfolie verarbeitet. Diese kann mit *Bindemitteln* auf unterschiedliche *Träger*, z.B. aus Papier, Glasseide oder Polyestervlies bzw. -seide appliziert werden und muss mit einer *Decklage* geschützt werden [319]. Dieses Material wird in Maschinen- und Generatorisolierungen sowie in Trockentransformatoren für die Bewicklung der Leiter eingesetzt, ggf. mit Harz imprägniert und gehärtet, vgl. Kap. 7.1.6.2.

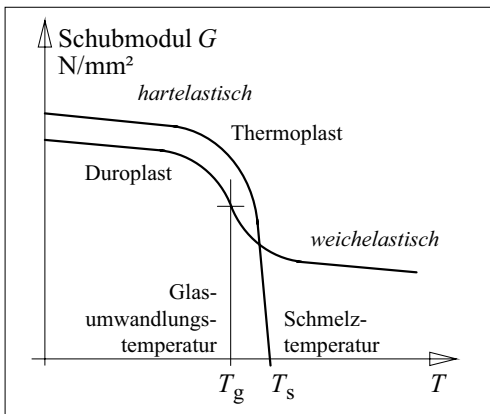


Bild 5.3-1: Schubmodul G als Funktion der Temperatur für thermoplastische und duroplastische Formstoffe (schematisch).

5.3 Hochpolymere Kunststoffe

Hochpolymere Kunststoffe treten in einer Fülle unterschiedlicher Stoffe auf. Dementsprechend breit ist die Palette der verschiedenen Eigenschaften, Verarbeitungsmöglichkeiten, Formgebungsmöglichkeiten und Einsatzmöglichkeiten. Die nachfolgende Darstellung kann deshalb nur exemplarisch einige wichtige Punkte aufgreifen. Für detaillierte Informationen muss auf die Spezialliteratur und auf die Datenblätter der Hersteller verwiesen werden [88], [89], [90], [91].

Charakteristisch ist die verhältnismäßig geringe *thermische Beständigkeit* von Kunststoffen. Thermoplastische Kunststoffe schmelzen teilweise nur wenig über 100 °C. Allerdings können bestimmte fluorierte Kohlenwasserstoffe und Silikone auch mit Temperaturen von einigen 100 °C beansprucht werden. Die Temperaturabhängigkeit des Schubmoduls (als Maß für den Widerstand, den ein Formstoff seiner mechanischen Verformung entgegensetzt) unterscheidet sich grundsätzlich für die *thermoplastischen* und die *duroplastischen* Stoffe, Bild 5.3-1.

Das *Gewicht* von Kunststoffen ist im Vergleich zu Porzellan oder Glas sehr gering. Die vergleichsweise geringe *mechanische Festigkeit* muss häufig durch Verstärkungen verbessert werden (Verbundmaterialien). Auch die relativ geringe *Wärmeleitfähigkeit* lässt sich durch mineralische Füllstoffe in begrenztem Maße erhöhen.

Die Beständigkeit von Kunststoffen gegen *Witterungseinflüsse*, *Strahlung* und Einwirkung von *Chemikalien* oder *Umgebungsmedien* kann je nach Material sehr unterschiedlich sein. Vor einem Einsatz sind deshalb oft Verträglichkeitsuntersuchungen unter realitätsnahen Bedingungen erforderlich. Dabei kommt z.B. dem Problem der *Diffusion von Feuchtigkeit* und der *hydrolytischen Zersetzung* (z.B. bei Klebungen und Verbundmaterialien) besondere Bedeutung zu.

Mit Kunststoffen können höchste *elektrische Festigkeiten* erreicht werden (z.B. bei dünnen

Folien). Sie hängen aber stark von der Verarbeitung ab. Teilentladungen in Fehlstellen können aber auch zu einer sehr raschen *Erosion* führen.

Die *Leitfähigkeiten* von Kunststoffen sind im Vergleich zu ionenleitenden Stoffen wie Porzellan und Glas sehr gering. *Dielektrizitätszahlen* und *Polarisationsverluste* hängen von den Dipolmomenten der Moleküle ab.

5.3.1 Bildungsreaktionen und Vernetzung

Hochpolymere Kunststoffe entstehen durch Verbindung niedermolekularer Bestandteile (*Monomere*) zu hochmolekularen Kettenmolekülen (*Polymere*). Dabei kann die Vernetzung der Moleküle in ein, zwei oder drei Dimensionen erfolgen. Man unterscheidet drei verschiedene Bildungsreaktionen:

- Bei der **Polymerisation** verbinden sich gleichartige Monomere unter Auflösung von Doppelbindungen zu einem hochpolymeren Kettenmolekül *ohne Abspaltung von Nebenprodukten*, Bild 5.3-2. Werden mindestens zwei verschiedene Arten von Monomeren vernetzt, spricht man von Copolymerisation.
- Bei der **Polykondensation** verbinden sich verschiedenartige Monomere unter *Abspaltung niedermolekularer Reaktionsprodukte* wie z.B. Wasser oder Ammoniak. Die Reaktionsprodukte führen oft zur Hohlrumbildung, so dass Polykondensate i.d.R. nicht für hochbeanspruchte Isolierungen eingesetzt werden, Bild 5.3-2.
- Bei der **Polyaddition** verbinden sich verschiedenartige Monomere *ohne Abspaltung von Nebenprodukten*. Es entstehen hochwertige Isolierstoffe.

Die genannten Polyreaktionen können je nach Art der räumlichen Vernetzung zu *Thermoplasten*, *Duroplasten* und *Elastomeren* führen. Diese Einteilung bezieht sich nicht auf die Art der o.g. Bildungsreaktionen sondern auf das Verhalten bei Erwärmung, Bild 5.3-1:

Thermoplaste

Erfolgt die Vernetzung der Moleküle im wesentlichen linear, so entstehen Kettenmoleküle, die bei Erwärmung - nach Aufhebung der van-der-Waals'schen Kräfte - gegeneinander verschiebbar sind. D.h. der Stoff kann *schmelzen* und bei Abkühlung wieder *erstarren*, er ist *thermoplastisch*, Bild 5.3-1. Dies ermöglicht die thermische Verarbeitung durch Gießen, Pressen, Extrudieren, Blasen und Schweißen.

Thermoplastische Werkstoffe werden beispielsweise für Kabelisolierungen (Polyäthylen, PVC), Kondensatordielektrika (Folien) und für Gehäuse eingesetzt.

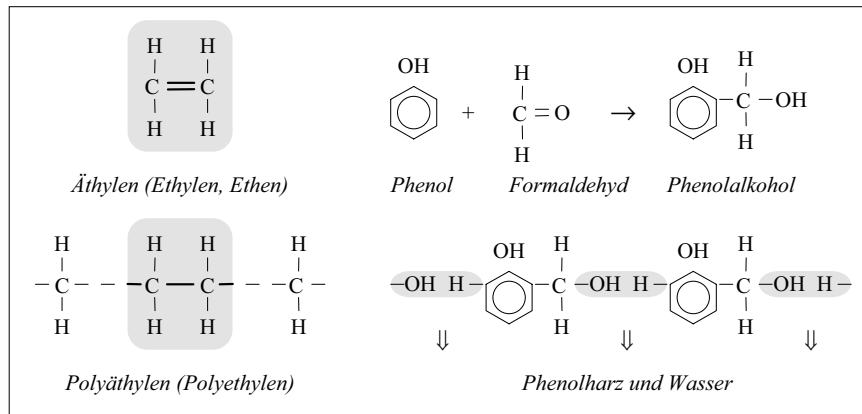
Duroplaste

Bei einer mehrdimensionalen Vernetzung zwischen den Kettenmolekülen entsteht ein Verband, der sich bei Erwärmung nicht mehr auflösen kann. Es kommt lediglich durch Auflösung van-der-Waals'scher Bindungen zu einer Erweichung. Ein Schmelzen ist jedoch *nicht mehr möglich*, weil die dreidimensionalen Vernetzungen zwischen den Kettenmolekülen weiterhin bestehen. Der Stoff verhält sich duroplastisch, Bild 5.3-1. Duroplaste bleiben oberhalb der Glasumwandlungstemperatur T_g in einem weichelastischen Zustand, der durch die Vernetzungsdichte bestimmt wird. Durch weitere Erwärmung tritt schließlich eine irreversible *thermische Zerstörung* des Formstoffes ein.

Anmerkung: Die Glasumwandlungstemperatur korrespondiert i.d.R. mit einem Anstieg der *Dielektrizitätszahl* und einem *Polarisationsverlustmaximum*, weil polarisierbare Dipole beweglich werden, Bild 4.2-2 u. -12.

Die Bildungsreaktion (Härtung) muss in der vorgesehenen Form erfolgen. Eine *nachträgliche Formänderung* ist nur noch durch mechanische Nacharbeit (Schleifen, Drehen, Fräsen), aber nicht mehr durch Wärme möglich. Vorteilhaft ist die *Formstabilität* der Duroplaste unter mechanischer Beanspruchung, weil die räumliche Vernetzung dem bei Thermoplasten üblichen „*Kriechen*“ des Materials entgegenwirkt, so dass nur eine reversible elastische Verformung eintritt.

Bild 5.3-2:
Beispiele für
Polyreaktionen:
Polymerisation und
Polykondensation
mit Abscheidung
von Wasser.



Typische Duroplaste sind *Gießharze*, die in einer Form aushärten. Sie werden zur Herstellung von Isolierkörpern und zum Verguss von Bauelementen eingesetzt. Auch vernetztes Polyäthylen (VPE) in Kabelisolierungen, dessen Formgebung durch Extrudieren im thermoplastischen Zustand erfolgt, wird anschließend durch Vernetzung der Kettenmoleküle untereinander irreversibel zu einem duroplastischen Medium.

Elastomere

Elastomere sind *Duroplaste*, die aufgrund einer sehr losen räumlichen Vernetzung schon bei Betriebstemperaturen ein *elastisches Verhalten* zeigen. Die Formgebung erfolgt durch Vernetzung in der vorgesehenen Form durch Gießen. Eine nachträgliche Bearbeitung ist i.d.R. nicht mehr möglich.

Elastomere werden z.B. als Dichtungswerkstoffe, für flexible Leitungen sowie als Schirme von Verbundisolatoren (Silikon-Elastomere) eingesetzt.

5.3.2 Thermoplastische Isolierstoffe

5.3.2.1 Polyäthylen (PE und VPE)

Polyäthylen (bzw. Polyethylen) wird als gut extrudierbarer thermoplastischer Werkstoff in großem Umfang für die *Isolierung von Kabeln* vom Mittelspannungsbereich bis zur 500 kV-Ebene eingesetzt.

Polyäthylen entsteht durch Polymerisation aus Äthylen-(Ethylen-, Ethen-)Molekülen, Bild 5.3-2 (links). Je nach Herstellungsverfahren ergeben sich unterschiedliche strukturierte Materialien:

a) Beim *Niederdruckverfahren* erfolgt die Polymerisation unter der Wirkung von Katalysatoren bei Umgebungstemperatur und Drücken von wenigen bar. Dabei entsteht ein *Polyäthylen hoher Dichte* (HDPE: high density polyethylene) aus linearen Kettenmolekülen. Sie ordnen sich raumsparend parallel zueinander in kristallinen Bereichen, die von kleineren amorphen Bereichen unterbrochen werden. Die Schmelztemperatur liegt bei etwa 135 °C, das Abschmelzen der kristallinen Bereiche erfolgt allerdings schon ab etwa 100 °C.

b) Beim *Hochdruckverfahren* erfolgt die Polymerisation unter Drücken von 1500 bis 3000 bar bei 200 °C. Dabei entsteht ein *Polyäthylen niedriger Dichte* (LDPE: low density polyethylene) aus teilweise verzweigten Kettenmolekülen. Sie stören die Ausbildung kristalliner Bereiche aus parallelen Ketten, so dass sich größere amorphe Bereiche niedrigerer Dichte ergeben. Die Schmelztemperatur liegt bei etwa 110 bis 115 °C, das Abschmelzen der kristallinen Bereiche setzt sogar schon bei -20 °C ein. Die *Dauertemperaturbeständigkeit* beträgt deshalb nur etwa 70 °C.

Polyäthylen hat im Vergleich zu vielen anderen Isolierstoffen herausragende **dielektrische Eigenschaften**:

Wegen der niedrigen Dauertemperaturbeständigkeit und dem Kriechen des Materials unter mechanischer Beanspruchung wird in Kabeln ein räumlich **vernetztes Polyäthylen (VPE)** eingesetzt. Die Vernetzung erfolgt *nach* der Extrusion der thermoplastischen Isolierung und ergibt auch bei höheren Temperaturen ein Elastomerzustand mit einer gewissen *mechanischen Restfestigkeit*. Die *Dauertemperaturbeständigkeit* erhöht sich auf etwa 90 °C.

Die *Vernetzung* kann durch direkte Einwirkung von Strahlung oder durch Reaktion mit Peroxiden erfolgen, die dem Polyäthylen zugesetzt werden. Die für die Reaktion erforderliche Temperatur von etwa 200 °C ist beispielsweise durch Zufuhr von Wärme über Wasserdampf, Stickstoff oder Ultraschall möglich. Beim sog. *Horizontalverfahren* wird die Kabelader mit Hilfe eines Gleitmittels durch das beheizte horizontale Vernetzungsrohr gezogen in dem die Vernetzung durch beigemengte *Peroxide* erfolgt [325], Bild 5.3-3.

Die **Lebensdauer** von Polyäthylenisolierungen wird häufig durch sogenannte „*water trees*“ begrenzt. Dabei handelt es sich um leitfähige bäumchenförmige Strukturen, die sich unter der Wirkung des elektrischen Feldes in Anwesenheit eindiffundierter Feuchtigkeit durch elektrochemische Prozesse bilden. Das Wachstum der „Bäumchen“ in Feldrichtung führt schließlich zur Ausbildung feiner Entladungskanäle (sog. „*electrical trees*“) und zum Durchschlag der Isolation, vgl. Kap. 7.1.1.2.

Bei Isolierungen, die der *UV-Strahlung* ausgesetzt sind, ergibt sich durch Vernetzungsreaktionen eine Versprödung. Für Freiluftanwendungen werden deshalb dunkle, absorbierende Zuschlagstoffe (z.B. Ruß) beigemischt.

5.3.2.2 Polyvinylchlorid (PVC)

Das aus Äthylen und Chlor hergestellte Vinylchlorid wird katalytisch unter Druck zu Polyvinylchlorid (PVC) polymerisiert, Bild 5.3-4. Dabei entsteht ein spröder Kunststoff, der aufgrund der polaren Cl-Atome eine Dielektrizitätszahl $\epsilon_r = 4$ besitzt. Durch Beimi-

schung von polaren *Weichmachern*, die mit den polaren Cl-Atomen in Wechselwirkung treten, ergibt sich eine flexible und dehnbare Mischung. Dadurch steigen Dielektrizitätszahl und Verlustfaktor erheblich an. Für eine Kabelmischung mit einem Weichmacheranteil von 20 bis 25 % gilt etwa $\epsilon_r = 5,3$ und $\tan \delta = 30$ bis 50 %. Übliche Betriebsfeldstärken liegen unter 3 kV/mm.

Wegen der hohen Verluste findet PVC als *Dielektrikum* nur im Niederspannungsbereich Verwendung, z.T. noch für kürzere Mittelspannungskabelstrecken bis zu 10 kV. *Kabelmäntel* werden auch bei höheren Spannungen aus PVC hergestellt.

Problematisch ist bei PVC die Alterung durch Ausdiffundieren von Weichmachern. Im Falle eines Brandes können aggressive Gase (z.B. Salzsäure HCl entstehen).

5.3.2.3 Polypropylen (PP)

Polypropylen (PP) entsteht durch Polymerisation von Propylen (Propen), Bild 5.3-5. Dabei weisen die Methylseitengruppen (–CH₃) in einer gewendelten Kettenfolge nach außen. Dadurch entsteht ein *hoher Ordnungszustand*, der die Kristallisation begünstigt und zu einem weitgehend *unpolaren* Charakter des Kettenmoleküls führt. Der Platzbedarf der Seiten-

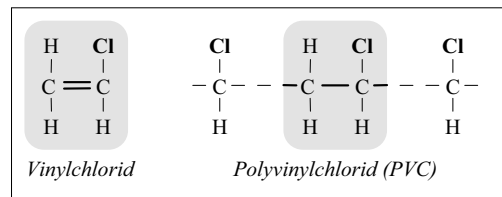


Bild 5.3-4: Polymerisation von Vinylchlorid.

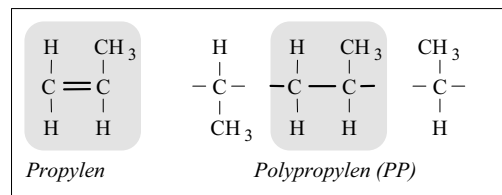


Bild 5.3-5: Polymerisation von Propylen.

gruppen ist für eine relativ niedrige Dichte verantwortlich [49], [89].

Die *elektrische Festigkeit* und die *dielektrischen Eigenschaften* ($\epsilon_r = 2,3$, $\tan \delta < 10^{-3}$) sind mit Polyäthylen vergleichbar. Die *thermische Beständigkeit* ist deutlich besser als bei den anderen Massenkunststoffen PE, PVC und Polystyrol (PS): Die Kristallitschmelztemperatur liegt bei 160 bis 168 °C, so dass ein dauernder Einsatz bis 105 °C und eine kurzzeitige Beanspruchung bis 150 °C möglich ist. Die Kälteflexibilität ist mit ca. -20 °C begrenzt.

Neben der hohen Formbeständigkeit in der Wärme sind vor allem eine relativ hohe *Härte*, *Steifigkeit* und *Festigkeit* bei niedriger *Dichte* zu nennen. Polypropylen besitzt eine geringe *Wasseraufnahme* und ist gegen *Chemikalien* sehr resistent. In chlorierten und aromatenhaltigen Ölen tritt in bei Erwärmung eine *Quellung* auf.

Dünne **Isolierfolien** für *Kondensatordielektrika* werden zunächst mit einer Breitschlitzdüse extrudiert und als ein bis drei mm dicker Film auf einer Walze abgekühlt. Durch extreme Streckung in Längs- und Querrichtung werden die Moleküle ausgerichtet und die mechanischen Eigenschaften sehr verbessert. Die Herstellung kann außerdem durch Blasen oder Gießen erfolgen.

Eine *raue Oberfläche* bzw. eine Prägung erzeugt beim Schichten der Folien *Imprägnierkanäle*, die das Eindringen von Imprägniermit-

tern ermöglichen, Bild 5.3-6 (unten). Durch Diffusion werden dann auch allseitig geschlossene Hohlräume imprägniert, die sich z.B. bei glatt anliegenden Aluminiumfolien bilden. Bei dünnflüssigen Imprägniermitteln und ausreichendem „Space-Faktor“ (> 10%) sind *Papierlagen als Imprägnierdocht* nicht mehr nötig.

Bei *Wechselspannung* sind die Folien im Allfilm-Dielektrikum stärker belastbar, weil kein elektrisch schwächeres Papier vorhanden ist. Auch bei *Gleichspannung* ergibt sich im Allfilm-Dielektrikum eine wesentlich bessere Volumenausnutzung, weil aufgrund des Leitfähigkeitsunterschiedes das elektrische Feld aus dem Papier herausgedrängt wird.

Anmerkung: Die zulässigen Feldstärken richten sich vor allem nach der *Feldverzerrung an der Rändern* der leitenden Beläge, vgl. Bild 2.4-20, -21 und -30. Sie müssen an realen Fertigungsmustern durch Lebensdaueruntersuche ermittelt werden. *Betriebsfeldstärken* können bei mehrlagigen Dielektrika mit $d_{\text{ges}} = 50 \mu\text{m}$ im Bereich von 20 bis 30 kV/mm liegen (50 Hz, Effektivwerte). Die *kurzzeitigen Festigkeiten* sind zwei- bis dreimal höher. Dabei gelten die niedrigeren Werte eher für Papier-, die höheren Werte eher für Allfilm-Dielektrika.

Polypropylen ist aufgrund guter mechanischer Eigenschaften auch als **Konstruktionswerkstoff**, z.B. für Gehäuse geeignet. Es kann im Spritzguss verarbeitet oder extrudiert werden. Das Fügen von PP-Teilen ist durch Heizelement- oder Warmgasschweißen möglich. Für erhöhte mechanische Beanspruchungen stehen verstärkte PP-Modifikationen zur Verfügung.

5.3.2.4 Hochtemperaturbeständige Thermoplaste

Polymere aus reinen CH-Verbindungen können bei Temperaturen, die deutlich über 100 °C liegen, nicht mehr eingesetzt werden. Wesentlich höhere Dauergebrauchstemperaturen ergeben sich bei Polymeren, die *neben Benzolringen auch Sauerstoff-, Stickstoff- oder Schwefelatome* enthalten, Bild 5.3-7.

Polyimide (PI) enthalten die sogenannte Imidgruppe. Sie können kurzfristig bis 300 °C beansprucht werden und sind für *Dauergebrauchstemperaturen* von 250 °C geeignet.

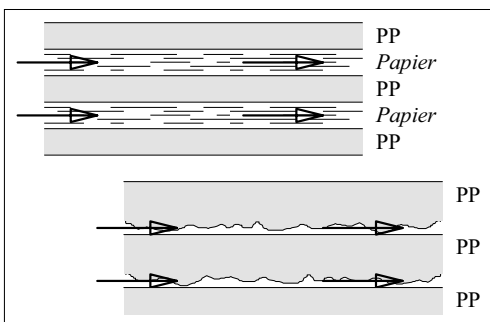


Bild 5.3-6: Imprägnierung eines Mischdielektrikums (oben) und eines "Allfilm"-Dielektrikums (unten).

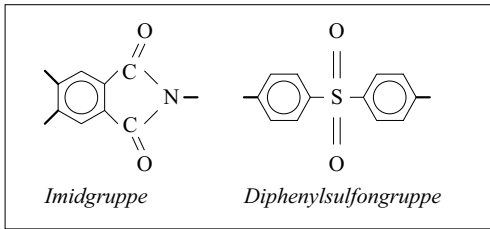


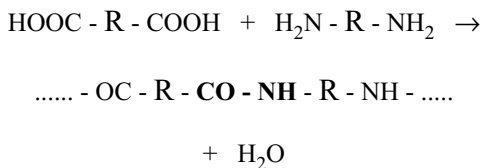
Bild 5.3-7: Bestandteile der Polyimide (links) und der Polysulfone (rechts).

Polyimidfolien werden in thermisch besonders belasteten Kondensator dielektrika eingesetzt ($\epsilon_r = 3,5$, $\tan \delta = 3 \cdot 10^{-3}$). **Polyamidimide (PAI)**, die zusätzlich Amidgruppen enthalten, besitzen eine Dauergebrauchstemperatur von 220 °C und weisen zusätzlich eine hohe *Reißfestigkeit* auf.

Polysulfone (PSU) und die daraus abgeleiteten **Polyethersulfone (PES)** können bis zu 150 °C bzw. 200 °C eingesetzt werden.

5.3.2.5 Polyamide (PA) und Aramide

Polyamide werden durch *Polykondensation* aus Dicarbonsäuren und Diaminen unter Abspaltung von Wasser gebildet:



Dabei handelt es sich um eine Gruppe verschiedener thermoplastischer Stoffe, die durch eine vergleichsweise *hohe mechanische Zugfestigkeit, Zähigkeit und Abriebfestigkeit* gekennzeichnet sind. Sie werden deshalb für isolierende, mechanisch belastete Teile wie Verspannungen, Gewindestangen, Schrauben, Muttern oder Gehäuse eingesetzt, oft als faserverstärktes Material. Der Einsatz ist auch bei sehr tiefen Temperaturen möglich.

Die *Polyamidsorten* werden durch die Länge der Kohlenstoffketten in den Bestandteilen der Kettenmoleküle gekennzeichnet (PA 6 bis PA 12). Die verbindenden polaren Carbonamid-

gruppen $-\text{CO}-\text{NH}-$ erhöhen die Dielektrizitätszahl, den Verlustfaktor, die Wasseraufnahmefähigkeit und die Schmelztemperatur entsprechend ihrem relativen Anteil im Molekül:

PA 6 $\epsilon_r = 7$ $\tan \delta = 300 \text{ ‰}$ Wasseraufn. 4 %

PA 12 $\epsilon_r = 4,5$ $\tan \delta = 50 \text{ ‰}$ Wasseraufn. >1 %

Durch die hohe Wasseraufnahme wird die Maßhaltigkeit von Formteilen durch *Quellung* beeinträchtigt.

Die *Schmelztemperaturen* liegen zwischen 220 °C (PA 6) und 178 °C (PA 12). Wegen einsetzender Erweichung ist die *Dauerwärmebeständigkeit* auf Werte zwischen 75 °C (PA 6) und 65 °C (PA 12) beschränkt. Durch *Faserverstärkung* können die mechanischen und thermischen Eigenschaften verbessert werden.

Polyamide werden wegen der hohen Wasseraufnahme, der hohen Verluste und der relativ hohen Leitfähigkeit (10^{-10} S/m bei PA 6 bis 10^{-11} S/m bei PA 12) nicht für höchste elektrische Beanspruchungen eingesetzt.

Bei **Aramid**, ist in obiger Reaktionsgleichung R durch Benzolringe zu ersetzen. Aramidfasern erreichen hohe Zugfestigkeiten, und sie sind bis ca. 300 °C stabil.

Aramide werden zur Herstellung von *Faserpressstoffen* („Nomex[®]-Board“ [82]) und *Aramid-Papieren* eingesetzt. Sie können bei hohen *thermischen Belastungen* die Funktion von zellulosehaltigen Isolierungen, z.B. in Transformatoren erfüllen. Die elektrischen Eigenschaften des ölprägnierten Materials sind mit Papier bzw. Pressspan vergleichbar.

5.3.2.6 Polytetrafluoräthylen (PTFE)

Durch Polymerisation des Tetrafluoräthylens entsteht das *extrem temperaturbeständige* Polytetrafluoräthylen (PTFE), Bild 5.3-8. Handelsname ist z.B. „Teflon[®]“ (Du Pont).

Es handelt sich um einen thermoplastischen Kunststoff, der aber bei Erreichen der Kristallschmelztemperatur nicht in bekannter

Weise schmilzt. Bei 380 °C ist die Viskosität der Schmelze noch immer so hoch, dass die bei Thermoplasten üblichen Verarbeitungsverfahren *nicht* einsetzbar sind. Oberhalb von 400 °C beginnt die thermische Zersetzung.

Für die Herstellung von Formteilen muss das pulverförmige PTFE bei etwa 380 °C in gelartigem Zustand *gesintert* werden. Hohlräume können durch gleichzeitige Druckbeaufschlagung verkleinert, aber nicht ganz beseitigt werden. Die Herstellung extrudierter Teile (Profile, Leiterisolierungen) ist mit einer Paste aus PTFE-Pulver und Gleitmittel (i.d.R. Benzin) möglich (Pastenextrusion). Nach der Extrusion wird das Gleitmittel verdampft und das PTFE gesintert. Aufgrund der schlechten Verarbeitbarkeit und der aufwendigen Fertigungsverfahren sind PTFE-Erzeugnisse sehr teuer.

Wegen der geringen zwischenmolekularen Kräfte fließt das Material schon unter geringen mechanischen Belastungen. PTFE ist deshalb als *Gleitmittel* und als *Dichtungswerkstoff* in Verschraubungen („Teflon-Band“) geeignet. Mechanisch belastete Teile müssen faserverstärkt werden.

Der regelmäßige Aufbau des Moleküls führt zur kleinsten *Dielektrizitätszahl* fester und flüssiger Stoffe bei vergleichbarer Dichte ($\epsilon_r = 2,05$). Der *Verlustfaktor* ist sehr niedrig ($\tan \delta = 10^{-4}$). Beide Eigenschaften bleiben über einen weiten Frequenzbereich konstant, da keine Orientierungspolarisation stattfindet. PTFE wird deshalb in der *Hochfrequenztechnik* für Stecker, Durchführungen und Kondensatordielektrika eingesetzt.

PTFE ist zwar kriechstrom- und lichtbogenfest, es ist aber aufgrund seiner Porosität sehr *empfindlich gegen Teilentladungen*. Die Dauerspannungsfestigkeit beträgt deshalb nur 2 bis 6 kV/mm.

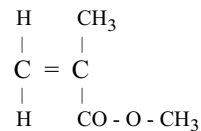
Der Einsatz von PTFE ist in der Hochspannungstechnik auf Spezialanwendungen beschränkt, bei denen eine *hohe Betriebstemperatur* (bis 260 °C) oder nicht brennbare Werkstoffe notwendig sind. Durch die Resistenz von PTFE gegen *Chemikalien* und *Witterungseinflüsse* ergeben sich weitere Einsatzmöglichkeiten.

Anmerkung: Es gibt noch eine Reihe **weiterer fluorhaltiger Polymere**, die besser verarbeitet

bar sind, deren Eigenschaften aber nicht ganz den Eigenschaften von PTFE entsprechen [16], [88], [89]. Stark abweichende dielektrische Eigenschaften ergeben sich bei **Polyvinylidenfluorid** (PVDF) mit einer Dielektrizitätszahl $\epsilon_r = 8$ und einem Verlustfaktor $\tan \delta = 0,1$ (bei 1 MHz). PVDF hat eine hohe mechanische Festigkeit und Zähigkeit. Es schmilzt bei 175 °C und kann thermoplastisch verarbeitet werden. Es wird für Draht- und Kabelummantelungen sowie für Folien eingesetzt.

5.3.2.7 Polymethylmethacrylat (PMMA)

Durch die Polymerisation des Methacrylsäuremethylesters (Methylmethacrylat)



entsteht das thermoplastische Polymethylmethacrylat (PMMA), das unter dem Handelsnamen „*Plexiglas*“ bekannt ist. Trotz mäßiger dielektrischer Eigenschaften ($\epsilon_r = 3,8$ und $\tan \delta = 6 \%$ bei 50 Hz) ergeben sich aufgrund der *hervorragenden Lichtdurchlässigkeit* einige Anwendungen, auch in elektrisch beanspruchter Umgebung, z.B. für Schaugläser, transparente Apparate, optisch hochwertige Bauteile oder als Lichtleiter.

5.3.3 Duroplaste und Elastomere

Im Unterschied zu thermoplastischen Kunststoffen entstehen duroplastische Kunststoffe und Elastomere i.d.R. erst beim Hersteller eines Produktes durch eine *Härtungsreaktion*.

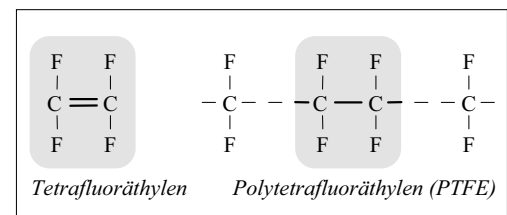


Bild 5.3-8: Polymerisation von Tetrafluoräthylen.

Dabei ergeben sich wesentliche *Einschränkungen* bei der Verarbeitung, beispielsweise ist eine nachträgliche Formänderung nicht mehr oder nur noch durch mechanische Nacharbeit möglich. Andererseits bestehen aber auch *andere Verarbeitungsmöglichkeiten*, die den Duroplasten als **Gießharze** und als **Klebstoffe** weite Anwendungsbereiche erschließen:

- Der Anwender kann durch *Formulierung* der Reaktionskomponenten Verarbeitbarkeit und Formstoffeigenschaften verändern. Dies geschieht z.B. durch Zusatz von Füllstoffen, Farbstoffen oder Beschleunigern.
- Die Härtung des Formstoffes kann bei vergleichsweise *niedrigen Temperaturen*, teilweise sogar bei Raumtemperatur erfolgen. Dadurch sind alle Arten von Vergüssen möglich, wie z.B. für Bauelemente, Kabelmuffen oder Transformatorwicklungen. Außerdem ergeben sich viele Anwendungen als Coatings, Umhüllungen und Lacke. Epoxidharze sind insbesondere auch für Klebungen geeignet.
- *Verbundwerkstoffe* können unmittelbar beim Hersteller eines Gerätes entstehen. Beispiele sind die Fertigung faserverstärkter Teile (z.B. GFK), die Fertigung harz-impregnierter Isolierungen auf der Grundlage von Papier oder anderen Faserstoffen, sowie das Aufbringen von Silikonschirmen auf andere Isolierkörper.

Unter den duroplastischen Isolierstoffen nehmen die *Epoxidharze* eine überragende Stellung ein. Von Bedeutung sind weiterhin Polyurethane und Silikonharze sowie verschiedene Elastomere.

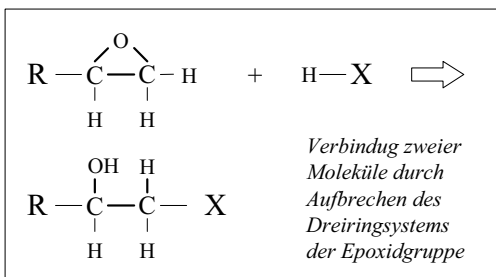


Bild 5.3-9: Reaktion der Epoxidgruppe.

5.3.3.1 Epoxidharze

Epoxidharze sind polymere Verbindungen, die die sogenannten *Epoxidgruppen* mit einem gespannten Dreiringsystem enthalten, Bild 5.3-9. Aufgrund ihrer Instabilität können diese Gruppen zum Aufbau von Makromolekülen und zur räumlichen Vernetzung eingesetzt werden. Durch Aufbrechen des Dreiringsystems und Platzwechsel von H-Atomen entstehen Verbindungen zu Nachbarmolekülen, ohne dass niedermolekulare Reaktionsprodukte gebildet werden (*Polyaddition*). Epoxidharze eignen sich deshalb besonders als **Gießharze** für die Herstellung hochwertiger Isolierteile. Durch die Reaktionsfreudigkeit der Epoxidgruppen ist Epoxidharz auch gut als **Klebstoff** geeignet.

a) Harz und Härter

Durch stufenweisen Aufbau von Makromolekülen aus Monomeren und Neubildung von Epoxidgruppen erhält man das noch nicht vernetzte Reaktionsharz („*Harzkomponente*“). Je nach Kettenlänge ist das Reaktionsharz bei Raumtemperatur flüssig („*Flüssigharz*“) oder fest („*Festharz*“) und muss für die weitere Verarbeitung erst aufgeschmolzen werden.

Das in der Elektrotechnik gängige Harz basiert auf einer monomeren Verbindung aus 2 mol Phenol mit 1 Mol Aceton und wird deshalb als *Bisphenol A* bezeichnet. Aromatenfreie *cycloaliphatische Harze* besitzen eine hohe Kriechstromfestigkeit und kommen für Freiluftisolatoren in Betracht. Sie haben sich jedoch nicht gegen das klassische Porzellan und gegen die hydrophoben Silikon-Verbundisolatoren durchsetzen können. Es gibt darüber hinaus eine Reihe spezieller Harze für höhere thermische Beanspruchungen, für flammwidrige Formstoffe oder für flexible Materialien.

Das Reaktionsharz reagiert nach Mischung mit dem Härter („*Härterkomponente*“) unter Bildung räumlicher Vernetzungen zu einem duroplastischen Formstoff. Als Härter werden vorwiegend Amine und Anhydride eingesetzt.

Bei *aminhärtenden Systemen* bilden beispielsweise Diamine mit zwei NH_2 -Gruppen Verbindungen zwischen Harzmolekülen aus, indem sie mit den reaktionsfreudigen Epoxidgruppen gemäß Bild 5.3-9 reagieren. Aliphatische Aminhärtner können bereits bei Raumtemperatur eingesetzt werden, ergeben aber nur niedrige

Glasumwandlungstemperaturen von ca. 50 °C. Cycloaliphatische und aromatische Amine reagieren bei erhöhter Temperatur und ergeben Glasumwandlungstemperaturen bis zu 100 °C bzw. 160 °C.

Ein gängiger *Anhydridhärter* ist Phtalsäureanhydrid (PSA), das erst aufgeschmolzen werden muss. Es wird deshalb besonders für Festharze eingesetzt. Andere Anhydridhärter können bei nur mäßig erhöhter Temperatur verarbeitet werden.

b) Reaktionsverlauf

Nach dem Mischen von Harz und Härter beginnt die Härtung, die zu einem *Viskositätsanstieg* führt, der die *Verarbeitungszeit* begrenzt. Für einen Vergleich von Reaktionsharzmassen wird der isotherme Viskositätsanstieg (d.h. bei konstanter Temperatur) bis zum Erreichen einer Grenzviskosität betrachtet. Die hierfür nötige Zeit wird als „*Topfzeit*“ bezeichnet, Bild 5.3-10. Je höher die *Temperatur* der Harzmasse ist, desto dünnflüssiger ist sie zu Beginn der Härtung und desto kürzer ist die Topfzeit. D.h. durch Temperaturerhöhung verkürzt sich die zur Verfügung stehende Verarbeitungszeit.

Die Härtung der Reaktionsharzmasse ist mit einem *chemischen Reaktionsschwund* verbunden, der durch die engere Packung der chemisch verbundenen Moleküle verursacht wird. Bild 5.3-11 stellt die Volumenzunahme der

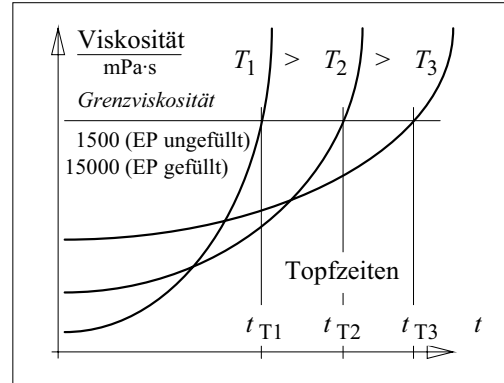


Bild 5.3-10: Isothermer Viskositätsanstieg bis zur Grenzviskosität innerhalb der Topfzeit (schematisch).

flüssigen Reaktionsharzmasse und des ausgehärteten Formstoffes über der Temperatur dar. Zwischen dem flüssigen und dem ausgehärteten Zustand liegt die *Gelierlinie*. Zunächst erfolgt der Schwund in der *flüssigen Phase* (A-B) und kann durch Nachfließen von Harzmasse ausgeglichen werden. Nach dem *Gelieren* ist dies nicht mehr möglich, der erstarrte Körper zieht sich aufgrund der noch nicht abgeschlossenen Vernetzungsvorgänge unter Aufbau *mechanischer Spannungen* weiter zusammen (B-C). Nach erfolgter chemischer Härtung ergibt sich ein weiterer *physikalischer Abkühlungsschwund* durch Temperaturabsenkung auf die Gebrauchstemperatur (C-D).

Aus Bild 5.3-11 wird deutlich, dass eine *Temperaturzunahme* während der Härtung durch Reaktionswärme (A-B'-C') zu einer Verringerung des anteiligen Schwundes in der fließfähigen Phase führt. Dies erhöht die mechanischen Spannungen durch den größeren Schwund in der festen Phase. Bei großen Gießlingen ist also eine *isotherme Härtung* (A-B-C) bei einer möglichst *niedrigen* Temperatur anzustreben.

Konstruktion und Fertigungstechnologie müssen auf die Besonderheiten des Schwundes Rücksicht nehmen, um *Spannungsrisse* zu vermeiden. Der Reaktionsschwund kann bei ungefüllten Harzen bis zu 3 % betragen.

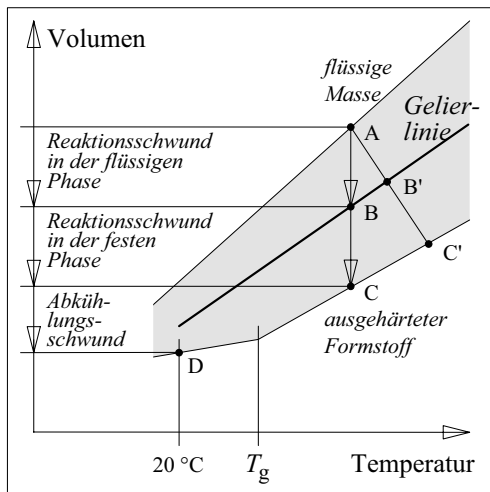


Bild 5.3-11: Bestandteile des Schwundes bei der Härtung einer Reaktionsharzmasse und bei der Abkühlung des Formstoffes [90].

Anmerkung: Der Reaktionsschwund bei *Flüssigharzen* ist größer als bei *Festharzen*, weil eine wesentlich größere Zahl kleiner Moleküle vernetzt werden muss. Der

Abkühlungsschwund ist wiederum bei Festharzen wegen der höheren Verarbeitungstemperaturen größer. Eine effektive Methode zur Verringerung des Schwundes ist die Verwendung von *mineralischen Füllstoffen* (z.B. Quarzmehl).

Mechanische Spannungen können entstehen, wenn in der Form das freie Schwinden im gelierten Zustand behindert wird. Hier hilft u.U. eine *Entformung* im gelierten, aber noch nicht ausgehärteten Zustand.

Die Härtung ist eine *exotherme Reaktion*, d.h. es wird *Wärme* freigesetzt, die die Reaktion im Inneren eines größeren Volumens rascher verlaufen lässt, als an der gekühlten Oberfläche. Es ist deshalb für eine effektive *Wärmeabfuhr* zu sorgen.

Anmerkung: Die Wärmeentwicklung hängt von der Zahl der reagierenden Epoxidgruppen ab. Durch *Füllstoffe* und durch Einsatz von *langkettigen Festharzen* kann ihre Zahl erheblich reduziert werden.

c) Füllstoffe

Mineralische Füllstoffe können bis zu einem *Füllgrad* von 55 bis 65 Gewichtsprozent eingearbeitet werden. Größere Füllgrade sind nicht möglich, weil dann die vollständige Einbettung und Benetzung der Füllstoffpartikel in der Harzmatrix nicht mehr gewährleistet ist. Füllstoffe dienen weniger der Verbilligung des Formstoffes, vielmehr können eine Reihe von *Eigenschaftsverbesserungen* erreicht werden:

Füllstoffe verringern den *Reaktionsschwund* und die *Wärmeentwicklung* bei der Härtungsreaktion. Dadurch wird die Herstellung *großer Gießlinge* überhaupt erst möglich.

Der gängige Füllstoff ist **kristallines Quarzmehl**, durch das mechanische Festigkeit und Wärmeleitfähigkeit erhöht werden. Problematisch ist die Anlagerung von Feuchtigkeit an den Kornoberflächen, die durch eine *Silanisierung* des Quarzmehls verhindert werden kann. In SF_6 -Anlagen kann Quarzmehl wegen der Bildung leitfähiger Si-F-Verbindungen unter der Wirkung von Zersetzungsprodukten des SF_6 (Flusssäure) *nicht* eingesetzt werden.

Dolomit (Ca-Mg-Carbonat) und *Aluminiumoxid* sind für SF_6 -Anlagen geeignet, sie führen jedoch zu reduzierter mechanischer Festigkeit.

Eine Reihe **weiterer Füllstoffe** kann zur Erzielung spezieller Eigenschaften eingesetzt werden, wie z.B. Aluminiumhydroxid $\text{Al}(\text{OH})_3$ für hohe *Kriechstromfestigkeit* und *Flammwidrigkeit* (durch Abspaltung von Kristallwasser), amorphes Quarzmehl oder Glaskugeln für geringe *Wärmedehnung*, Aluminiumoxid Al_2O_3 für hohe *Wärmeleitfähigkeit*, faserförmige Füllstoffe (Kurzglasfasern, Wollastonit) für bessere *Rißbeständigkeit*, sowie Aluminiumhydroxid oder Kreide für gute *mechanische Bearbeitbarkeit*.

Anmerkung: Spezielle Eigenschaftsverbesserungen müssen oft mit anderen Nachteilen erkauft werden, z.B. mit schlechteren mechanischen Eigenschaften oder mit schlechterer Fließfähigkeit des Reaktionsgemisches (bei faserförmigen Füllstoffen).

d) Technologie

Das **Mischen** der genau abgewogenen Komponenten (Harz, Härter, Beschleuniger, Füllstoff, Farbstoff und Additive) muß unter *Vakuum* durchgeführt werden, um ausreichende **Entgasung** und hohlraumfreie Produkte zu gewährleisten, Bild 5.3-12. Bei der *Dünnschichtentgasung* fördert eine Schnecke die Reaktionsharzmasse in einem Mischrohr auf einen Ablaufkonus, auf dem die Masse großflächig in dünner Schicht entgasen kann. Bei Festharzen, bei Anhydridhärttern, sowie bei hochgefüllten und hochviskosen Ansätzen muss eine Beheizung erfolgen, um eine ausreichend niedrige Viskosität für die Verarbeitung zu erreichen.

Beim **klassischen Vakuumguss** wird das entgaste Gemisch ohne Luftkontakt in eine evakuierte und mit Trennmittel behandelte Form gesaugt, Bild 5.3-13. Dabei verbleibt im Zuleitungsstutzen und im Steiger ein Harzvorrat, der den Volumenschwund in der flüssigen Phase ausgleichen soll. Durch einen gezielten *Temperaturgradienten* wird die Reaktion so gesteuert, dass die Gelierung möglichst weit von den Anschlussstutzen entfernt beginnt (Punkt A) und möglichst lange flüssiges Harzgemisch nachfließen kann.

Nach der Gelierung führt der Reaktionsschwund in der festen Phase zur Ablösung von

den Formwandungen und zum Aufschumpfen auf die ggf. eingegossenen Bauteile. Zur Vermeidung von *Spannungsrissen* werden i.d.R. gefüllte Harze verwendet.

Anmerkung: Die Funktion des Steigers kann in einer evakuierten Form auch durch einen freien Harzspiegel erfüllt werden. Durch einen Temperaturgradienten wird ein Fortschreiten der Gelierung von unten nach oben erreicht. Das gehärtete Bauteil, z.B. ein Isolator muss dann mechanisch auf Sollmaß nachgearbeitet werden.

Typische *Anwendung* des Vakuulgusses ist der Verguss größerer Bauteile in kleinen Stückzahlen, wie z.B. der Umguss von Spulen für *Trockentransformatoren*.

Beim **Druck-Gelieer-Verfahren** wird die Reaktionsharzmasse in einer vergleichsweise heißen Form unter einem Druck von 2 bis 5 bar geliert. Dabei beginnt die Gelierung sehr schnell und großflächig an der Formwandung. Durch den hohen Druck wird Harzmasse aus dem Mischer auch noch im zähflüssigen Zustand nachgeschoben. Durch die rasche Gelierung bei hoher Temperatur sind selbst bei *größeren Gießlingen kurze Formbelegungszeiten* möglich. Insbesondere bei der automatischen Fertigung von Bauteilen in größeren Stückzahlen lohnt sich der Aufwand für die druckfeste Auslegung von Formen und Mischer.

Für die **Vakuuminprägnierung** müssen *ungefüllte Gießharze* verwendet werden, weil Füllstoffe in engen Imprägnierkanälen wie in einem Filter zu einer raschen Verstopfung führen würden. Die mäßigen mechanischen Eigenschaften, den großen Schwund und die starke Exothermie ungefüllter Harze nimmt man nur bei *elektrisch hochbeanspruchten Teilen* in Kauf, wie z.B. bei Wicklungen großer elektrischer Maschinen und Generatoren, bei Spulen und trockenen (ölfreien) Durchführungen, Bild 5.3-14, -15.

Große Maschinenteile werden in einem Autoklaven unter Vakuum in einem *Tränkbad* imprägniert. Die flüssige Reaktionsharzmasse mit Anhydridhärter wird so reaktionsträge eingestellt, dass das Tränkbad *mehrere Jahre* verwendbar bleibt. Die Härtung erfolgt durch Wärmezufuhr und durch Beschleuniger in dem zu imprägnierenden Material, Bild 5.3-14.

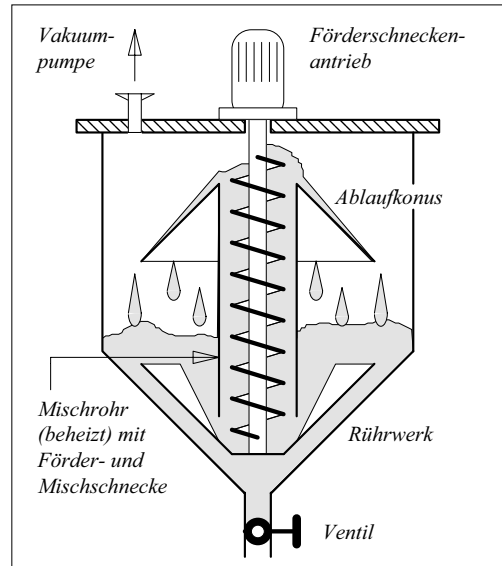


Bild 5.3-12: Mischung und Entgasung der Reaktionsharzmasse durch Dünnschichtentgasung.

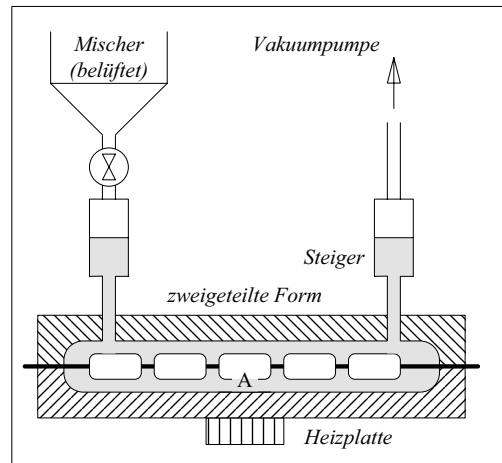


Bild 5.3-13: Beispiel für das Umgießen eines Hochspannungswiderstandes mit einer gefüllten Reaktionsharzmasse unter Vakuum.

Bei *Durchführungen* aus *harzimprägniertem Papier* (RIP resin impregnated paper) werden mehrere Meter lange zylindrische Krepppapierwickel mit metallischen Folieneinlagen in axialer Richtung unter Vakuum imprägniert, Bild 5.3-15. Dabei liegen mehrere *extreme Bedingungen* vor, die eine exakte Prozessführung erfordern: Die Topfzeit der Reaktionsharzmasse muss so lang sein, dass eine voll-

ständige Füllung der Form und Imprägnierung des Wickels möglich ist. Bei der exothermen Härtungsreaktion muss die Wärmeentwicklung der ungefüllten Masse in beherrschbaren Grenzen bleiben. Beim Schwinden in der flüssigen Phase wird Harz in axialer Richtung durch die Kanäle im Krepppapier nachgeliefert. Nach der Gelierung schwindet der Wickel unter Ablösung von der äußeren Form in radialer Richtung auf den Dorn.

e) Faserverstärkte Epoxidharze

Faserverstärkte Bauteile der Hochspannungstechnik, wie z.B. Rohre, Verbundisolatoren oder Schaltstangen, müssen einen hohlraumfreien, feuchtigkeitsunempfindlichen, belastbaren und langzeitstabilen *Verbund zwischen Faser und Harzmatrix* bilden. Hierfür ist eine *Silanisierung* als Schlichte erforderlich. Die Herstellung der Bauteile kann z.B. im *Vakuumimprägnierverfahren* erfolgen. Auch im *Wickelverfahren* (FW filament winding) lassen sich hochwertige Rohre herstellen. Dabei werden mit Reaktionsharzmasse getränkte Fasern (sog. Rovings) so auf einen Wickeldorn aufgewickelt, dass sich unter Belastung eine Beanspruchung der Fasern auf Zug ergibt.

f) Klebstoffe

Klebstoffe auf Epoxidharzbasis werden als *Einkomponenten-Klebstoffe* in Form eines fertig gemischten Pulvers unter Wärmeinwirkung aufgeschmolzen und gehärtet.

Anmerkung: Heißhärtende pulverförmige Reaktionsharzmischungen können auch für die *Pulverbeschichtung* von Elektrodenoberflächen eingesetzt werden. Dabei werden die heißen Werkstücke eine gewisse Zeit in eine pulverhaltige Atmosphäre getaucht.

Zweikomponenten-Klebstoffe sind in vorkonfektionierten Gebinden im richtigen Mischungsverhältnis erhältlich. Die großtechnische Anwendung erfolgt in Zweikomponenten-Mischanlagen mit statischem Mischrohr, Bild 5.3-16. Wichtige Anwendungen sind z.B. die Verbindung von Porzellanen zu großen Gehäuseisolatoren bei Durchführungen und Messwandlern, oder die Verbindung von Isolatoren mit metallischen Armaturen.

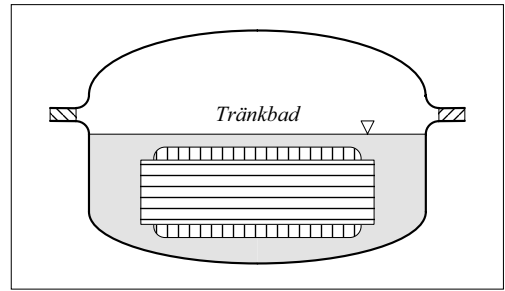


Bild 5.3-14: Vakuumimprägnierung einer Ständerwicklung in einem reaktionsträgen Tränkbad.

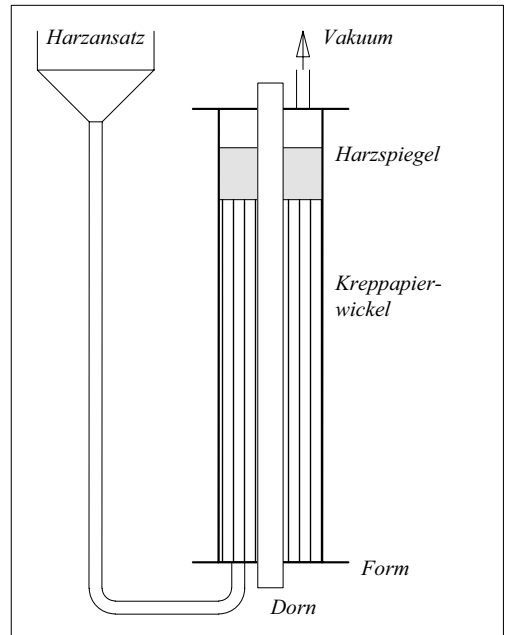


Bild 5.3-15: Vakuumimprägnierung großer Krepppapierwickel für RIP-Durchführungsisolierkörper.

Bei der *Konstruktion von Klebeverbindungen* ist zu beachten, dass diese nur für Druck-, Zug- oder Zugscherbelastung vorgesehen werden dürfen. Schälbelastungen und ungleichmäßige Zugbelastungen sind zu vermeiden.

Die *Langzeitstabilität* und Hydrolysebeständigkeit wichtiger Klebungen ist durch praxisgerechte *Lebensdauerversuche* bei erhöhter mechanischer Belastung, ähnlich wie bei der Ermittlung elektrischer Lebensdauergeraden, zu bestimmen.

g) Elektrische Eigenschaften

Die elektrischen und dielektrischen Eigenschaften von Epoxidharzen hängen sehr stark von der Art der *Reaktionsharzmischung* und von vielen *Fertigungsparametern* ab.

Die *elektrische Festigkeit* von Epoxidharz wird in allgemeinem Zusammenhang in Kap. 3.3 (Bild 3.3.2-5, Tab. 3.3-4) behandelt. Die Beschreibung der *dielektrischen Eigenschaften* erfolgt in Kap. 4 (Bild 4.2-2, -5, -9, -11).

Orientierungswerte für die *Dielektrizitätszahlen* bei Raumtemperatur und Netzfrequenz sind $\epsilon_r = 3,5 \dots 4$ für ungefüllte Formstoffe und $\epsilon_r = 5,8$ für gefüllte Formstoffe (ca. 40 Gew.% Al_2O_3). Je nach Füllstoff ergeben sich andere (i.d.R. niedrigere) Werte.

Verlustfaktoren liegen bei ungefüllten Formstoffen unter 10^{-2} , bei gefüllten Formstoffen etwas darüber. Sie steigen mit der Temperatur stark an (Leitfähigkeitsanstieg, sowie Polarisationsverluste im Bereich der Glasumwandlungstemperatur) und können bei dicken, elektrisch und thermisch hochbelasteten Isolierungen zur thermischen Instabilität führen.

Feuchtigkeitsanlagerung an nicht silanisierten Oberflächen von Füllstoffen oder Glasfasern wirkt stark verlusterhöhend und bei faserverstärkten Materialien stark festigkeitssenkend (im elektrischen Sinne).

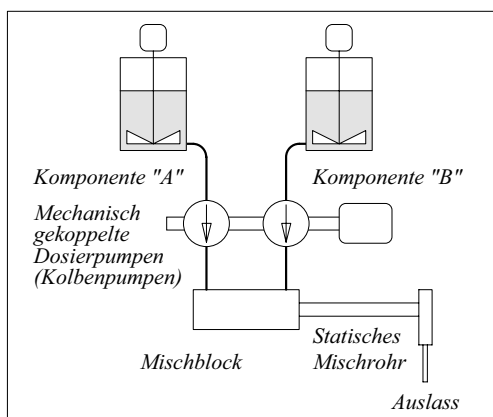
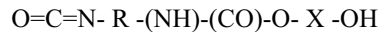


Bild 5.3-16: Prinzip einer Zweikomponenten-Mischanlage (vereinfacht).

5.3.3.2 Polyurethane (PU)

Lineare Urethane mit thermoplastischen Eigenschaften entstehen durch Polyaddition aus Diisocyanaten und Diolen (zweiwertigen Alkoholen):



Dabei entsteht die verbindende Urethangruppe $-(NH)-(CO)-O-$ durch Platzwechsel eines H-Atoms ohne Abspaltung niedermolekularer Reaktionsprodukte. *Quervernetzungen* sind über NH-Gruppen sowie durch Verwendung von Isocyanaten mit drei $O=C=N$ -Gruppen möglich. Als Reaktionsmittel dienen Polyole (mehrwertige Alkohole), wie z.B. Rizinus-Öl.

Polyurethane sind Werkstoffe mit *duroplastischen oder elastischen Eigenschaften*. Obwohl sie eine sehr breite Stoffpalette bieten und sich gezielt für bestimmte Eigenschaften formulieren lassen, ist ihr Einsatz in der Hochspannungstechnik bisher vergleichsweise gering geblieben. Hierfür gibt es folgende Gründe:

Isocyanate reagieren mit *Feuchtigkeit* unter Bildung von CO_2 -Gas, das zur *Lunkerbildung* führen kann. Dieses Problem lässt sich durch Zusatz wasserbindender *Zeolithe* oder durch Verarbeitung ohne Luftkontakt in einer Zweikomponentenmischanlage beherrschen.

Nach dem Ansatz der Reaktionsharzmasse läuft die Reaktion auch bei niedrigen Temperaturen verhältnismäßig rasch ab, so dass nur *kurze Verarbeitungszeiten* zur Verfügung stehen. Polyurethane sind somit gut für Vergüsse bei Raumtemperatur geeignet. Allerdings empfiehlt sich wegen der kurzen Topfzeiten der Einsatz einer Mischanlage.

Die *thermische Beständigkeit* ist mit der thermischen Beständigkeit kalthärtender Epoxidharze vergleichbar. Üblicherweise ergeben sich maximale Einsatztemperaturen von 50 °C bis 120 °C . Spezielle Polyurethane haben aber auch noch weit höher liegende Glasumwandlungstemperaturen.

Die *elektrischen Eigenschaften* sind etwas schlechter als die Eigenschaften von Epoxidharzen. Orientierungswerte bei Raumtemperatur [88] sind für ein

$$\begin{aligned}\text{duroplastisches PU } \epsilon_r &= 4 \quad (1 \text{ MHz}), \\ \tan \delta &= 2 \cdot 10^{-2} \quad (1 \text{ MHz}), \\ \kappa &= 10^{11} \text{ S/m}\end{aligned}$$

und für ein

$$\begin{aligned}\text{PU-Elastomer } \epsilon_r &= 7 \quad (1 \text{ MHz}), \\ \tan \delta &> 5 \cdot 10^{-2} \quad (1 \text{ MHz}), \\ \kappa &= 10^{10} \dots 10^{12} \text{ S/m}.\end{aligned}$$

Positive Eigenschaften von Polyurethanen sind die *hohe Kriechstromfestigkeit* und eine hohe *Zähigkeit und Elastizität*. Aufgeschäumte elastische Polyurethane besitzen die Eigenschaft der Kompressibilität. Sie werden als feinporiger **Schaum** für Nebenisolationen, z.B. zwischen Epoxidharzwickel und Gehäuseisolator in einer Durchführung für den Ausgleich thermischer Dehnungen eingesetzt. Elektrische *Feldstärke*, *Porengröße* und *Gasart* müssen so aufeinander abgestimmt sein, dass nach dem *Paschen-Gesetz* keine Entladungen zünden.

Typische *Anwendungen* von Polyurethanen liegen im *Niederspannungsbereich* z.B. bei Vergüssen von Bauelementen, Isolierteilen für feuchte Innenräume oder bei Schäumen. Außerdem werden Drähte mit *PU-Lacken* isoliert. Im *Mittelspannungsbereich* sind elastische PU-Vergussmassen für Kabelendverschlüsse üblich.

5.3.3.3 Phenolharze (PF) und Hartpapier

Phenolharze entstehen durch Polykondensation unter Abspaltung von Wasser, Bild 5.3-2. Phenolharze sind ein *klassischer, aber veralteter Werkstoff* der Hochspannungstechnik, der bis zur Spannungsebene 220 kV eingesetzt wurde. Durch *Tränkung von Papier mit flüssigem Harz*, Verarbeitung zu Platten, Wickelrohren oder Durchführungen und anschließender Härtung bei erhöhter Temperatur konnten erstmals ölfreie Isolierteile aus dem sogenannten *Hartpapier* (Handelsname z.B. „Pertinax“) hergestellt werden. Zur Vermeidung von Span-

nungsrissen in großvolumigen Isolierungen wurden die Papiere jedoch nicht vollständig durchimprägniert, so dass sich Spannungen durch *Trennung der Papierlagen* abbauen konnten. In solchen Isolierungen muss mit *Teilentladungen* gerechnet werden, sie überleben jedoch aufgrund der hohen *Teilentladungsresistenz* des Phenolharzes.

Hartpapier hat eine relativ hohe *Dielektrizitätszahl* ($\epsilon_r \approx 5$), eine hohe *Leitfähigkeit* ($\kappa \approx 10^{-11} \text{ S/m}$) und hohe *Verluste* ($\tan \delta \approx 0,1$). Die angegebenen Werte beziehen sich auf $T = 20^\circ \text{C}$ und $f = 1 \text{ MHz}$. Die *kurzzeitige elektrische Festigkeit* ist mit der Festigkeit anderer hochpolymerer Isolierstoffe vergleichbar.

Teile aus Hartpapier sind parallel zu den Papierlagen nicht immer gas- und öldicht. *Eindringendes Öl* kann vorhandene Hohlräume nachimprägnieren und damit zu einem *Kapazitätsanstieg* der Isolierung führen. Unter der Wirkung von Teilentladungen bildet sich dann gelbliches „*X-Wachs*“.

Bei der Sezierung elektrisch hoch beanspruchter Hartpapierisolierungen lassen sich oft interessante, weit verzweigte Teilentladungsspuren in Form von Kriechspuren zwischen den Papierlagen finden.

Heute ist die hohlraumfreie Isolierung Stand der Technik. Allerdings befinden sich noch immer Hartpapierdurchführungen im Betrieb.

5.3.3.4 Silikonharze und -elastomere (SIR)

Die chemische Verwandtschaft des *Siliziumatoms* mit dem Kohlenstoffatom erlaubt den Aufbau analoger Verbindungen mit außergewöhnlichen Eigenschaften. Die einfachsten monomeren Verbindungen sind das dem Methan entsprechende *Silan* und die daraus abgeleiteten *Silane*, Bild 5.3-17.

Polymere *Silikonverbindungen* entstehen beispielsweise aus Methylsilanolen durch Polykondensation. D.h. es verbinden sich jeweils zwei OH-Gruppen unter Abspaltung von H_2O zu einer Sauerstoffbrücke -O-, Bild 5.3-17. *Silikone* sind Makromoleküle aus einem anor-

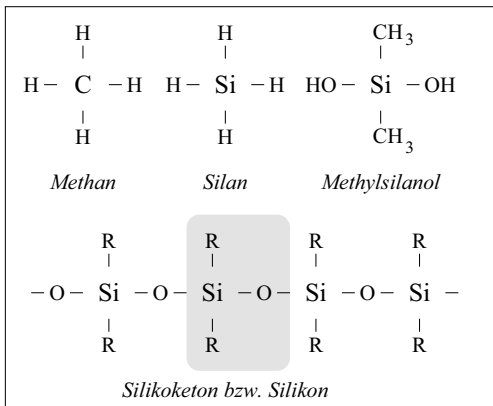


Bild 5.3-17: Monomere und polymere Siliziumverbindungen sowie Analogie zwischen der Kohlenstoff- und der Siliziumchemie.

ganischen Skelett mit Si- und O-Atomen, das von organischen Gruppen R umlagert wird, Bild 5.3-17. Die monomere Struktureinheit R_2SiO entspricht formal einem Keton R_2CO , man hat deshalb das Makromolekül als „Silikoketon“ bzw. „Silikon“ bezeichnet [49].

Durch *räumliche Vernetzung (Vulkanisation)* entstehen duroplastische Silikonharze bzw. *Silikonelastomere* (SIR, silicone rubber bzw. Silikongummi). Sie sind außerordentlich elastisch, dehnbar und formtreu. Dabei werden die Eigenschaften stark von mineralischen Füllstoffen beeinflusst, die i.d.R. mit Anteilen von 30 bis 70 % beigelegt werden.

Man unterscheidet raumtemperaturvernetzende *RTV-Silikone* und hochtemperaturvernetzende *HTV-Silikone*. HTV-Silikon wurde bisher wegen besserer mechanischer Eigenschaften bevorzugt. Die RTV-Silikone sind in ihren Eigenschaften inzwischen aber so weit verbessert worden, dass sie wegen ihrer einfacheren Verarbeitbarkeit bei niedrigen Temperaturen zunehmend eingesetzt werden (*LSI liquid silicone*). Üblich ist der Einsatz einer Zweikomponentenmischanlage für die durch Polyaddition reagierenden Komponenten A und B, Bild 5.3-16.

Silikone sind nicht brennbar und können über einen *weiten Temperaturbereich* (-60 °C bis 180°C) eingesetzt werden, ohne dass sich die Eigenschaften wesentlich ändern. Silikone

sind *sehr beständig* gegen Chemikalien, Witterungseinflüsse und Alterung.

Die weitmaschige Vernetzung der Silikonelastomere lässt eine *vergleichsweise hohe Diffusion* von Gasen, Wasserdampf oder Ölmolekülen zu. Die Eignung von Silikonen als *Dichtungsmaterial* ist deshalb im Einzelfall zu überprüfen. Beispielsweise kann Öldichtigkeit durch fluoridierte Silikonelastomere erreicht werden.

Die *Dielektrizitätszahl* liegt für ungefüllte Silikone bei $\epsilon_r = 2,8$ bis 3, mit Füllstoffen zwischen 3 und 6, in Spezialfällen auch bei 15 bis 20. Der *Verlustfaktor* $\tan \delta$ beträgt etwa 0,5 bis 1 %, die *Leitfähigkeiten* liegen zwischen 10^{-13} und 10^{-11} S/m für ungefüllte und gefüllte Materialien. Wegen der unpolaren Eigenschaften der Moleküle ändern sich die dielektrischen Eigenschaften wesentlich weniger mit der Temperatur als bei anderen Elastomeren. Silikone sind i.d.R. *kriechstromfest* und besitzen eine hohe, mit anderen Polymeren vergleichbare *Durchschlagsfestigkeit*.

Anmerkung: Durch Füllung mit Ruß ergeben sich *leitfähige Mischungen*, die in *Kabelendverschlüssen* für potentialsteuernde Elektrodenkonturen eingesetzt werden.

Als herausragende Eigenschaft ist die **Hydrophobie der Oberfläche** zu nennen, Bild 5.3-18. Silikone sind damit das ideale Material für *Freiluftisolierungen* unter den Bedingungen *starker Verschmutzung*. Niederschlag bildet *isolierte Tröpfchen*, die selbst auf verschmutzten Oberflächen noch durch die Oberflächenspannung des Wassers zusammengehalten werden. Vergleichbare Porzellanoberflächen sind demgegenüber hydrophil, Wasser verläuft zu einem großflächigen feuchten Film, Bild 5.3-18 (oben links). Für die Quantifizierung der Hydrophobie eignet sich der *Kontaktwinkel* θ [92]: Bei hydrophober Oberfläche ergeben sich große Kontaktwinkel, gut benetzbare Oberflächen führen zu kleinen Kontaktwinkeln, der Tropfen verläuft zu einem Film. Beim Abfließen eines Tropfens auf der Isolatoroberfläche unterscheidet man den *Vorrückwinkel* θ_v und den *Rückzugswinkel* θ_r . Letzterer bestimmt, ob der ablaufende

Tropfen einen *feuchten Film* hinterlässt. Feuchte Filme können große Strecken des Isolators überbrücken und einen *Fremdschichtüberschlag* einleiten.

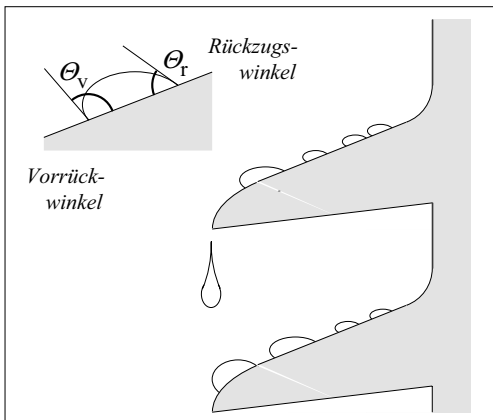
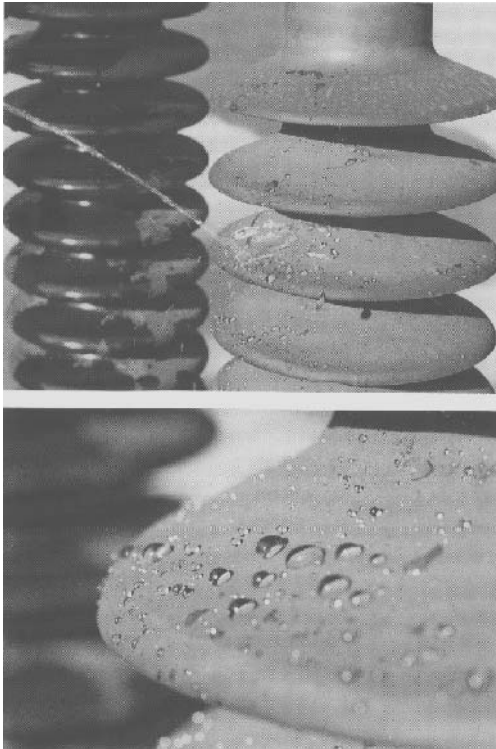


Bild 5.3-18: Tropfenbildung auf der Oberfläche eines hydrophoben Silikonschirm-Isolators (oben rechts, mittig und unten) im Vergleich zur Bildung eines feuchten Films auf der hydrophilen Oberfläche eines vergleichbaren Porzellans (oben links) [9], [57]. Werkbild Isolatoren: HSP Hochspannungseeräte Porz GmbH. Köln.

Anmerkung: Eine weitere Möglichkeit zur qualitativen Einschätzung der Hydrophobie besteht in einem einfachen *Überschlagtest*: Eine plattenförmige Materialprobe ($125 \times 125 \times 5 \text{ mm}^3$), die zuvor in einer wässrigen Salzlösung ($\kappa = 100 \mu\text{S/cm}$) benetzt wurde, wird nach definiertem Abtropfen (1 min) zwischen zwei Plattenelektroden ($D = 70 \text{ mm}$) gelegt und mehrfach mit Wechselspannung bis zum Überschlag beansprucht [9], [57]. Die Ergebnisse lassen je nach Oberflächenzustand signifikante Unterschiede erkennen. Der Überschlagstest eignet sich deshalb auch zur vergleichenden Beurteilung verschiedener Vorbeanspruchungen und verschiedener Oberflächenbehandlungsverfahren.

Silikonschirme haben die Fähigkeit, selbst unter *starker Beregnung* die Bildung zusammenhängender Filme zu verhindern und das Abrollen isolierter Tropfen zu ermöglichen, Bild 5.3-19. Der *Oberflächenwiderstand* bleibt auf hohem Niveau erhalten, d.h. es bildet sich kein zusammenhängender Feuchtigkeitsfilm. Porzellanisolatoren, die mit Silikonpaste („Silikonfett“) beschichtet sind, zeigen ein ähnliches Verhalten. Demgegenüber bricht der Oberflächenwiderstand von sauberen *Porzellanoberflächen* bei verhältnismäßig niedrigen Regenintensitäten um viele Größenordnungen ein, weil die einzelnen Tropfen zu einem geschlossenen Wasserfilm zusammenfließen [7], [9], [10].

Versuche haben gezeigt, dass bereits eine mehrwöchige *Verschmutzung* unter Freiluftbedingungen auf Porzellanoberflächen zum Zusammenbruch der Hydrophobie bei noch viel kleineren Regenintensitäten führt. Das Verhalten der Silikonoberflächen hat sich nicht verändert [57].

Langzeiterfahrungen belegen, dass sich Silikonschirme auch nach mehr als einem Jahrzehnt unter industriellen Verschmutzungsbedingungen noch immer hydrophob verhalten [9], [93]. Die Hydrophobie erstreckt sich sogar auf die abgelagerte *Schmutzschicht*. Hierfür werden ausdiffundierende niedermolekulare Bestandteile des Silikons verantwortlich gemacht, die sich innerhalb des Schirmmaterials bilden.

Durch Überschläge, Koronaentladungen oder Behandlung mit aggressiven Lösungsmitteln kann die Hydrophobie auf den beanspruchten

Flächen *vorübergehend vermindert* werden. Ausdiffundierende niedermolekulare Bestandteile führen jedoch zu einer selbsttätigen *Regenerierung*. Mit Hilfe von Silikonflüssigkeit („Silikonöl“) kann die Hydrophobie auch unmittelbar wiederhergestellt werden [9], [57].

Die *ausgezeichneten Oberflächeneigenschaften* von Silikon werfen die Frage auf, ob die bei Porzellan üblichen *Kriechweglängen* von 2,5 bis 5 cm/kV (bezogen auf den Effektivwert der anliegenden Betriebswechselspannung, vgl. Kap. 3.2.6.4) verkürzt werden können. Langzeitversuche mit silikonbeschirmten Durchführungen über mehr als ein Jahrzehnt haben gezeigt, dass auch in stark verschmutzter, feuchter und salzhaltiger Atmosphäre ohne zwischenzeitliche Reinigung ein sicherer Betrieb mit Kriechweglängen zwischen 1,7 und 2 kV/cm möglich ist [57], [93]. Trotzdem erfolgt die Festlegung von Kriechweglängen häufig nach den bei Porzellan bewährten Richtlinien.

Anmerkung: Bei Gleichspannungsdurchführungen über 500 kV wird die Verwendung von Siliconschirmdurchführungen häufig als einzig sicherer Weg zur Vermeidung von Überschlägen unter ungleichförmiger Beregnung angesehen [8], [93], vgl. Bild 2.4-29.

Wichtige **Anwendungen** von Silikonelastomeren sind *freilufttaugliche Isolatoren* (Isolatorstäbe, Gehäuseisolatoren für Wandler und Durchführungen), *potentialsteuernde Kabelendverschlüsse* in Aufschiebetechnik und thermisch beständige flexible *Kabelisolierungen*.

Die Herstellung von **Verbundisolatoren** kann mit verschiedenen Verfahren erfolgen, Bild 5.3-20. In jedem Falle muss die Oberfläche des glasfaserverstärkten Rohres bzw. Stabes mit einem *Haftvermittler* behandelt werden, der eine dauerhafte und hydrolysefeste chemische Verbindung zwischen dem Untergrund und den Schirmen sicherstellt.

Anmerkung: Die Vulkanisation und Haftung von Silikon kann durch Chemikalien (z.B. durch Amine für Kleber und Epoxidharze) und durch ihre Dämpfe beeinträchtigt werden.

Einzelne *vorgefertigte Schirme* werden mit einem RTV-Silikon (raumtemperaturvernetzend) auf den vorbehandelten Untergrund und auf

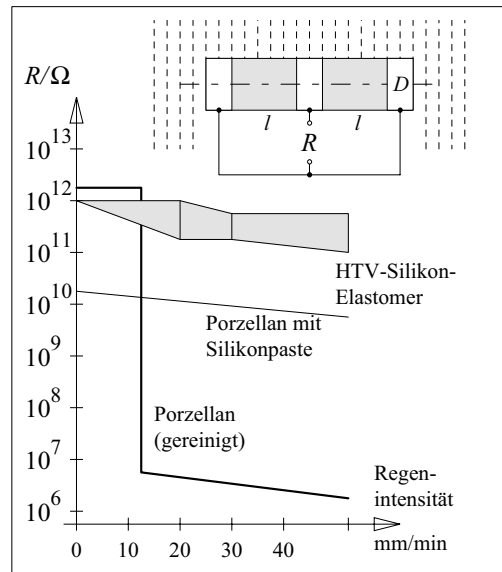


Bild 5.3-19: Widerstand zylindrischer Oberflächen ($D = 70 \text{ mm}$, $l = 188 \text{ mm}$) bei vertikaler Beregnung (Leitfähigkeit $100 \mu\text{S/cm}$).

die bereits applizierten Schirme vulkanisiert, Bild 5.3-20a. Bei Verwendung einzelner Schirme besteht wegen geringer Formkosten eine große Flexibilität bzgl. der räumlichen Abmessungen und der Materialwahl (HTV- oder RTV-Silikon).

Die Schirme können auch direkt in einer nach oben offenen Form mit einem RTV-Silikon *auf den vorbehandelten Träger gegossen* werden, Bild 5.3-20b. Nach der Gelierung wandert die Form nach unten in die Position für den Guss des nächsten Schirmes. Durch die Verwendung sehr einfacher Formen besteht eine sehr große Flexibilität bzgl. der räumlichen Abmessungen.

Der *Guss des kompletten Isolators* auf dem vorbehandelten Untergrund erfordert teure, längs geteilte Formen, Bild 5.3-20c. Die Flexibilität ist dadurch stark eingeschränkt, allerdings ergeben sich geringe Taktzeiten, die die Serienfertigung größerer Stückzahlen ermöglichen. Bei größeren Isolatorlängen erfolgen mehrere aneinandergesetzte Güsse. Die in Längsrichtung verlaufende Formtrennaht muss ggf. durch Nacharbeit geglättet werden, um Ansammlungen von Schmutz zu vermeiden.

Bild 5.3-20: Herstellung von Silikonschirmverbundisolatoren auf einem faserverstärktem Isolierrohr bzw. Isolierstab.

- a) Applikation vorgefertigter HTV- oder RTV-Schirme.
- b) Gießen einzelner Schirme mit einer RTV-Vergußmasse in einer nach unten wandernden Form.
- c) Gießen des vollständigen Isolators in einer zweiseitigen Form.

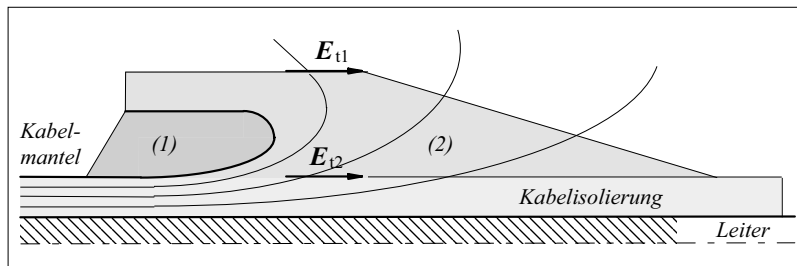
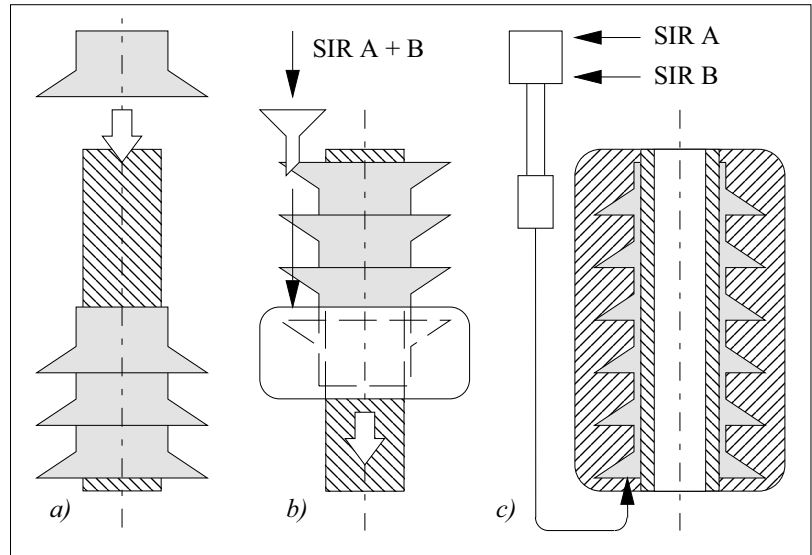


Bild 5.3-21: Potentialsteuerung in einem Kabelendverschluß durch eine Erdelektrode aus leitfähigem Silikon (1), dem sog. "Deflektor", und einem "Steuerkonus" aus isolierendem Silikon (2).

Anmerkung: Verbundisolatoren bestehen nicht nur durch ihre überragenden Oberflächeneigenschaften. Sie besitzen gegenüber Porzellan auch ein sehr viel geringeres Gewicht. Darüber hinaus ergibt sich auch eine höhere Sicherheit, z.B. im Falle eines inneren Kurzschlusses oder bei druckgasgefüllten Geräten: Beim Bersten des Gehäuseisolators können keine scharfkantigen Porzellansplitter entstehen [57], [93], Bild 7.1.2-4.

In **Kabelendverschlüssen** wird leitfähig eingestelltes Silikon für eine potentialsteuernde Erdelektrode (Deflektor) eingesetzt, die in isolierendes Silikon eingegossen wird, Bild 5.3-21. Dabei ermöglicht die Flexibilität des Silikons ein enges Anschmiegen an die Oberfläche der freigelegten Kabelisolierung beim Aufschieben des "Steuerkonus".

Anmerkung: Besondere Bedeutung besitzt die Kontaktierung des Deflektors mit dem äußeren Leitbelag der Kabelisolierung, sowie die Qualität der Trennfuge, die sehr stark in normaler und tangentialer Richtung beansprucht wird.

5.4 Isolierflüssigkeiten

Zentrale Aufgabe von Isolierflüssigkeiten ist die *Imprägnierung* von Hohlräumen aller Art mit einem elektrisch möglichst festen Medium. Sie besitzen gegenüber Gasen den Vorteil einer hohen elektrischen Festigkeit, auch unter Normaldruck. Auch ist die Feldverdrängung in die Flüssigkeit wegen der höheren Dielektrizitätszahl geringer. In Transformatoren müssen Isolierflüssigkeiten außerdem die entstehende *Verlustwärme* konvektiv abführen.

Anmerkung: Früher wurden Isolierflüssigkeiten auch als Löschmedien in Schaltern eingesetzt („Schalteröle“) eingesetzt. Dieser Einsatz ist jedoch seit dem Aufkommen der Druckgas- und Vakuumschalter in den Hintergrund getreten. Lediglich *Stufenschalter* in Transformatoren schalten unter Öl.

5.4.1 Technologie der Isolierflüssigkeiten

Der Einsatz von Isolierflüssigkeiten erfordert eine sachgerechte Behandlung bzgl. der konstruktiven *Gestaltung*, der *Aufbereitung*, der *Imprägnierung* und der *Zustandsüberwachung* im Betrieb:

Die *konstruktive Gestaltung eines Gerätes* muss der **thermischen Ausdehnung** der Isolierflüssigkeit und anderer im Gerät befindlichen Materialien Rechnung tragen. Der Volumenausdehnungskoeffizient von Isolierflüssigkeiten beträgt ca. 7 bis $10 \cdot 10^{-4}/\text{K}$. D.h. bei einer Temperaturerhöhung um 100 K ergibt sich eine Volumenzunahme von 7 bis 10 %.

In ölfüllten, hermetisch geschlossenen Kondensatoren und Mittelspannungsverteiltransformatoren werden oft *rechteckige Gehäusequerschnitte oder Kühllamellen* mit wölbaren Wänden eingesetzt, Bild 5.4-1a. In hermetisch geschlossenen Geräten mit zylindrischen Querschnitten, wie z.B. in Durchführungen, erfolgt die Volumenkompensation durch *Dehnzellen oder komprimierbare Faltenbälge*, Bild 5.4-1b. Den gleichen Zweck erfüllt bei geringerem Raumbedarf ein kompressibles *Gaspolster*, z.B. aus Stickstoff, Bild 5.4-1c. Dabei wird allerdings die elektrische Festigkeit durch Lösung von Gas im Öl reduziert, vgl. Bild 3.3.1-9 (Kurven 2 und 4). Mit einem Ausscheiden von Gasblasen aus Mineralöl ist bei Temperaturschwankungen unter üblichen

Bedingungen aber nicht zu rechnen [94].

Anmerkung: Geräte mit Gaspolster (Durchführungen, Kondensatoren, Wandler) dürfen nicht bzw. nur so weit geneigt werden, dass das Gas nicht an imprägnierte Isolierungen („Aktivteile“) gelangen und sich dort festsetzen kann. Dies gilt i.d.R. auch für den Transport.

Große Transformatoren kompensieren die thermische Dehnung über ein *Ausdehnungsgefäß*, das über eine Trockenvorlage mit der Atmosphäre in Verbindung steht, Bild 5.4-1d.

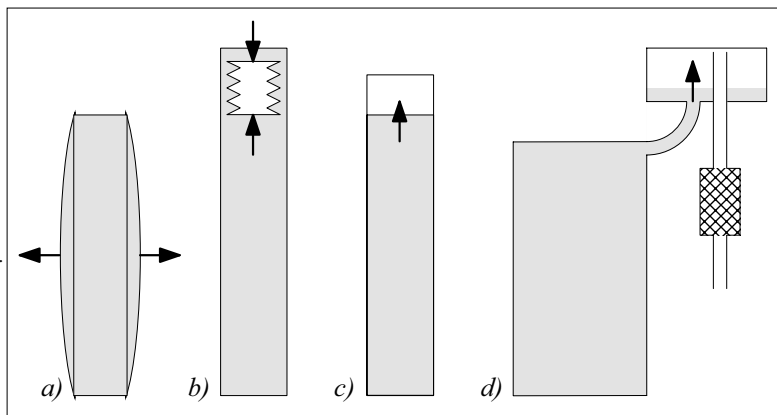
Vor der Füllung eines Gerätes muss die Isolierflüssigkeit einer **Trocknung und Entgasung** unterzogen werden. Hierzu wird die Flüssigkeit in einer Entgasungskolonne unter Vakuum bei erhöhter Temperatur über eine Schüttung aus Raschig-Ringen geleitet, auf denen die Flüssigkeit in dünner Schicht über längere Zeit entgasen kann (*Dünnschichtentgasung*) [47], Bild 5.4-2. Die Bedingungen müssen so gewählt werden, dass keine Abdestillation leicht flüchtiger Fraktionen stattfindet. Mineralöl kann bei 50 bis 60 °C und 10^{-2} mbar auf eine Restfeuchte von 0,5 bis 5 ppm getrocknet werden.

Anmerkung: Neben der Entgasung von Öl ist unbedingt auch die *Trocknung der zu imprägnierenden Isolation* sicherzustellen. Zellulosehaltige Isolationen können erhebliche Wassermengen enthalten (je nach Trocknungszustand unter 0,5 bis 6 %).

Die **Imprägnierung** erfolgt i.d.R. unter *Vakuum*, damit keine Gasblasen eingeschlossen werden, Bild 5.4-2.

Bild 5.4-1: Kompensation der thermischen Ausdehnung von Isolierflüssigkeiten:

- Hermetisch geschlossenes Gehäuse mit rechteckigem Querschnitt.
- Hermetisch geschlossenes Gehäuse mit metallischen Dehnzellen oder Faltenbalg.
- Hermetisch geschlossenes Gehäuse mit Gaspolster.
- Offenes Gehäuse mit Ausgleichsgefäß und Trocknungsvorlage.



Wenn das Gehäuse (z.B. aus mechanischen Gründen) *nicht vollständig evakuiert* werden kann, ist bei faserförmigen Isolationen trotzdem eine Imprägnierung aufgrund der Kapillarwirkung denkbar. Der Flüssigkeitsspiegel darf allerdings nur so langsam steigen, dass keine größeren Gasvolumina eingeschlossen werden. *Kleine Gasblasen* können nach der Imprägnierung noch durch Diffusion in der Flüssigkeit gelöst werden, wenn die Blasen im Kontakt zu einem *ausreichend großen Flüssigkeitsvolumen* stehen. Die hohlraumfreie Imprägnierung ist durch eine empfindliche *Teilentladungsmessung* nachweisbar. Aufgrund der langsamen Diffusions- und Lösungsvorgänge kann aber u.U. erst nach einer *mehrtägigen Wartezeit* erfolgreich geprüft werden.

Isolierflüssigkeiten in großen Geräten müssen in regelmäßigen Intervallen einer **Analyse** unterzogen werden, um Feuchtigkeit, Alterung und eventuelle Entladungsvorgänge erfassen zu können. Die zu beobachtenden Größen hängen von der Art der Isolierflüssigkeit ab.

5.4.2 Mineralöl

Mineralöle sind die am häufigsten verwendeten Isolieröle. Aufgrund der großen, im Transformatorenbau eingesetzten Mengen werden sie auch als „*Transformatorenöle*“ bezeichnet. Als dünnflüssige Öle dienen sie der Füllung von *Transformatoren*, der Imprägnierung von *Ölkabeln* (Kabelöle), *Kondensatoren*, *Wandlern* und *Durchführungen*, sowie der Einbettung *kompakter Hochspannungsapparate* (z.B. Stoßgeneratoren, Stromversorgungen für Laser und Röntengeräte).

Isolieröle auf Mineralölbasis werden aus Erdöl gewonnen. Sie enthalten als **Grundbestandteile** (Bild 5.4-3)

- *Paraffine* (Kettenmoleküle ohne Doppelbindungen) und Iso-Paraffine (mit Verzweigungen),
- *Naphtene* (ringförmige Kohlenwasserstoffe ohne Doppelbindungen),

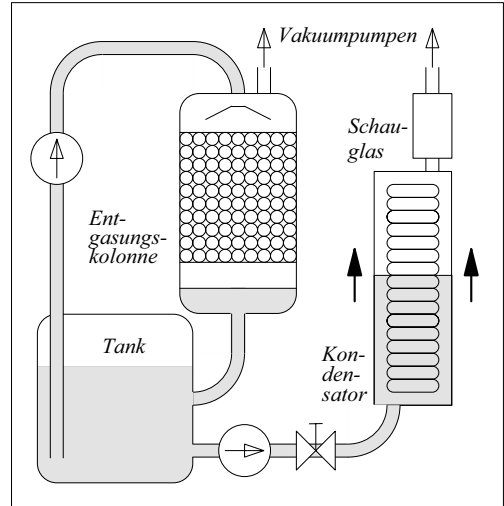


Bild 5.4-2: Aufbereitung von Isolieröl (schematisch) und Imprägnierung eines Kondensators.

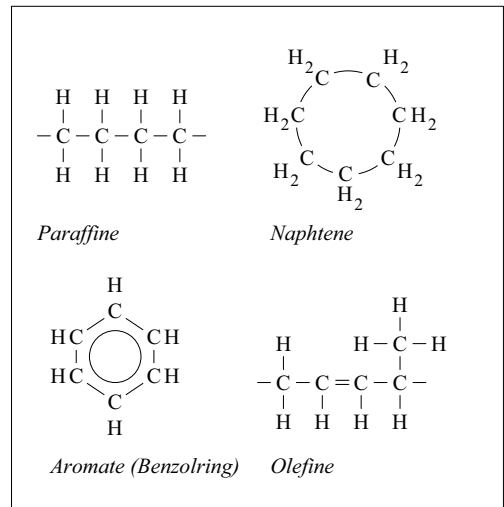


Bild 5.4-3: Grundbestandteile von mineralischem Isolieröl (Transformatorenöl).

- *Aromate* (Kohlenwasserstoffe mit Benzolringen), sowie
- *Olefine* (ketten- oder ringförmige Moleküle mit Doppelbindungen).

Langkettige *Paraffine* verhindern das Fließen des Öles bei tiefen Temperaturen. Isolieröle, die auch für tiefe Temperaturen geeignet sein müssen, enthalten deshalb einen hohen Anteil an *Naphtenen*. *Olefine* sind durch die ungesättigten Doppelbindungen chemisch angreifbar

und setzen die Alterungsstabilität des Öles stark herab. Olefine sollten in Isolieröl nicht in nennenswerten Anteilen enthalten sein.

Aromate führen bei Zutritt von Sauerstoff und Licht ebenfalls zu einer beschleunigten Alterung. Sie besitzen jedoch die Eigenschaft der *Gasfestigkeit*, d.h. sie lagern Wasserstoff unter der Wirkung von Teilentladungen an (vgl. Kap. 3.3.1.3). In hermetisch geschlossenen und elektrisch hoch belasteten Isolierungen (z.B. bei Kondensatoren und Durchführungen) werden deshalb oft aromatenhaltige „gasfeste“ Öle eingesetzt. In Transformatoren bevorzugt man wegen des Luftzutritts, wegen hoher Temperaturen und wegen der katalytischen Wirkung von Leitermaterialien besonders *alterungsstabile Öle*.

Die **Alterung** von Mineralöl erfolgt vorwiegend durch verschiedene *Oxidationsmechanismen*, die die Anwesenheit von Sauerstoff und die Einwirkung von Wärme, Strahlung oder Teilentladungen erfordern, Bild 5.4-5. Kupfer wirkt katalytisch beschleunigend, es sollte deshalb nicht als blanker Leiter geführt werden.

Durch Einbau polarer OH-Gruppen steigt der *Verlustfaktor* irreversibel an. Es bilden sich *Säuren* und unlöslicher *Schlamm*. Durch Vernetzungen über Sauerstoffbrücken *verharzt* das Öl. Als Kondensationsprodukt entsteht *Wasser*, das die elektrische Festigkeit herabsetzt.

Eine besonders gefährliche Minderung der elektrischen Festigkeit ergibt sich durch die sogenannte *X-Wachs-Bildung*: Unter der Wirkung von Teilentladungen, bzw. von sehr hohen elektrischen Wechselfeldstärken, oxidiert möglicherweise vorhandener Sauerstoff die Ölmoleküle. Diese werden dann unter länger andauernder Beanspruchung vernetzt. Es bildet sich ein unlösliches *Wachs* sowie *Wasserstoffgas*, das gasförmig ausgeschieden werden kann und die elektrische Festigkeit zerstört. X-Wachs wird beispielsweise in älteren Ölkabeln, an den Belagsrändern von Wechselspannungs- und Stoßkondensatoren, in delaminierten Hartpapierdurchführungen mit eingedrungenem Öl, sowie in unvollständig imprägnierten Isolierungen beobachtet.

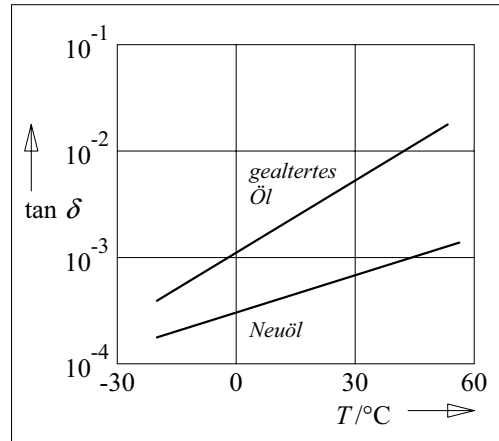


Bild 5.4-4: Verlustfaktoren von gealtertem und von neuem Transformatoröl [23].

Für die **Analyse des Ölzustandes** können folgende Verfahren eingesetzt werden:

Durchschlagsmessungen lassen nur eine starke Befeuchtung des Öles erkennen. Aussagefähiger ist eine *direkte Bestimmung der Feuchtigkeit* durch Titration (Karl-Fischer-Titration). Häufig entzieht jedoch die zellulosehaltige Isolierung dem Öl die entstehende Feuchtigkeit, so dass hohe Feuchtigkeitswerte nur in extremen Fällen auftreten.

Die Alterung (Oxidation) des Öles ist auch an erhöhten Werten des *Verlustfaktors* $\tan \delta$ erkennbar, Bild 5.4-4.

Der Alterungszustand kann außerdem durch Neutralisation der freien Säuren (*Neutralisationszahl*) oder der freien und gebundenen Säuren (*Verseifungszahl*) durch Kalilauge KOH bestimmt werden. Ein Ölwechsel wird i.d.R. empfohlen, wenn die Neutralisationszahl für 1 g Öl den Wert von 0,5 mg KOH überschreitet.

Anmerkung: Die *Gas-in-Öl-Analyse*, d.h. die Analyse der im Öl gelösten Gase, liefert zwar keine Aussage über den Zustand des Öles, sie gibt jedoch Hinweise auf Fehler im Gerät. Es kann z.B. zwischen Lichtbögen, Teilentladungen, Überhitzungen in verschiedenen Temperaturbereichen und Zersetzung von Zellulose unterschieden werden [95] ... [100]. Diese und

weitere Methoden der analytischen und elektrischen Diagnostik werden in Kapitel 6.4 beschrieben.

Die **Regenerierung** von gealtertem Mineralöl ist in begrenztem Maße möglich. Gelöste Gase und Feuchtigkeit können durch *Trocknung* bzw. *Entgasung* vollständig entfernt werden. Verlusterhöhende polare Bestandteile können von einer speziell aufbereiteten *Bleicherde* (Fuller-Erde, Aluminiumsilikat) teilweise absorbiert werden. Eine Verharzung und X-Wachsbildung kann nicht mehr rückgängig gemacht werden.

Die Alterung von Isolierölen ist vorwiegend ein Problem in thermisch hochbelasteten *Transformatoren*, in denen über das Ausgleichsgefäß ein Kontakt des Öles mit dem Luftsauerstoff besteht. Vorbeugende **Maßnahmen** gegen die Alterung sind die *Umhüllung* kupferhaltiger Leiter, die Verwendung *alterungsstabiler Öle* mit geringem Aromatengehalt, sowie die Verwendung von *Inhibitoren*, die die Oxidationskette unterbrechen und sich an die Ölmoleküle anlagern. Inhibitoren verbrauchen sich mit der Zeit und müssen erneuert werden. Die Öle in *hermetisch geschlossenen Geräten* (Durchführungen, Kon-

<i>Mechanismus</i>	<i>Folgen</i>	<i>Maßnahmen *)</i>
a) Aufbrechen von Doppelbindungen und Anlagerung polarer Gruppen (Oxidation): $\begin{array}{c} \\ -C=C- \\ \end{array} + \frac{1}{2} O_2 \longrightarrow \begin{array}{c} \quad OH \\ -C-C- \\ \quad \end{array}$	Der Verlustfaktor steigt durch Polarisationsverluste irreversibel an. Vernetzung und Verharzung.	Einsatz von Ölen mit geringem Anteil ungesättigter Kohlenwasserstoffe (Olefine). *) siehe unten
b) Oxidation von Ölmolekülen (TE-, UV- oder Lichteinwirkung): $\begin{array}{c} \\ -C-H \\ \end{array} + \frac{1}{2} O_2 \longrightarrow \begin{array}{c} \\ -C-OH \\ \end{array}$	Der Verlustfaktor steigt durch Polarisationsverluste an. Zersetzungsprodukte, Säuren, Schlamm.	Regenerierung durch Bleicherde-Behandlung ist nur bedingt möglich. *) siehe unten
c) Oxidation und Polykondensation (TE-, UV- oder Lichteinwirkung): $\begin{array}{c} \\ -C-H \\ \end{array} + O_2 + \begin{array}{c} H \\ \\ -C- \end{array} \longrightarrow \begin{array}{c} \quad \\ -C-O-C- \\ \quad \end{array} + H_2O$	Durch Wasserabspaltung sinkt die Durchschlagsfeldstärke, Leitfähigkeit und Verlustfaktor steigen an, vgl. Bild 3.3-4, 4.2-5 und 4.2-10. Die Vernetzung führt zur Bildung von Schlamm und zur Verharzung.	Durch Trocknung des Öls können Durchschlagsfestigkeit, Leitfähigkeit und Verlustfaktor (teilweise) regeneriert werden. *) siehe unten
d) X-Wachsbildung (hohe Wechselfeldstärken, TE-Einwirkung): 1.) Bindung von Sauerstoff durch Oxidation, vgl. b). 2.) Anschließende Vernetzung: $\begin{array}{c} \\ -C-OH \\ \end{array} + \begin{array}{c} H \\ \\ -C- \end{array} \longrightarrow \begin{array}{c} \quad \\ -C-O-C- \\ \quad \end{array} + H_2$	Irreversibler Anstieg der Polarisationsverluste durch Oxidation. Verharzung, X-Wachs-Bildung, Volumenverringern und Gasbildung (Wasserstoff) durch Vernetzung.	Teilentladungsfreie Konstruktionen. Hohlraumfreie Imprägnierung. Einsatz gasfester Öle. *) siehe unten
*) Allgemeine Maßnahmen:	Abschluß gegen Luft- bzw. Sauerstoff- und Feuchtigkeit Zutritt, sowie TE-, UV- bzw. Lichteinwirkung und Katalysatoren (Kupfer). Verwendung von Inhibitoren, die die Oxidationskette unterbrechen.	

Bild 5.4-5: Alterung von Mineralöl durch Oxidationsvorgänge.

densatoren, Wandler, hermetisch geschlossene Transformatoren, Apparate) sind weniger stark durch Alterung gefährdet, so dass auch der Einsatz *gasfester Öle* mit hohem Aromatengehalt möglich ist.

Die **elektrische Festigkeit** und die **dielektrischen Eigenschaften** von Mineralöl wurden bereits in den Kap. 3.3.1 und 4 beschrieben. Es sei insbesondere auf die Bilder 3.3-1, 3.3.1-3, -4, -5, -7, -8 und -9, auf die Tab. 3.3-1 und -2, sowie auf die Bilder 4.2-2, -5, -6, -7, -9 und -11 verwiesen.

5.4.3 Synthetische Isolierflüssigkeiten

Synthetische Isolierflüssigkeiten werden i.d.R. wegen spezieller Eigenschaften eingesetzt, über die Mineralöle nicht verfügen.

5.4.3.1 Polychlorierte Biphenyle (PCB)

polychlorierte Biphenyle wurden als flammwidrige Isolier- und Kühlflüssigkeiten in Transformatoren und als Imprägniermittel hoher Dielektrizitätszahl ($\epsilon_r = 4 \dots 6$ bei 20 °C und 50 Hz) in Kondensatoren eingesetzt. Sie sind biologisch akkumulierbar und schwer abbaubar. Außerdem können unter der Einwirkung großer Hitze hochtoxische Zersetzungsprodukte (Dioxine) entstehen. Die Produktion von PCB wurde deshalb in der Bundesrepublik Deutschland 1983 eingestellt. Vorhandene Geräte mussten ersetzt oder unter Beachtung von Grenzkonzentrationen mit unbedenklichen Flüssigkeiten befüllt werden. Die Entsorgung erfolgte durch Hochtemperaturverbrennung.

5.4.3.2 Silikonflüssigkeiten („Silikonöle“)

Silikonflüssigkeiten bestehen aus linearen Polymeren begrenzter Länge *ohne* räumliche Vernetzungen. Das Makromolekül besteht aus einem anorganischen Skelett mit Si- und O-Atomen, das beispielsweise von Methylgruppen umlagert wird, Bild 5.3-17 und 5.4-6.

Silikonflüssigkeiten zeichnen sich durch einen *hohen Flammpunkt* (> 300 °C nach ASTM D 92) und einen *hohen Brennpunkt* (> 335 °C) aus. Diese Werte liegen etwa doppelt so hoch wie bei Mineralölen. Außerdem sind Silikonflüssigkeiten chemisch stabil und damit *alterungsbeständig*. Selbst in Gegenwart von Luft sind Silikonflüssigkeiten bei 150 °C praktisch unbegrenzt beständig [88]. Im Vergleich zu Mineralöl sind die *Wärmeübertragungseigenschaften* weniger günstig, der kubische *Wärmeausdehnungskoeffizient* ist höher ($10^{-3}/\text{K}$).

Polydimethylsiloxan ($n = 35$) wird als physiologisch, toxikologisch und ökologisch *unbedenklich* angesehen, es zerfällt in der Umwelt in unschädliche Spaltprodukte wie Wasser, Kohlendioxid und Kieselsäure [101]. Wie bei Mineralölen erfolgt die Einstufung in die Wassergefährdungsklasse WGK 1 (schwach wassergefährdend).

Die *Dielektrizitätszahl* ist mit $\epsilon_r = 2,7$ (20 °C) ... 2,3 (200 °C) etwas höher als bei Mineralöl, der *Verlustfaktor* ändert sich über einen *weiten Frequenz- und Temperaturbereich* (bis 200 °C bzw. bis 10 MHz) nur wenig und ist mit $\tan \delta = 1 \dots 2 \cdot 10^{-4}$ sehr niedrig.

Silikonflüssigkeiten haben eine geringfügig niedrigere *elektrische Festigkeit* als Mineralöle. Feuchtigkeit hat einen ähnlichen festigkeitssenkenden Einfluss. Nachteilig für den Einsatz in Hochspannungstransformatoren ist eine geringere elektrische Festigkeit bei *großen Ölstrecken*.

Wegen des hohen Preises wird Silikonflüssigkeit als Isolierflüssigkeit nur dann eingesetzt, wenn dies aufgrund der *thermischen Belastung* oder aus Gründen des *Brandschutzes* erforderlich

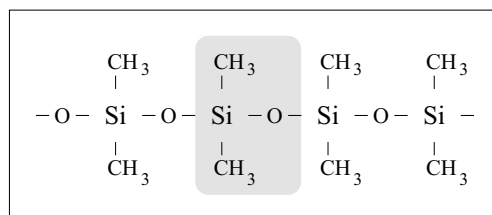


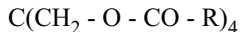
Bild 5.4-6: Polydimethylsiloxan.

lich ist. Weiterhin dienen *Silikonpasten* aus Silikonflüssigkeit mit Kieselsäure der *Hydrophobierung* von Porzellanoberflächen. Die Wirksamkeit ist allerdings zeitlich begrenzt. Anstelle einer regelmäßigen Erneuerung wird oft der Einsatz eines SIR-Verbundisolators bevorzugt, vgl. Kapitel 5.3.3.4.

5.4.3.3 Andere organische Flüssigkeiten

Synthetische Isolierflüssigkeiten für **Transformatoren** werden gegenüber Mineralöl vor allem dann bevorzugt, wenn *thermisch beständige, schwer entflammbar* oder *umweltverträglicher*, nicht wassergefährdende Stoffe erforderlich sind.

Neben Silikonflüssigkeiten werden vor allem *Esterflüssigkeiten* [102] in Betracht gezogen, die sich bereits in Verteiltransformatoren bewährt haben. Als Beispiel sei die Esterflüssigkeit *Pentaeryt-Tetraester*

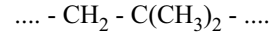


(„Midel 7131“ [101], [103]) erwähnt. Im Vergleich mit Mineralöl sind die höhere Dielektrizitätszahl $\epsilon_r = 3,3$ und ein geringfügig höherer Verlustfaktor $\tan \delta \geq 10^{-3}$ zu beachten. Durch thermische Alterung bei 150 °C erhöht sich der $\tan \delta$ innerhalb von 2000 h etwa um den Faktor 10. Die elektrische Festigkeit liegt bei vergleichbaren Werten, sie ist jedoch wegen des *hohen Wasseraufnahmevermögens* (2700 ppm bei 20 °C) bis zu 500 ppm nur wenig vom Feuchtigkeitsgehalt abhängig. Dies gilt auch für den Verlustfaktor. Bemerkenswert sind der niedrige Pourpoint von -50 °C und die hohen Werte von *Flammpunkt* (257 °C) und *Brennpunkt* (310 °C), die fast doppelt so hoch liegen wie die Werte typischer Mineralöle.

Isolierflüssigkeiten für **Kondensatoren** dienen heute weniger der Imprägnierung von Papier, sondern zunehmend der Imprägnierung von *sehr verlustarmen Foliendielektrika* (Allfilm-Dielektrika) mit niedrigeren Dielektrizitätszahlen. Die hohen Dielektrizitätszahlen der polychlorierten Biphenyle (PCB) sind deshalb

nicht mehr erforderlich. Häufig geforderte Eigenschaften sind eine *niedrige Viskosität* für die Imprägnierung eng aufeinanderliegender Folien, eine hohe *elektrische Festigkeit* für die Beherrschung der Randfeldstärken an den Belagsrändern und eine *hohe Gasfestigkeit*.

Seit längerem wird *Polyisobutylen*



als chemisch beständiges Imprägniermittel für Kabel, Kondensatoren und Metallpapier-(MP-) Kondensatoren eingesetzt. Es besitzt ähnliche Eigenschaften wie Mineralöl ($\epsilon_r = 2,2$). Die Viskosität hängt von der Kettenlänge ab [88].

Thermisch stabile, dünnflüssige Isolierflüssigkeiten mit einem *hohen Gasaufnahmevermögen* enthalten Benzolringe, d.h. sie haben einen aromatischen Charakter. Als Beispiele seien *Dodecylbenzol* aus der Reihe der Alkylbenzole, *Phenyl-Xylyl-Ethan* (PXE), *Mono-Isopropyl-Biphenyl* (MIPB), *Benzylneocaprat* (BNC), *Ditolylether* (DTE, „Baylectrol 4900“, Fa. Bayer) sowie Mischungen aus *Mono- und Dibenzyltoluen* (M/DBT, „Ugilec“, „Jarilec“, Fa. Prodelec) genannt [16], [104] bis [107]. Darüber hinaus gibt es auch fluoridierte und chlorierte Isolierflüssigkeiten.

Kondensatoren mit **Allfilm-Dielektrika** werden hauptsächlich wegen der geringen Verluste bei Wechselspannung als *Kompensationskondensatoren* eingesetzt. Sie sind gegen die erhöhte Verlustleistung bei Oberschwingungen wesentlich weniger empfindlich, als papierisolierte Kondensatoren.

Allfilm-Dielektrika mit synthetischen Isolierflüssigkeiten sind teilweise mit *Feldstärken* bis zu 100 kV/mm belastbar (1 Minute, 50 Hz-Effektivwert, im homogenen Bereich des Feldes bei $d = 50 \mu\text{m}$). D.h. es können elektrische Festigkeiten erreicht werden, die etwa doppelt so hoch sind wie in mineralölprägniertem Papier.

Anmerkung: Die elektrische Festigkeit in Kondensatoren wird nicht durch die Feldstärken im homogenen Bereich des Dielektrikums bestimmt, sondern durch die stark überhöhten *Feldstärken an den Rändern* der leitfähigen Beläge, vgl. Bild 2.4-20.

Aufgrund einer kompakteren Bauweise ist der Einsatz der teureren Isolierstoffe auch für andere Anwendungen sinnvoll, wie z.B. für *Steuerkondensatoren*, *Stoßkondensatoren*, oder *Messkondensatoren*. Durch Wahl geeigneter Isolierstoffe, kann die Temperaturabhängigkeit von Messkondensatoren teilweise kompensiert werden.

Die *Imprägnierung von Allfilm-Kondensatoren* erfordert eine raue oder geprägte Folienoberfläche und einen lockeren Aufbau des Kondensatorwickels, um einen ausreichenden „Space-Faktor“ für ein flächendeckendes Eindringen des Imprägniermittels zu gewährleisten, Bild 5.4-7. Die auf einen Dorn gewickelten Rundwickel werden nach Entnahme des Dorns zu lockeren Flachwickeln mit einem ausreichenden Space-Faktor gedrückt. Mehrere Flachwickel werden in einem isolierenden Rahmen gestapelt, über eingelegte Metallstreifen (Zungen) elektrisch verschaltet, unter Vakuum getrocknet und unter Vakuum imprägniert, vgl. Bild 5.4-2. Die Pressung des Kondensatorstapels erfolgt im imprägnierten Zustand. Ein *papierisolierter Kondensator* kann bereits nach der Trocknung gepresst werden, weil die faserförmige Struktur des Dielektrikums das Einziehen der Flüssigkeit gewährleistet, vgl. Bild 5.3-6 und Kap. 5.3.2.3.

5.4.4 Pflanzliche Öle

In den Anfängen der Hochspannungstechnik dienten *Harzöle* als spannungsfestes Imprägniermittel für Transformatoren [81]. Wegen ihrer geringen Alterungsstabilität und ihrer Neigung zur Verharzung wurden sie aber schon bald durch Mineralöle verdrängt.

Pflanzliche Öle dienen heute vor allem als *Rohstoffe* für die Herstellung von Drahtlacken und Tränklarzen auf der Basis von Polyester- und Polyurethanharzen. Zum Einsatz kommen dabei Leinöl, Holzöl, Sojaöl, Rizinusöl und Terpentinöl [88].

Rizinusöl hat bis heute Bedeutung als elektrischer Isolierstoff für Gleichspannungs- und Impulskondensatoren. Dabei ist die *hohe Di-*

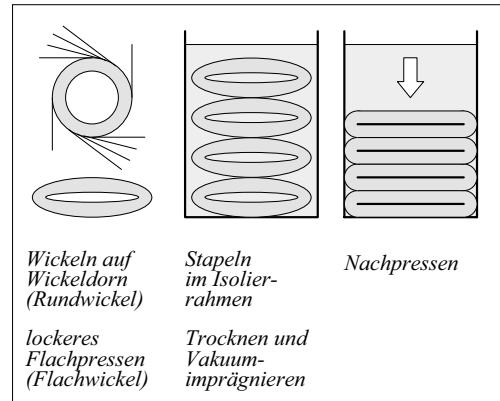


Bild 5.4-7: Fertigung von Allfilm-Kondensatoren mit synthetischen Isolierflüssigkeiten (schematisch).

elektrizitätszahl mit $\epsilon_r = 4,5$ günstig für eine hohe Energiedichte *kapazitiver Energiespeicher*. Außerdem haben *Impulskondensatoren* mit einer Rizinusöl-Papier-Isolierung eine etwa *zehnmals größere Lebensdauer* als Kondensatoren mit Mineralöl-Papier-Isolierung.

Hierfür wird eine *Entlastung der scharfkantigen Belagsränder* durch die höhere Dielektrizitätszahl bei Impulsbelastung verantwortlich gemacht. Außerdem wird angenommen, dass das *zähflüssige Rizinusöl* sich durch die elektrostatischen Wechselkräfte auf die Beläge schlechter verdrängen lässt als das dünnflüssige Mineralöl, so dass die Bildung von Unterdrücken und Gasblasen erschwert wird. Darüber hinaus könnte das Rizinusöl eine höhere *Resistenz* gegen die bei der Impulsentladung an den Belagsrändern auftretenden *Teilentladungen* besitzen. Die Erosion der Isolierung bei Impulsentladungen wird allerdings auch stark von der Widerstandsfähigkeit des Papiers bzw. der Folie gegen Teilentladungen bestimmt.

Der *Verlustfaktor* von Rizinusöl ist etwa 5 mal höher als der Verlustfaktor von Mineralöl. Außerdem sind die dielektrischen Eigenschaften stark temperaturabhängig. Rizinusöl wird deshalb nicht für Wechselspannungs- sondern nur für Gleichspannungs- und Impulsspannungsbeanspruchungen sowie für Isolationen in physikalischen Geräten und in Laboratorien eingesetzt [22].

Rizinusöl muss getrocknet, gefiltert und mit Bleicherde und Aktivkohle behandelt werden. Aufgrund der *hohen Viskosität* ist eine Imprägnierung nur bei erhöhten Temperaturen mög-

lich. Vorteilhaft ist, dass die hohe Viskosität ein Auslaufen imprägnierter Wickel bei Raumtemperatur verhindert. Rizinusöl erstarrt bei -10 bis -18 °C und kann deshalb *nicht bei tiefen Temperaturen* eingesetzt werden.

Inzwischen wird u.a. auch **Rapsöl** im Zuge des steigenden Interesses an nachwachsenden und biologisch abbaubaren Rohstoffen als Isolierflüssigkeit für Hochspannungsgeräte in Betracht gezogen. Die *elektrische Festigkeit* entspricht etwa der von Mineralöl bei gleicher relativer Feuchte, wobei das *Wasseraufnahmevermögen* des Rapsöls um mehr als einen Faktor 10 über dem von Mineralöl liegt. Die Anforderungen an die Durchschlagsfestigkeit von Neuölen werden erfüllt. Der *Verlustfaktor* ist etwa einen Faktor 10 größer als bei Mineralöl. Dadurch liegen die Verlustfaktoren bei 90°C weit über dem (für Mineralöl !) geforderten Wert von 0,5 % [399]. Versuche mit einem 20 kV/ 250 kVA-*Verteiltransformator* haben die prinzipielle Eignung von Rapsöl als Kühl- und Isoliermedium gezeigt [400].

Anmerkung: In vergleichenden *Alterungsuntersuchungen* an Transformerboard, das mit Mineralöl bzw. mit alterungsstabilisiertem Rapsöl imprägniert wurde, sind unerwarteterweise die mit Rapsöl imprägnierten Boards und das zugehörige Öl langsamer gealtert als die konventionellen Vergleichsproben [401]. Aufgrund der Struktur des Rapsöls ist allerdings eine vergleichsweise geringere *Alterungsstabilität* erwartet worden.

5.4.5 Wasser

Wasser hat bei sehr *kurzzeitiger Spannungsbeanspruchung* eine hohe elektrische Festigkeit, die den Stoßkennlinien anderer flüssiger Isolierstoffe entspricht. $\hat{E}_{d50}$ beträgt bei einer Durchschlagszeit von 1 μ s etwa 40 kV/mm und sinkt für ein Durchschlagszeit von 10 μ s auf etwa 20 kV/mm. Bei *dauernden Beanspruchungen* wird das Wasser aufgrund seiner hohen Leitfähigkeit schon bei geringen Feldstärken erwärmt und verdampft, was den Durchschlag einleitet [22].

Wasser hat aufgrund des sehr polaren Moleküls mit $\epsilon_r = 81$ eine *sehr hohe Dielektrizitäts-*

zahl. Im vollständig entionisierten Zustand beträgt die Leitfähigkeit aufgrund der Dissoziation des Wassermoleküls etwa $\kappa = 10^{-7}$ S/m, dies entspricht einer *Eigenentladungszeitkonstanten* $\tau = \epsilon/\kappa = 7$ ms. Im Kontakt mit Luft steigt die Leitfähigkeit durch Lösung von CO₂ und Bildung dissoziierter Kohlensäure bis auf etwa $\kappa = 10^{-4}$ S/m, was einer Eigenentladungszeitkonstanten $\tau = \epsilon/\kappa = 7$ μ s entspricht. Energie kann in wasserisolierten Kondensatoren also *nur sehr kurz* gespeichert werden.

Eine wichtige **Anwendung** ist die in Kap. 2.6.3.3, 6.2.3.6 und 7.4.2 geschilderte *Hochleistungsimpulstechnik* (Pulsed Power Technologie). Dabei werden aus konventionellen Kondensatorbatterien sehr kompakte wasserisolierte Leitungen innerhalb von etwa einer μ s schwingend aufgeladen und im Spannungsmaximum innerhalb von einigen 10 ns als Wanderwellenvorgang entladen. Dadurch ergibt sich eine *extreme räumliche und zeitliche Kompression der gespeicherten Energie*, die für physikalische Grundlagenuntersuchungen und für Zündimpulse bei Kernfusionsexperimenten benötigt wird [14], [15], [40], [42], [43], [108].

Wasser dient weiterhin als *Schaltmedium in Funkenstrecken*. Durch Entladung eines Energiespeicherkondensators kann in einer wasserisolierten Funkenstrecke kurzzeitig die elektrisch gespeicherte Energie in die Energie einer *akustischen Stoßwelle* umgesetzt werden. In der *Medizintechnik* wird dies zur Zertrümmerung von Nierensteinen, in der *Fertigungstechnik* zur Materialumformung und im *Recycling* zur Trennung von Materialfraktionen eingesetzt. Außerdem macht die oben beschriebene Pulse Power Technologie auch von wasserisolierten Stab- Stab- Funkenstrecken Gebrauch, deren Durchschlagszeitpunkt vom Elektrodenabstand sowie von Höhe und Verlauf der anliegenden Spannung abhängt.

Weiterhin werden in der Hochspannungstechnik *Wasserwiderstände* zur Strombegrenzung und als Filterelemente in Hochspannungskreisen oder als Lastwiderstände in Stoßspannungskreisen eingesetzt. Wegen Korrosionsge-

fahr an den Elektroden und wegen möglicher Abscheidung von Gas empfiehlt sich die Verwendung durchsichtiger Rohre oder Schläuche. Die Leitfähigkeit sollte definiert durch Lösen geringer Salzmenngen eingestellt werden (bei Kupferelektroden beispielsweise mit Kupfersulfat CuSO_4). Bei der Auslegung ist auf eine ausreichende Abfuhr der entstehenden Wärme zu achten.

Wasser wird schließlich für die Potentialsteuerung bei Kabelprüfungen in sogenannten *Prüf-Endverschlüssen* verwendet, Bild 5.4-8. Dabei ist der Widerstand so einzustellen, dass keine Überlastung der Spannungsquelle erfolgt und dass die Verlustwärme abgeführt werden kann.

5.4.6 Verflüssigte Gase

Für den Einsatz der *Supraleitung* in der Energietechnik (vgl. Kap. 7.5) sind tieftemperaturtaugliche Imprägniermittel notwendig [111]. Alle technisch heute eingesetzten Isolierflüssigkeiten können nur oberhalb von etwa $-60\text{ }^{\circ}\text{C}$ verwendet werden. Für den Einsatz bei tieferen Temperaturen stehen beispielsweise die verflüssigten Isoliergase *Schwefelhexafluorid* (LSF_6 , liquid SF_6), *Stickstoff* (LN_2 , liquid N_2) und *Helium* (LHe , liquid He) zur Verfügung. Für LN_2 und LHe werden Festigkeiten angegeben, die mit anderen flüssigen Isolierstoffen vergleichbar sind [109], Tab. 5.4-1.

Tabelle 5.4-1: Durchschlagsfestigkeiten flüssiger Gase bei Normaldruck als 63 %-Wert (Scheitelwert). Mit Durchschlagswahrscheinlichkeiten unter 1% ist etwa bei der Hälfte der angegebenen Werte zu rechnen [109].

Anordnung	$\hat{E}_{d63}$ (LHe)	$\hat{E}_{d63}$ (LN_2)
<i>Kugel-Platte</i> ($D = 50\text{ mm}$, $d = 1\text{ mm}$)		
AC (60 Hz)	39,0	68,5 kV/mm
DC positiv	54,5	72,4 kV/mm
DC negativ	50,9	74,4 kV/mm
<i>Koaxiale Zylinder</i> ($L = 100\text{ mm}$, $d = 2,3\text{ mm}$)		
AC (60 Hz)	19,7	23,1 kV/mm
DC positiv	20,4	23,9 kV/mm
DC negativ	19,2	24,0 kV/mm

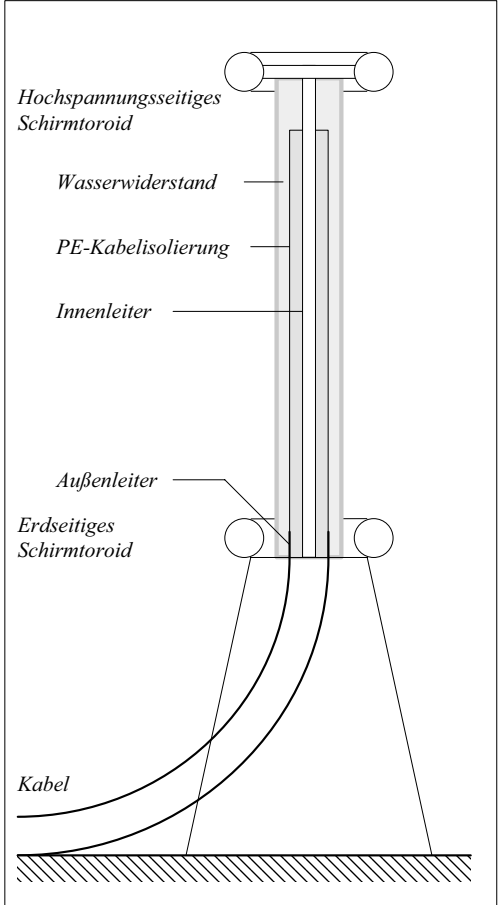


Bild 5.4-8: Prüf-Endverschluss (schematisch).

Der Durchschlag wird von thermischen Gasblasen eingeleitet [110]. Dies führt zu einem ausgeprägten Volumen- und Flächeneffekt, sowie zu einer *großen Streuung* der Durchschlagfeldstärken. D.h. mit niedrigen Durchschlagswahrscheinlichkeiten $< 1\%$ ist erst bei sehr viel niedrigeren Feldstärken (etwa bei der Hälfte der oben angegebenen Werte) zu rechnen [109].

Für einen größeren Schlagweitenbereich werden in einer Kugel-Platte-Anordnung ($D = 50\text{ mm}$) für LN_2 unter Normaldruck und LSF_6 bei 22 bar folgende Durchschlagfeldstärken $\hat{E}_d$ (Scheitelwerte) angegeben [22]:

	LN ₂	LSF ₆
$d = 0,5 \text{ mm}$	$\hat{E}_d = 80 \text{ kV/mm}$	90 kV/mm
1 mm	55 kV/mm	90 kV/mm
2 mm	40 kV/mm	90 kV/mm
5 mm	30 kV/mm	90 kV/mm
10 mm	25 kV/mm	-
20 mm	19 kV/mm	-

Die Festigkeit verflüssigter Isoliergase ist stark vom *Druck* abhängig. Für LSF₆ werden Festigkeiten angegeben, die etwa der von gasförmigem SF₆ entsprechen, das die gleiche Dichte hat, wie sie bei dem jeweiligen Druck über der Flüssigkeit herrscht [22].

Die Entwicklung von *Hochtemperatursupraleitern* ermöglicht die **Isolation mit LN₂**, dessen Siedepunkt unter Normaldruck bei 77 K liegt. Dadurch kann die Kühlleistung im Vergleich zu LHe mit einem Siedepunkt von 4,2 K etwa um den Faktor 100 reduziert werden:

Für **Volumen- und Flächeneffekt** wurden Exponenten bestimmt (-0,148 bzw. -0,172 nach [109]), die kleiner sind als bei dem für Isolieröl angenommenen Abstandseffekt (ca. -0,37), Bild 3.3-9. Als empirisch ermittelter **Abstandseffekt** wird für LN₂

$$E_{d(\text{DC})} = (29 \text{ kV/mm}) \cdot (d/\text{mm})^{-0,2} \quad (5.4.6-1)$$

genannt [331], [332].

Der Durchschlag wird von thermischen Gasblasen an der Elektrodenoberfläche und im Volumen eingeleitet. Im Gegensatz zu Isolieröl ist **Blasenbildung** in LN₂ *unvermeidbar*: Beim Betrieb in der Nähe des Siedepunktes führen nicht nur die Erwärmungen beim Quench (Verlust der Supraleitung), sondern möglicherweise bereits die Wechselstromverluste im Betrieb (die auch bei Supraleitung nicht ganz vermeidbar sind, vgl. Kap. 7.5) zur Blasenbildung an der Leiteroberfläche. Die Auslegung der Isolation muss also dem Vorhandensein von Blasen Rechnung tragen, die sich in einer deutlichen Reduzierung der Durchschlagsspannung bemerkbar machen, Bild 5.4-9. Die Blasen verformen sich unter der Wirkung des elektrischen Feldes und reihen sich zu Ketten aneinander [332]. Damit nähert sich die elektrische Festigkeit dem

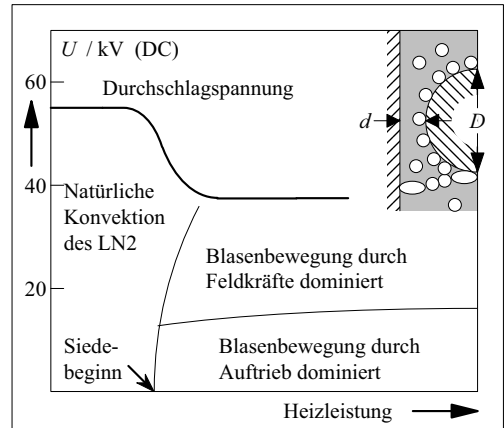


Bild 5.4-9: Einfluss thermischer Gasblasen auf das Durchschlagsverhalten von LN₂ in einer Zylinder-Platte-Anordnung mit $d = 2 \text{ mm}$ und $D = 10 \text{ mm}$. Der geerdete, horizontal liegende Zylinder wurde beheizt [332].

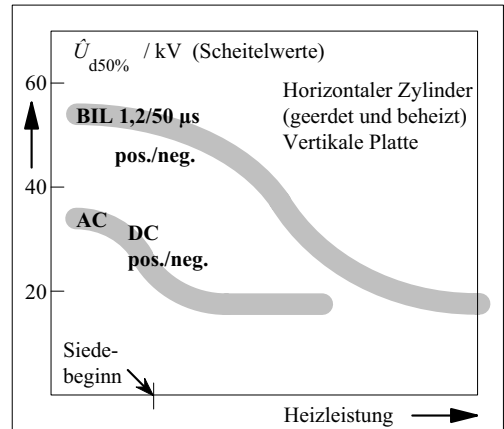


Bild 5.4-10: Reduzierung der Wechselspannungsfestigkeit und Verlust der Stoßspannungsfestigkeit unter der Wirkung thermischer Gasblasen in LN₂ in einer Zylinder-Platte-Anordnung mit $d = 1 \text{ mm}$, $D = 10 \text{ mm}$ und $l = 20 \text{ mm}$. [333].

Wert des gasförmigen Stickstoffs (GN₂), bei kleinen Spalten ($\leq 0,5 \text{ mm}$) sehr rasch, bei größeren ($\geq 1 \text{ mm}$) etwas langsamer mit verstärkter Erwärmung bzw. Blasenbildung [333].

Für die Festigkeit bei AC, DC pos. und DC neg. wurden näherungsweise vergleichbare Verläufe ermittelt (Scheitelwerte, vgl. auch [333]). Bei **Stoßspannung** ergibt sich ein grundsätzlich anderes Verhalten: Während in der *flüssigen Phase* - ähnlich wie bei Isolieröl -

die Stoßfestigkeit weit über der AC-Festigkeit liegt (Faktor 1,5 bezogen auf AC-Scheitelwert bzw. 2,2 bezogen auf AC-Effektivwert [333]), sinkt in der *Gasblasenphase* die Festigkeit auf den Wert der Gasfestigkeit ab, so dass kein wesentlicher Unterschied zwischen Stoß- und AC-Festigkeit verbleibt, Bild 5.4-10. Bei Stoßspannungsbeanspruchung erfolgt keine Verformung der Gasblasen, der Abfall erfolgt deshalb langsamer, d.h. erst bei höherer Wärmeleistung. Grundsätzlich bleibt aber festzuhalten, dass thermische Gasblasen insbesondere zum **Verlust der hohen Stoßspannungsfestigkeit** führen!

Die Wirkung von Blasen ist in LN_2 **weniger gefährlich** als in Isolieröl: Zum einen beträgt die *Feldüberhöhung* wegen der niedrigen *Dielektrizitätszahl* von $\epsilon_r = 1,44$ in kugelförmigen Blasen nur etwa 11 % (für AC und Stoßspannungen). Weiterhin ist die *Gasdichte* der Blasen im Tieftemperaturbereich bei etwa 77 K etwa 3,8 mal höher als bei Raumtemperatur von 293 K. Nach dem *Paschen-Gesetz* führt dies - wegen der entsprechend reduzierten freien Weglängen - zu einer wesentlich höheren elektrischen Festigkeit. Es wird von Messungen berichtet, nach denen auch die AC-Festigkeit in LN_2 im Bereich von 0,5 bis 1

mm etwa dem Paschengesetz für GN_2 bei 77 K folgt ($\hat{E}_d = 12,5 \text{ kV/mm}$ für $d = 1 \text{ mm}$ [333]). Auch andere Quellen empfehlen, die Festigkeit des Stickstoffgases bei 77 K als Grenzwert zu wählen [334] (AC Eff.wert: 6,4 kV/mm, BIL: 15 kV/mm, jeweils für $d = 10 \text{ mm}$).

Maßnahmen zur **Erhöhung der elektrischen Festigkeit** wären die Vermeidung von Blasenbildung durch Betriebstemperaturen *weit unter dem Siedepunkt* (die untere Grenze ist der Schmelzpunkt von Stickstoff mit 63 K) sowie die *Erhöhung des Druckes*, die das Sieden verzögert und die Festigkeit steigert [335].

5.5 Faserstoffe

Papiere aus Faserstoffen werden als Dielektrika und dielektrische Barrieren in Kondensatoren, Kabeln, Durchführungen, Wandlern und Transformatoren eingesetzt. *Platten, Rohre und andere Formteile* dienen vorwiegend im Transformatorenbau als dielektrische Barrieren. Faserstoffe gehören damit zu den wichtigsten Isolierstoffen der Hochspannungstechnik. Die Eigenschaften sind immer in Verbindung mit einem geeigneten **Imprägnierungsmittel** zu sehen, Bild 5.5-1. In Verbindung mit *Mineralöl* oder anderen Isolierflüssigkeiten lassen sich durch eine *Imprägnierung* der Hohlräume bzw. Poren zwischen den Fasern sehr große elektrische Festigkeiten erreichen. Ohne Imprägnierung besitzen Faserstoffe eine unakzeptabel niedrige Festigkeit.

Anmerkung: Eine Festigkeitssteigerung von Papieren durch *Druckgase* ist zwar möglich, allerdings weniger üblich. Die hohe Imprägnierfähigkeit von Gasen erlaubt die Verwendung elektrisch festerer Folien mit niedrigerer Dielektrizitätszahl und dementsprechend geringerer Feldverdrängung in die Gasspalte.

Der Hauptbestandteil von Papier und Pressspan ist die *Zellulose* (Kap. 5.5.1), für die kurzzeitig Temperaturen bis 120 °C zugelassen werden kann, die jedoch bei Betriebstemperaturen über 90 °C unzulässig schnell altert. Höhere Temperaturen sind mit *synthetischen Faserstoffen* möglich (Kap. 5.5.2).

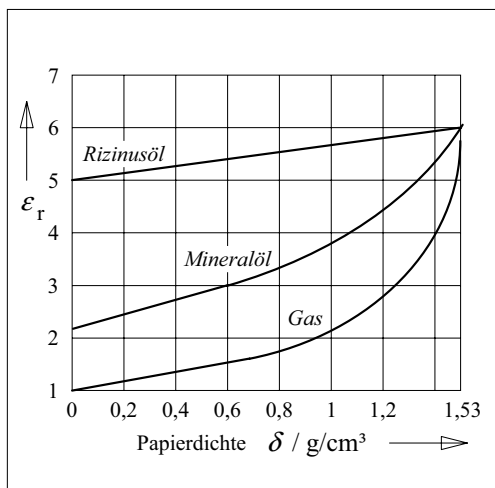


Bild 5.5-1: Dielektrizitätszahl von imprägniertem Papier bzw. Pressspan für verschiedene Imprägnierungsmittel als Funktion der Papierdichte [16], [82].

5.5.1 Papier und Pressspan

5.5.1.1 Elektrische Festigkeit

Die hohe elektrische Festigkeit imprägnierter Faserstoffe beruht auf der *Barrierenwirkung der Fasern*, die das Volumen in eine große Zahl sehr enger Ölspalte bzw. Poren unterteilen. Nach Bild 3.3.1-9 steigt damit die elektrische Festigkeit erheblich an.

Für eine theoretische *Abschätzung der Teilentladungseinsatzfeldstärken* in den ölgefüllten Poren von imprägniertem Papier oder Pressspan wird Gl. (3.3-1), Fall (1) und (2), herangezogen, Tab. 5.5-1. Dabei gelten Porenweiten im Bereich von 1 ... 3 µm eher für dünne, hoch verdichtete Isolierpapiere, Porenweiten von 10 ... 30 µm eher für weniger stark verdichtete Materialien größerer Dicke.

Diese Einsatzfeldstärken in den Poren werden aufgrund der *Feldverdrängung* schon bei niedrigeren mittleren Feldstärken erreicht. Im *Idealfall einer kugelförmigen ölgefüllten Pore* nach Bild 2.4-22 und Gl. (2.4-38) ist die Feldstärke im Öl nur etwa um 25 % gegenüber der umgebenden Zellulose erhöht. D.h. es gilt

$$E_{\text{Faser}} \leq 0,8 E_{\text{Öl}}. \quad (5.5-1)$$

Dabei wurde für Mineralöl $\varepsilon_r = 2,2$ und für die Zellulosefaser $\varepsilon_r = 5,1$ [82] bis $\varepsilon_r = 6,1$ [103] angenommen. Im *ungünstigsten Fall einer parallelebenen Schichtung* oder Delamination von einzelnen Lagen gilt mit Gl. (2.4-17)

$$E_{\text{Faser}} \leq 0,4 E_{\text{Öl}}. \quad (5.5-2)$$

Bei *hochverdichtetem Material* (Dichte $\delta = 1,25 \text{ g/cm}^3$) beträgt die Ölaufnahme nur noch etwa 8 %. Die Feldstärke des Mischdielektrikums ist etwa $\varepsilon_r = 4,5$ und für die mittlere Feldstärke gilt näherungsweise

$$E_{\text{mittel}} \approx 1,1 \dots 1,3 E_{\text{Faser}}. \quad (5.5-3)$$

In *schwach verdichtetem Material* (Dichte $\delta = 0,8 \text{ g/cm}^3$) beträgt die Ölaufnahme fast 50 %. Die Feldstärke des Mischdielektrikums ist

etwa $\varepsilon_r = 3,7$ und für die mittlere Feldstärke gilt näherungsweise

$$E_{\text{mittel}} \approx 1,4 \dots 1,6 E_{\text{Faser}}. \quad (5.5-4)$$

Die theoretisch ermittelten Werte lassen sich durch *Messungen* schwer nachvollziehen, weil in einer Prüfanordnung aus zwei Elektroden und einer dazwischenliegenden Materialprobe die *schwächste Stelle im ölgefüllten Zwickel* am Elektrodenrand liegt, Bild 2.4-18 und 19. D.h. es setzen außerhalb des Materials normale und bei höheren Spannungen auch tangential Entladungen ein, die die Zellulose erodieren und zum Durchschlag (*Randdurchschlag*) führen. Der Teilentladungseinsatz im homogen beanspruchten Bereich des Materials wird dabei *nicht* erreicht.

Gemessene Werte für *scheinbare effektive Teilentladungseinsatzfeldstärken* $E_{\text{TEE}} = U_{\text{TEE}}/d$ liegen bei Kondensatordielektrika ($d \approx 50 \text{ µm}$) je nach Verrundung der Belagsränder bei 55 bis 70 kV/mm und bei Pressspan zwischen 60 kV/mm ($d = 0,2 \text{ mm}$) und 20 kV/mm ($d = 4 \text{ mm}$) [27], [82]. Sie fallen mit der Dichte des Materials, weil die Feldverdrängung in den Ölzwickel zunimmt. Die *scheinbaren Durchschlagsfeldstärken* liegen höher, sie steigen mit der Dichte des Materials, weil der Widerstand gegen die TE-Erosion zunimmt.

Für die *Festigkeit bei Blitzstoßspannung* gelten in Übereinstimmung mit Tabelle 3.3-1 Werte, die zwei bis dreimal so groß sind wie die Effektivwerte der TE-Einsatzfeldstärke. Für Pressspan werden zwischen Kugeln ($D = 25 \text{ mm}$) gemessene Werte von 60 kV/mm ($d = 10 \text{ mm}$) bis 135 kV/cm ($d = 0,2 \text{ kV/mm}$) angegeben [27]. Die Festigkeiten dünner Kondensatordielektrika liegen noch etwas höher.

Betriebsfeldstärken liegen weit unter den genannten Werten, um auch nach langjährigem Betrieb ein Versagen auszuschließen. Übliche Effektivwerte sind für

Kondensatoren ($d \approx 50 \text{ µm}$)	20 ... 30 kV/mm,
Niederdruckölkabel	10 ... 16 kV/mm,
hermetisch geschlossene Geräte	
(Wandler, Durchführungen)	3 ... 5 kV/mm
Transformatoren mit Luftzutritt	2 kV/mm.

Tangentiale Belastungen an einer Papier- bzw. Pressspanoberfläche unter Öl sind fast bis zu den Werten einer vergleichbar langen Öl-strecke möglich, weil die faserförmige Ober-flächenstruktur eine Barrierenwirkung für die tangentielle Beanspruchung besitzt. Mikrosko-pisch gesehen besteht ein stetiger Übergang vom Medium Öl bis in den Faserstoff. Eine unvollständige Benetzung der Oberfläche ist nicht möglich. In der Praxis beschränkt man die tangentialen Beanspruchungen jedoch oft auf etwa 70 % der Ölsplaltwerte.

Tabelle 5.5-1: Theoretisch abgeschätzte Teilentla-dungsfeldstärken (Effektivwerte) in den ölgefüllten Poren von imprägniertem Papier bzw. Pressspan.

Ölzustand	entgast	gasgesättigt
	E_{TEE}	E_{TEE}
Porenweite	kV/mm	kV/mm
1 μm	270	220
3 μm	180	148
10 μm	115	95
30 μm	76	64

5.5.1.2 Dielektrische Eigenschaften, Feuchtigkeit und Alterung

Die *Dielektrizitätszahl* von imprägniertem Papier bzw. Pressspan hängt von der Dichte des Materials und vom Imprägniermittel ab, Bild 5.5-1. Der *Verlustfaktor* von mineral-ölimprägniertem Papier besitzt bei 50 Hz ein Polarisationsmaximum im Bereich von -80 bis - 60 °C, Bild 5.5-2. Damit liegen die üblichen Betriebstemperaturen in einem Verlustmini-mum von etwa $\tan \delta = 3 \cdot 10^{-3}$ zwischen Polari-sationsmaximum und Leitfähigkeitsanstieg („*Badewannenkurve*“). Bei gealtertem Ölpapier verschwindet das Minimum, vgl. Bild 3.3.2-7.

Das Verhalten von ölimprägniertem Papier und Pressspan wird sehr stark vom **Feuchtig-keitsgehalt** der Zellulose bestimmt:

- Bei einer Feuchte von mehr als 0,1 % be-ginnen Leitfähigkeit und Verlustfaktor ex-ponentiell zu steigen.

- Bis zu einem Wassergehalt von 1 bis 2 % wird die Durchschlagsfestigkeit praktisch nicht beeinflusst, darüber sinkt sie auf sehr kleine Werte ab. Der Verlustfaktor beträgt etwa $\tan \delta = 10^{-2}$.
- Bei einem Wassergehalt von etwa 10 % ist praktisch keine elektrische Festigkeit mehr vorhanden. Der Verlustfaktor beträgt etwa $\tan \delta = 1$.

Papier und Pressspan müssen deshalb **extrem gut getrocknet** werden, üblicherweise bis auf Wassergehalte von 0,5 bis 0,3 %.

Eine weitergehende Trocknung durch höhere Temperaturen würde bereits eine merkliche Alterung der Zellulose bewirken. Aus Sicht der *elektrischen Kurzzeitfestigkeit* bei Raum-temperatur erscheinen Wassergehalte bis zu 2 % denkbar. Bei hohen Betriebstemperaturen würde dadurch aber die *Depolymerisation* des Zellulosemoleküls um mehr als den Faktor 10 beschleunigt, Bild 3.3.2-6. Aus Sicht der *Alterungsstabilität* ist dies nicht akzeptabel. Rest-feuchten von 0,3 bis 0,5 % sind somit ein Kompromiss, der gute dielektrische Eigen-schaften, hohe Durchschlagsfestigkeit und lange Lebensdauer ermöglicht.

Die **Beurteilung des Alterungszustandes** einer zellulosehaltigen Isolierung kann an Mate-rialproben durch Bestimmung des *Durch-schnitts-Polymerisationsgrades* (DP-Wert) nach IEC 450 erfolgen. Neuwertige Zellulo-semoleküle bestehen aus 1300 bis 1400 Gluco-semolekülen. Durch Alterungsprozesse ver-kürzen sich die Zelluloseketten. Die Grenze

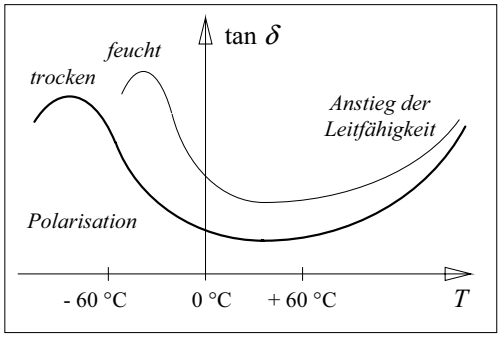


Bild 5.5-2: Verlustfaktor, ölimprägniertes Papier.

für die Betriebssicherheit wird bei einem DP-Wert von 150 bis 200 gesehen, bei dem die Zellulose spröde und brüchig wird. Für die Bestimmung wird Zellulose in Kupferethyldiamin gelöst, die Viskosität der Lösung ist ein Maß für die durchschnittliche Kettenlänge [84]. Nachteilig ist die Notwendigkeit, Materialproben zu entnehmen. Sie erlauben zudem nur eine lokale Aussage.

Eine integrale Aussage über den Alterungszustand eines Gerätes ermöglicht die Analyse von Zellulose-Abbauprodukten, die im Öl gelöst sind. Durch *Flüssigkeitschromatographie* werden *Furan-Derivate* (*Furfurale*, *Furfurole*) nach DIN EN 61 198 bzw. VDE 0380 (Teil 6) bestimmt [84], [112]. Eine sichere Quantifizierung des Zelluloseabbaus ist auf der Basis der bisherigen Erfahrungen noch nicht möglich. Es ist zu beachten, dass ein Öltausch vorhandene Abbauprodukte ausschwemmt.

Bei der *Gas-in-Öl-Analyse* gibt das Vorhandensein von CO und CO₂ einen Hinweis auf die Zersetzung von Zellulose durch thermische Überhitzung oder elektrische Entladungen. Im Zusammenhang mit anderen Schadgasen aus der Zersetzung von Mineralöl kann auf die Art

des Fehlers geschlossen werden.

Die Bestimmung des *Wassergehaltes im Öl* und die Anwendung von **Gleichgewichtskurven** lässt nur sehr ungenaue Schlüsse auf den *Wassergehalt in der Zellulose* zu, Bild 5.5-3. Die stark hygroskopische Zellulose entzieht dem Öl die Feuchtigkeit, so dass selbst bei unakzeptabel feuchtem Papier oder Pressspan (z.B. $w = 3\%$) im Gleichgewichtszustand ein sehr trockener Ölzustand gemessen wird (d.h. $w \leq 5$ ppm bei 20 °C). Erst bei sehr hohen Temperaturen besteht die Möglichkeit, niedrige Papierfeuchten (z.B. 0,5 %) durch nennenswerte Ölfeuchten (z.B. 15 ppm bei 100 °C) nachzuweisen. Der Vergleich zwischen Öl- und Papierfeuchten ist erst bei Einstellung eines Gleichgewichtszustandes erlaubt. Dies kann längere Zeit in Anspruch nehmen.

Anmerkung: In **Transformatoren**, in denen meist örtlich und zeitlich veränderliche Temperaturen vorliegen, kann von einem Gleichgewichtszustand i.d.R. *nicht* ausgegangen werden: Die Bestimmung der Papierfeuchte über Gleichgewichtskurven nach Bild 5.5-3 ist dann nicht möglich, vgl. auch Kap. 6.4.7.

Für eine ausführliche Darstellung von **Diagnoseverfahren** vgl. Kap. 6.4 und 7.1.3.6.

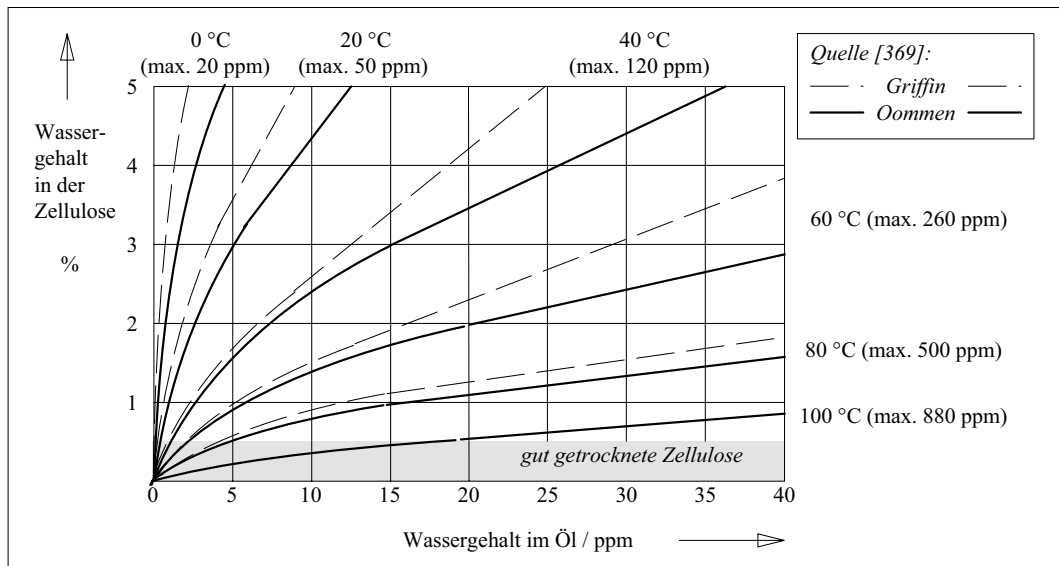
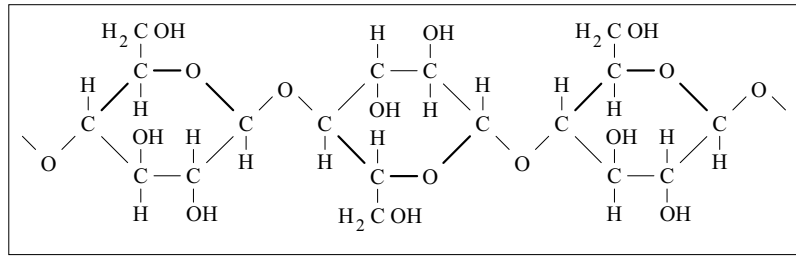


Bild 5.5-3: Wassergehalt in Mineralöl und Zellulose im Gleichgewicht für verschiedene Temperaturen. In Klammern ist die Sättigungskonzentration von Wasser in Öl bei der jeweiligen Temperatur genannt. Die in der Literatur angegebenen Kurven stimmen nicht immer miteinander überein [369].

Bild 5.5-4: Makromolekül der Zellulose.



5.5.1.3 Herstellung und Verarbeitung

Papier und Pressspan werden aus sogenanntem *Zellstoff* hergestellt, der im wesentlichen aus Zellulosefasern besteht. *Zellulose* ist ein natürliches Makromolekül, das als Kondensationspolymerisat der Glucose (Traubenzucker) aufgefasst werden kann, Bild 5.5-4. Durch Querverbindungen über die polaren Hydroxylgruppen entstehen kristalline Bereiche, die die *faserförmige Struktur* mit Kapillaren und einer großen Oberfläche ergeben. Dadurch erklärt sich das hygroskopische Verhalten von Zellulose, die im Gleichgewicht mit Luft 5 bis 10 % ihres Gewichtes in Form von Wasser bindet. Hochwertiger Zellstoff besteht aus Alpha-Zellulose mit einem Polymerisationsgrad von etwa 2000 und einem geringen Anteil sogenannter Hemi-Zellulose mit einem Polymerisationsgrad unter 200. Hemi-Zellulose erleichtert die Bildung von Wasserstoffbrücken und erhöht dadurch die Festigkeit der Fasern, wenn ihr Anteil unter 10 % bleibt [27].

Die besten und stärksten Fasern liefern Nadelhölzer in der Nähe der Wachstumsgrenze, wie z.B. nordische Fichten und Kiefern. Sie besitzen besonders *langsam und dicht gewachsene Fasern*. Es wird häufig aber auch Zellstoff anderer Herkunft beigegeben, wie z.B. aus Birke, Pappel, Weizenstroh oder aus Baumwoll-, Leinen-, und Hanfabfällen.

Für die *Gewinnung des Zellstoffs* muss das Rohmaterial zerkleinert sowie chemisch und thermisch aufgeschlossen werden, um störende Bestandteile (Lignin und Harze) zu entfernen. Zellstoff für elektrotechnische Anwendungen wird hauptsächlich durch einen alkalischen Aufschluss durch Kochen mit Natronlauge und

Natriumsulfid (Sulfatverfahren) gewonnen. Anschließend ist sorgfältiges Auswaschen erforderlich.

Für die **Herstellung von Papier und Pressspan** wird der (Sulfat-)Zellstoff in Wasser aufgelöst, in Einzelfasern zerlegt und hoch *gemahlen*, um ein dichtes Material mit vielen Berührungspunkten zwischen den Fasern zu erhalten.

Anmerkung: Zellstoff für Isolierpapier und Isolierpressspan wird nicht gebleicht. Es werden auch keine Bindemittel und Füllstoffe zugesetzt.

Auf der *Papiermaschine* wird die wässrige Suspension (99 % Wasser) kontinuierlich auf ein durchlaufendes *Sieb* gegossen, in dem ca. 10 bis 20 % des Wassers abtropfen. Nach einigen 10 Metern wird die feuchte Papierbahn abgehoben und zwischen *Presswalzen* und Filztüchern bis auf einen Wassergehalt von 65 bis 70 % entfeuchtet. Die weitere *Trocknung* bis auf einen Wassergehalt von 4 bis 8 % erfolgt durch starke Erwärmung. Danach schließen sich Abkühlung auf Kühlwalzen, Glättung zwischen Walzen, Schneiden auf bestimmte Breiten und Aufwickeln an [88].

Für die Herstellung dünner Kondensatorpapiere wird das maschinenglatte Papier *sattiniert*, d.h. zusätzlich unter hohem Druck zwischen den Walzen eines sogenannten *Kalanders* gepresst. Dadurch ergibt sich eine hohe Verdichtung und eine glatte Oberfläche.

Die Herstellung von **Pressspan** entspricht der Papierherstellung. Allerdings wird die vom Sieb abgehobene feuchte Bahn unmittelbar auf einer Walze bis zur gewünschten Plattendicke von mehreren mm aufgewickelt. Durch den hohen Wasseranteil ergibt sich dabei noch eine

innige Verbindung der einzelnen Papierlagen. Durch Aufschneiden in axialer Richtung entsteht eine feuchte Tafel, die ähnlich wie Papier eine Press- und Trockenpartie durchläuft und schließlich gestapelt wird.

Formteile aus Pressspan, z.B. Winkelringe und Kappen für Transformatorisolationen, können durch Tiefziehen aus angefeuchteten Pressspantafeln oder durch manuelles Umgautschen von Formen hergestellt werden.

Die **Verarbeitung von Papier** erfolgt durch Wickeln. *Leiter* werden mit Papierbändern überlappend umwickelt, Bild 5.5-5. Bei *Hochspannungskabeln* sind dabei mehrere cm dicke Isolationen aus „Kabelpapier“ (80 bis 130 μm) notwendig. *Durchführungswickel* entstehen durch fortlaufendes Aufwickeln breiter Papierbahnen in die bei Erreichen des jeweiligen Durchmessers metallische Beläge mit abgestufter Länge für die kapazitive Steuerung eingelegt werden, Bild 5.5-6. Die Herstellung von *Kondensatordielektrika* erfolgt durch gleichzeitiges Aufwickeln der metallischen Kondensatorbeläge mit mehreren dünnen Bahnen aus „Kondensatorpapier“ (10 bis 30 μm) und/oder Kunststoff-Folien, Bild 5.5-7.

Anmerkung: Beim Anschluss der metallischen Beläge über Kontaktzungen wird die *Induktivität des Kondensators* stark von der Position der Zungen bestimmt. Ein besonders niederinduktiver Aufbau ergibt sich ohne Zungen, wenn die beiden metallischen Beläge nach links und rechts versetzt und ganzflächig an der Stirnseite des Kondensatorwickels kontaktiert werden [113].

Bei der Verarbeitung von Papier muss grundsätzlich der Aufbau eines **mehrlagigen Dielektrikums** gewährleistet sein. Ein einziges Papier besitzt aufgrund technologisch unvermeidbarer Fehlstellen und Löcher *keine* Isolationswirkung, D.h.

„ein Papier ist kein Papier“!

Erst durch das Schichten vieler Lagen werden die einzelnen Fehlstellen überdeckt. Auch für *Stoßstellen* zwischen Bändern und Bahnen, ist eine ausreichende Überdeckung notwendig, Bild 5.5-8. Praktische Isolierungen werden deshalb mindestens aus 4 bis 5 Schichten auf-

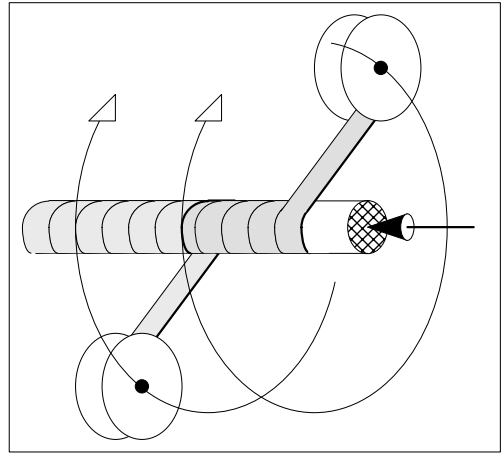


Bild 5.5-5: Bewickeln eines Leiters mit überlappenden Papierbändern (Kabel oder Bänderwickel).

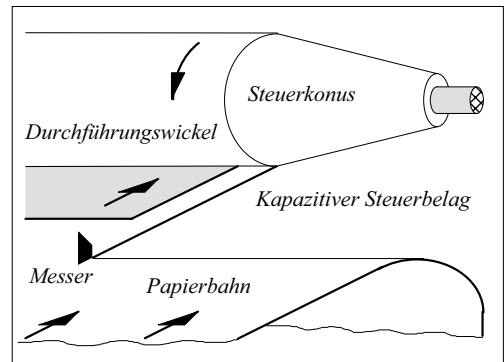


Bild 5.5-6: Wickeln einer Durchführung mit durchlaufender Papierbahn und eingelegten kapazitiven Steuerbelägen.

gebaut. Dies gilt sinngemäß auch für Isolierungen aus Kunststoff-Folien.

Anmerkung: *Fehlstellen* im Aufbau des Dielektrikums bilden häufig ölgefüllte *Hohlräume* die wesentlich größer sind, als die Poren innerhalb des Papiers. Dies muss bei der Abschätzung der *elektrischen Festigkeit* berücksichtigt werden, vgl. Tab. 5.5-1 und Bild 3.3-9.

Die durch Wickeln hergestellten Isolierkörper sowie alle sonstigen zellulosehaltigen Teile müssen **getrocknet** und **unter Vakuum imprägniert** werden, damit eine alterungsstabile, hohlraum- und teilentladungsfreie Isolierung entsteht. Geringe Restfeuchten um 0,1 % sind nur bei hohen Temperaturen (bis zu 120 °C) und unter Vakuum erreichbar, Bild 5.5-9. Da-

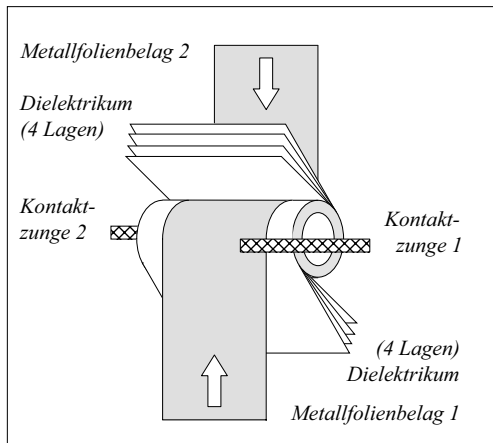


Bild 5.5-7: Wickeln eines vierlagigen Kondensator-dielektrikums mit Zungenkontaktierung.

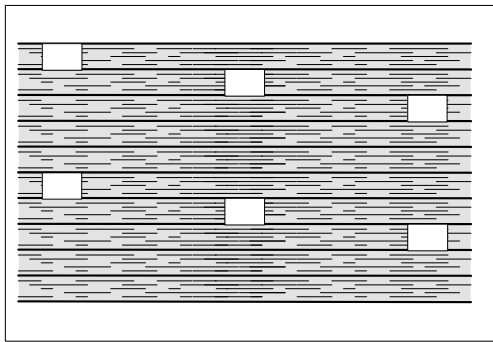


Bild 5.5-8: Überdeckung von Fehlstellen oder Stoßstellen von Papierkanten in einem mehrlagigen Dielektrikum.

bei muss der Kesseldruck um mindestens eine Größenordnung niedriger gewählt werden, als der gewünschte *Wasserdampfpartialdruck*, um ein Druckgefälle für eine rasche Feuchtigkeitsdiffusion aus dem Inneren der Isolierung an die Oberfläche zu gewährleisten.

Beispiel: Für ein Trocknung bis auf eine Restfeuchte von 0,1 % ist nach Bild 5.5-9 eine Temperatur von 120 °C bei einem Wasserdampfpartialdruck ≤ 3 mbar erforderlich. Zur Sicherstellung eines ausreichenden Druckgefälles wird i.d.R. ein Kesseldruck um 0,1 mbar erforderlich sein.

Bei der Trocknung und Imprägnierung werden folgende *Phasen* durchlaufen, Bild 5.5-10:

a) Das *Aufheizen des Dielektrikums* erfolgt meist konvektiv, z.B. durch heißen Kerosindampf (*Vapour-Phase*), der auf der noch kal-

ten Isolation kondensiert [114]. Bei Transformatorwicklungen kann die Erwärmung durch Stromwärme in den Leitern wirksam beschleunigt werden. Dabei muss wegen der induktiven Blindwiderstände mit niedrigen Frequenzen beheizt werden, damit niedrige, unter Vakuum beherrschbare Spannungen ausreichend sind (*LFH: Low-Frequency-Heating*) [70]. Der Temperaturanstieg sollte zur Schonung des Papiers bzw. des Pressspans nicht mehr als 10 °C/Stunde betragen [27]. Wegen der hohen Temperaturen darf sauerstoffhaltige Luft *nicht* verwendet werden, um vorschnelle Alterung durch Oxidation zu vermeiden. Eine Wärmeübertragung durch *Strahlungsheizung* unter Vakuum ist i.d.R. nicht ausreichend, weil das anfänglich heftig verdampfende Wasser zu einer starken Verdunstungskälte führt.

b) Bei der anschließenden *Evakuierung* erfolgt ebenfalls eine heftige Verdampfung von Wasser. Der gewünschte Enddruck wird deshalb oft nicht unmittelbar erreicht, die Isolierstofftemperatur sinkt wieder ab, Bild 5.5-10.

Anmerkung: Vorübergehende Druckabsenkungen (*Zwischendrucksenkungen*) können bereits in der Aufheizphase zu einer Beschleunigung des Wassertransports an die Oberfläche führen. Sie werden deshalb in modernen Anlagen zur **Optimierung der Prozessführung** eingesetzt [114].

c) Durch *Strahlungsheizung und Evakuierung* müssen Temperatur und Druck auf den gewünschten Werten gehalten werden, bis die

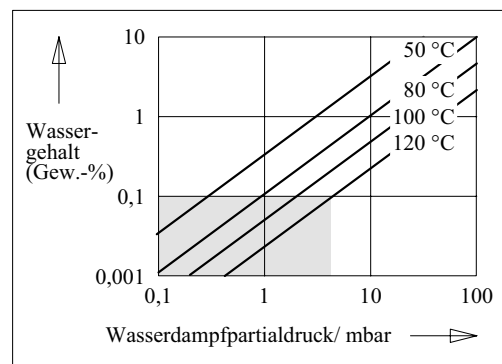


Bild 5.5-9: Wassergehalt von Kabelpapier (Gewichts-% bezogen auf das Trockengewicht des des Papiers) als Funktion des Wasserdampfpartialdruckes bei verschiedenen Temperaturen [16].

Trocknung abgeschlossen ist. Der Trocknungsverlauf wird zunächst an der in einer Kühlfalle ausgeschiedenen *Wassermenge* verfolgt. In der Feinvakuumphase beobachtet man den *Verlustfaktor* der Isolation mit den längsten Diffusionswegen. Aufschluss über den Trocknungszustand gibt auch der *Druckanstieg*, der nach Abschalten der Vakuumpumpe innerhalb einer bestimmten Zeit gemessen wird. In einem vollständig dichten Kessel stellt sich nach längerer Zeit der Gleichgewichts-*Wasserdampfpartialdruck* ein, der nach Bild 5.5-9 Aufschluss über die (mittlere) Restfeuchte gibt.

Alle genannten Verfahren liefern *integrale Aussagen*, die keinen direkten Schluss auf lokale „Feuchtigkeitsnester“ zulassen. Wenn sich die messbaren Parameter nicht mehr verändern, lässt man deshalb noch eine *Wartezeit*

verstreichen, Bild 5.5-10. Objekte mit großen Oberflächen und geringen Dicken lassen sich innerhalb weniger Tage trocknen, bei sehr ungünstigen Diffusionsbedingungen können auch mehrere Wochen nötig sein. Beispielsweise muss die Feuchtigkeit bei manchen Durchführungswickeln über mehrere Meter in axialer Richtung zu den Stirnflächen diffundieren, weil die metallischen Steuerbeläge die Diffusion in radialer Richtung verhindern.

Bei der Trocknung ist mit einer nicht genau definierbaren *Schrumpfung* zu rechnen, die die Vorausbestimmung von Fertigungsendmaßen sehr erschwert.

d) Nach der Trocknung erfolgt die *Flutung mit trockenem und entgastem Öl unter Vakuum*, um den Zutritt von Luft und Feuchtigkeit auszuschließen.

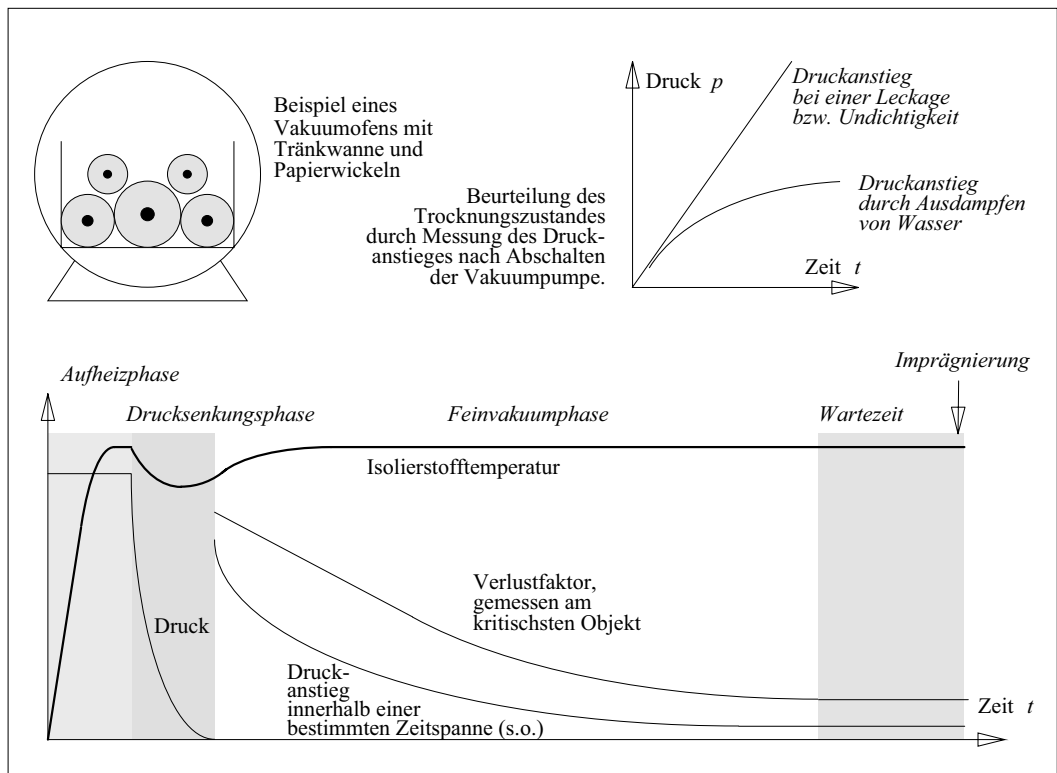


Bild 5.5-10: Überwachung des Trocknungsverlaufes von zellulosehaltigen Isolierungen durch Beobachtung der Größen Temperatur, Druck, Druckanstieg (innerhalb einer bestimmten Zeitspanne nach Abschalten der Vakuumpumpe) und Verlustfaktor (für das Objekt mit der geringsten Trocknungsgeschwindigkeit).

e) Danach kann das Gefäß mit den unter Öl liegenden Papierwickeln *belüftet* werden. Durch Komprimierung und Lösung von Restgasblasen wird die *Imprägnierung vollendet*.

f) Ölimprägnierte zellulosehaltige Isolierungen dürfen *nur kurzzeitig mit Luft in Berührung* kommen, weil das Öl die Aufnahme von Feuchtigkeit nur verzögert, nicht aber verhindert. Vom Öl aufgenommene Luftfeuchtigkeit wird nach Bild 5.5-3 wieder von den Zellulosefasern aufgenommen. D.h. nach der Imprägnierung ist nur eine *begrenzte Zwischenlagerung unter Öl* möglich. Dann muss die *Montage* in einem hermetisch geschlossenen Gehäuse oder in einem über Trockenvorlage geschützten Transformator erfolgen, Bild 5.4-1.

Anmerkung: Die **nachträgliche Trocknung** befeuchteter Transformatorisolierungen am Aufstellungsort ist beispielsweise mit Hilfe der Niederfrequenzerwärmung (*Low-Frequency-Heating LFH*) möglich: Beim Aufheizen des ölgefüllten Transformators wird durch Ölumwälzung ein Temperatenausgleich hergestellt. Nach der Ölentleerung erfolgt die Feintrocknung unter Vakuum bei gleichzeitiger LFH-Heizung der Wicklungen über einen Frequenzumrichter. Anschließend wird der Transformator mit neuem oder mit dem parallel aufbereitetem Öl unter Vakuum befüllt [70]. Dabei ist zu beachten, dass die *Imprägnierung der bereits ölhaltigen Isolierung* erschwert ist, so dass u.U. größere Gasblasen eingeschlossen werden und sich erst nach längerer Zeit im Öl lösen können.

5.5.2 Synthetische Faserstoffe

Synthetische Faserstoffe in Form von Papieren oder pressspanartigen Tafeln und Formteilen für hohe Temperaturen werden aus *Aramid-Fasern* hergestellt, vgl. Kap. 5.3.2.5. Da die steifen und glatten extrudierten Fasern aus kristallinem Aramid keine Haftung zueinander haben und nicht verfilzen, war lange Zeit die Herstellung von Produkten mit zufriedenstellenden mechanischen Eigenschaften nicht möglich. Erst durch Flocken bzw. feuchte fibrillierte Fasern aus amorphen Aramid konnten die notwendigen *Bindungen mit den kristallinen Fasern* erreicht werden. Die weitere Herstellung von Aramid-Papieren und Nomex[®]-Board (Du Pont) ähnelt dem Herstellungsprozess von Papier und Pressspan aus Zellstoff.

Aramid-Produkte zeichnen sich durch hohe *Dauertemperaturbeständigkeit* von 220 °C aus. Zellulose wird bereits bei Temperaturen über 120 °C unter Abspaltung von Gasen thermisch zersetzt. Bei der *Trocknung* sind die geometrischen Daten weitgehend konstant. Die *mechanische Festigkeit* ist im Vergleich zu zellulosehaltigen Produkten deutlich reduziert. Aufgrund ihrer *Imprägnierbarkeit* haben die Aramid-Produkte ähnlich gute *elektrische Eigenschaften* wie Zellulose-Produkte. Sie weisen eine erheblich größere Resistenz gegen *Teilentladungen* und eine praktisch vernachlässigbare *Alterung* auf [82], [101]. Nachteilig ist der hohe Preis.

6 Prüfen, Messen, Diagnose

Die hochspannungstechnische Fertigung ist in besonderer Weise anfällig gegen kleine Fehler, die verheerende Wirkung entfalten können.

Schon lange bevor mit DIN ISO 9000 ff der Gedanke einer umfassenden Qualitätssicherung zum industriellen Gemeingut wurde, war deshalb die Hochspannungstechnik auf eine *zuverlässige Qualitätsüberwachung* angewiesen (Kap. 6.1). Dabei nimmt die Prüfung im Hochspannungsprüffeld mit der *Erzeugung und Messung extremer Prüfgrößen* eine besondere Stellung ein (Kap. 6.2 und 6.3). Von zunehmender Bedeutung sind heute aber auch die *Diagnose und das Monitoring* des Zustandes von Geräten (Kap. 6.4), da unnötig frühe Ersatzinvestitionen wegen hoher Kosten vermieden werden sollen. Andererseits muss aber auch das Risiko für einen Schaden mit großen Folgewirkungen gering gehalten werden.

Anmerkung: Prüfungen, Messungen und Diagnosen finden auf der Grundlage von **Normen oder Standards** statt, auf deren Anwendung sich die Beteiligten (z.B. Hersteller, Kunde, Prüfinstitut) einigen, oder die vom Kunden gefordert werden. Standards beschreiben i.d.R. keine verbindlichen physikalischen, technischen oder juristischen Gesetze, sie haben eher den Charakter von Empfehlungen und Kompromissen, die in Gremien erarbeitet werden, um den Stand der Technik zu beschreiben und in die verschiedene Interessen einfließen.

Wichtige Normen sind auf nationaler Ebene die *VDE-Vorschriften* (Verband der Elektrotechnik Elektronik Informationstechnik, Frankfurt a. M.), die teilweise mit *DIN-Normen* und den europäischen *EN-Normen* identisch sind. Auf europäisch geprägter Ebene dominieren die *IEC- (CEI-) Normen* (International Electrotechnical Commission), sie werden zunehmend in EN-, DIN- und VDE-Vorschriften übertragen, so dass sich die eigentliche *inhaltliche* Normungsarbeit weitgehend in die internationalen Gremien der IEC verlagert. Auf US-amerikanisch geprägter Ebene haben die *IEEE-Standards* (The Institute of Electrical and Electronic Engineers, New York) eine große Bedeutung. Schließlich sollen noch die *CIGRÉ-Empfehlungen* (Conseil International des Grands Réseaux Electriques, Paris) genannt werden. Darüberhinaus gibt es noch eine große Zahl weiterer Normungsinstitutionen, insbesondere auf nationaler Ebene einzelner Staaten.

6.1 Qualitätssicherung

Die Aufgabe der Qualitätssicherung besteht darin, die zwischen Auftraggeber und Auftragnehmer vereinbarten Eigenschaften eines Produktes bzw. einer Dienstleistung sicherzustellen. Dabei geht es nicht um das Erreichen einer „möglichst hohen Qualität“, vielmehr steht die zuverlässige *Reproduzierbarkeit* von vereinbarten oder in Normen festgelegten Eigenschaften im Vordergrund.

6.1.1 Qualitätssicherungssysteme

Zur Erreichung dieses Zieles installieren Hersteller und Dienstleister eigene **Qualitätssicherungssysteme**, die jeweils in einem *Qualitätsmanagementhandbuch* beschrieben werden. Wesentliche Qualitätssicherungselemente sind in DIN ISO 9001 beschrieben. Das Qualitätssicherungssystem wird in regelmäßigen Abständen durch *interne Audits* überprüft. Darüber hinaus besteht die Möglichkeit, ein Qualitätssicherungssystem bei *externen Institutionen auditieren und zertifizieren* zu lassen. Vielfach führen Kunden bei wichtigen Auftragnehmern auch eigene Audits durch.

Das *Qualitätsmanagementhandbuch* ist eine ständig zu aktualisierende Sammlung betriebsinterner Festlegungen. Es enthält Angaben zu den Verantwortlichkeiten der obersten Leitung und der Funktionsträger. Durch die Festlegung von Qualifikationsmerkmalen von Mitarbeitern und Schulungsmaßnahmen soll Qualität unabhängig von bestimmten Personen werden. Der vollständige Durchlauf von Aufträgen wird von Vertragsprüfung über Konstruktion, Einkauf, Fertigung, Prüfung, Versand, Kundendienst, Dokumentation bis zur Behandlung von Reklamationen beschrieben.

Wichtiger Bestandteil des Qualitätsmanagementhandbuchs sind *Qualitätsvorschriften*, wie z.B. Fertigungsvorschriften, Spezifikationen für Materialien und Teile oder Prüfvorschriften. Vorschriften, die fertigungstechnisches Know-How enthalten, werden nicht immer veröffentlicht.

6.1.2 Zertifizierung
und Akkreditierung

Die Einbindung **hochspannungstechnischer Prüffelder** in Qualitätssicherungssysteme richtet sich danach, ob sie als eigenständige Einrichtungen oder als Bestandteil einer hochspannungstechnischen Fertigungsstätte betrieben werden. Zusätzlich zur *Zertifizierung* innerhalb eines Qualitätssicherungssystems nach EN 29001 (bzw. DIN ISO 9001) können Hochspannungsprüffelder auch eine *Akkreditierung*, z.B. durch die Deutsche Akkreditierungsstelle Technik DATech, auf der Grundlage der ISO/IEC 17025 erhalten, Bild 6.1-1 (links). Dabei handelt es sich um eine formelle Anerkennung, dass eine Prüfstelle für die Ausführung bestimmter Prüfungen oder Prüfungsarten kompetent ist. Voraussetzung der Akkreditierung ist die Unabhängigkeit der Prüfstelle, die über das bei der Zertifizierung verlangte Maß hinausgeht [115], [116].

Anmerkung: Wie viele andere Institutionen in Wirtschaft, Forschung und Lehre können sich also auch Prüf- bzw. Hochspannungs- sowie Kalibrierlabors durch

Akkreditierungsagenturen für bestimmte Tätigkeiten akkreditieren lassen. Die Agenturen sind dabei in ein Netzwerk nationaler und internationaler Akkreditierungshierarchien eingebunden, Bild 6.1-1 (links). Bei der Akkreditierung wird der akkreditierten Institution (nach erheblicher bürokratischer Vorarbeit, gegen Erstattung der Gebühren und mit begrenzter Gültigkeit) bestätigt, dass sie die Richtlinien (Mindestanforderungen) der Agentur beachtet. Dadurch gehen Einfluss, Aufsicht und Kompetenz der staatlichen Bürokratien in vielen Bereichen an das Netzwerk der Akkreditierungsagenturen über.

6.1.3 Kalibrierung

Zentraler Punkt der Qualitätssicherung in Hochspannungslaboratorien ist die **Kalibrierung der Messmittel**, da fehlerhafte Hochspannungsmessungen zu erheblichen Über- oder Unterbelastungen geprüfter Geräte führen können. Dadurch ergeben sich erhebliche Risiken für Prüfschäden bzw. für das Nichterkennen von Fehlern.

Aus einem *Prüfmittelverzeichnis* müssen die *Kalibrierintervalle* und die anzuwendenden *Kalibriervorschriften* hervorgehen. Das Er-

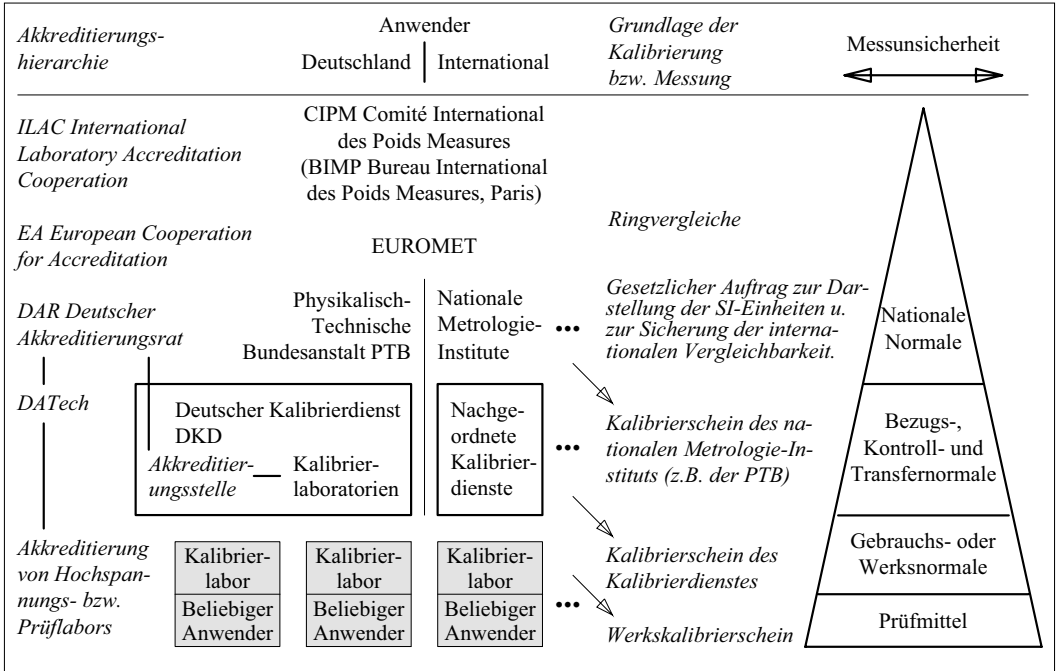


Bild 6.1-1: Hierarchie und Bürokratie zur Rückführung von Messsystemen auf nationale Normale (Kalibrierung).

gebnis der Kalibrierungen ist in einem *Kalibrierprotokoll* zu dokumentieren.

Das Grundprinzip der Kalibrierung besteht in der *lückenlosen Rückführung* der verwendeten Messmittel *auf die nationalen und international abgeglichenen Normale* [120], [389]. Dadurch ergibt sich eine Hierarchie der Kalibrier-normale, deren *Messunsicherheit* von oben nach unten zunimmt, Bild 6.1-1 (rechts). Die nationalen Normale werden in den meisten In-dustriestaaten von einem *nationalen Metrologie-Institut* bereitgestellt, in Deutschland von der *Physikalisch-Technischen Bundesanstalt PTB* in Braunschweig, Bild 6.1-1 (mittig). Die Gleichwertigkeit der Normale von Metrologie-instituten in verschiedenen Ländern wird durch internationale Zusammenarbeit, z.B. in Form von Ringvergleichen, hergestellt.

Nachgeordnet sind *Kalibrierdienste*, wie z.B. der *Deutsche Kalibrierdienst DKD*, häufig mit einer großen Zahl von Kalibrierlabors. Sie lassen ihre Normale beim übergeordneten Me-trologie-Institut kalibrieren und führen die große Zahl von Kalibrierungen für die Kali-brier- oder Prüfmittel der *Anwender* durch. Grundlage einer Kalibrierung oder Messung ist der *Kalibrierschein* der jeweils höheren Ebene, der die in der Kalibrierung festgestellte *Messunsicherheit* des verwendeten Messmit-tels bescheinigt.

Die **Messunsicherheit** des Prüfmittels auf der niedrigsten Ebene darf höchstens 1/3 der für die Messgröße zulässigen Toleranz betragen. Das für eine Kalibrierung verwendete höher-rangige Normal muss eine geringere Mess-unsicherheit haben, die wiederum höchstens 1/3 der Messunsicherheit des nachgeordneten Normals bzw. Prüfmittels betragen darf. Die Anforderungen an die gesamten Messunsicher-heiten für Hochspannungsmesssysteme sind in Tab. 6.1-1 zusammengestellt.

Die Angabe einer **Messunsicherheit** u beruht auf Schätzwerten für die Messgröße X und für die Standardabweichung σ der einzelnen Messwerte x_i . Es handelt sich dabei um die Angabe eines *Vertrauensbereiches*, der sich für zufällige Fehler bei Kenntnis der Vertei-

lungsfunktion angeben lässt. Häufig sind je-doch nicht alle systematischen Fehler erfass-bar, sie werden deshalb wie zufällige Fehler behandelt und durch abgeschätzte Vertrauens-grenzen in der Messunsicherheit u mitberück-sichtigt [117].

Tabelle 6.1-1: Anforderungen an die gesamte Messunsicherheit für Messsysteme nach EN 60060-2 (IEC 60060-2) [116].

	Aner- kannt	Referenz	Bezugs- normal	Nat. Normal
<u>Gleichspannung</u>				
Mittelw.	3 %	1 %	0,3 %	0,1 %
Welligk.	10 %	3 %	1 %	0,3 %
<u>Wechselspannung</u>				
Scheitelw.	3 %	1 %	0,3 %	0,1 %
<u>Schalt- und Blitzstoßspannung</u>				
Scheitelw.	3 %	1 %	0,5 %	0,3 %
Zeit	10 %	5 %	1,5 %	1,2 %

Bei einer *großen Zahl von n Einzelmesswerten* x_i , wie z.B. bei Spannungsmessungen mit einer Kugelfunkenstrecke, wird der arithmetische Mittelwert x_m nach Gl. (3.1-2) als Schätzwert für den Erwartungswert μ der Messgröße X an-gesetzt. Die empirische Standardabweichung s der einzelnen Messwerte x_i ergibt sich nach Gl. (3.1-5). Bei einer endlichen Zahl von Messwerten weicht der Mittelwert x_m vom Erwartungswert μ der Zufallsgröße X ab. Bei Annahme einer Gaußschen Normalverteilung wird die Standardabweichung des Mittelwertes mit

$$s_m = s/n^{1/2} \quad (6.1-1)$$

geschätzt [119]. Liegt nur ein einzelner Mess-wert x_i vor, kann dieser zwar als Schätzwert x_m angesehen werden, die Standardabweichung ist jedoch unbekannt. Die Angabe einer Stan-dardabweichung erfordert die Abschätzung einer oberen und unteren Grenze x_o und x_u aufgrund von möglichen Einflussgrößen, z.B. aufgrund der Genauigkeitsklasse des verwen-deten Messgerätes. Als Schätzwert für die Messgröße gilt der Mittelwert zwischen den Grenzen:

$$x_m = (x_o + x_u) / 2 \quad (6.1-2)$$

Für die Standardabweichung des Mittelwertes wird der Schätzwert

$$s_m = (x_o - x_u) / 12^{1/2} \quad (6.1-3)$$

angegeben [118].

Oft ist eine Ergebnisgröße Y eine Funktion von mehreren mit Messunsicherheiten behafteten Größen $X_1, X_2, \dots, X_n$. Die Abweichung dy des Messergebnisses $y = f(x_1, x_2, \dots, x_n)$ kann dann als totales Differential aus den mit den jeweiligen partiellen Ableitungen gewichteten Einzelabweichungen ermittelt werden [119]:

$$dy = dx_1 \cdot \partial y / \partial x_1 + dx_2 \cdot \partial y / \partial x_2 + \dots dx_n \cdot \partial y / \partial x_n$$

Durch Quadrieren ergeben sich quadratische und gemischte Terme, die sich aufgrund gleich wahrscheinlicher positiver und negativer Abweichungen gegenseitig aufheben. Übrig bleiben die quadratischen Terme, die als Quadrate der empirische Standardabweichungen der Mittelwerte interpretiert werden:

$$s_{y_m}^2 = \sum_{i=1}^n (s_{x_{im}} \cdot \partial y / \partial x_i)^2 \quad (6.1-4)$$

Dabei werden kleine empirische Standardabweichungen $s_x \ll x_m$ und eine Gaußsche Normalverteilung vorausgesetzt.

Bei Annahme einer Gaußschen Normalverteilung entspricht eine Messunsicherheit von

$$u = 2 \cdot s_{y_m} \quad (6.1-5)$$

einem Vertrauensbereich von 97,7 % für den Mittelwert y_m , vgl. Kap. 3.1.2.2.

Beispiel: Messunsicherheit des Teilverhältnisses eines Spannungsteilers

Mit einem Oszilloskop werden folgende Größen gemessen:

$$U_1 = 111 \text{ V, Messunsicherheit } u_1 = 1 \% \cdot 160 \text{ V} = 1,6 \text{ V}$$

$$U_2 = 0,3 \text{ V, Messunsicherheit } u_2 = 1 \% \cdot 0,4 \text{ V} = 4 \text{ mV}$$

Für die Standardabweichungen wird mit Gl. (6.1-3)

$$s_1 = (3,2 \text{ V}) / 12^{1/2} = 0,924 \text{ V}$$

und

$$s_2 = (8 \text{ mV}) / 12^{1/2} = 2,309 \text{ mV}$$

geschätzt. Mit dem Mittelwert des Übersetzungsverhältnisses

$$\ddot{u} = U_1 / U_2 = 370 \quad (*)$$

ergibt sich das Quadrat der geschätzten Standardabweichung aus Gl. (6.1-4) und Gl. (*):

$$s_{\ddot{u}}^2 = s_1^2 \cdot (1/U_2)^2 + s_2^2 \cdot (-U_1/U_2^2)^2 = 17,6$$

Die Messunsicherheit des Teilverhältnisses ist mit Gl. (6.1-5) näherungsweise

$$u_{\ddot{u}} = 2 \cdot s_{\ddot{u}} = 8,39.$$

Das Ergebnis der Messung entspricht einem Vertrauensbereich für das Teilverhältnis von $\ddot{u} + u_{\ddot{u}} = 378,4$ bis $\ddot{u} - u_{\ddot{u}} = 361,6$. Bezogen auf den Mittelwert des Teilverhältnisses $\ddot{u} = 370$ ist dies eine Messunsicherheit von $u_{\ddot{u}}/\ddot{u} = \pm 8,39/370 = \pm 2,3 \%$.

6.1.4 Isolationskoordination

6.1.4.1 Prinzip der Isolationskoordination

Die Betriebssicherheit von hochspannungstechnischen Geräten, Anlagen und Systemen sowie die Qualität der Isolation muss grundsätzlich durch **Hochspannungsprüfungen** nachgewiesen werden. Die Festlegung der hierfür erforderlichen Prüfungen und Prüfspannungspegel erfolgt im Rahmen der sog. **Isolationskoordination**. Unter Isolationskoordination versteht man dabei die *Auswahl der dielektrischen Festigkeit von Betriebsmitteln*, die für ein bestimmtes Netz vorgesehen sind. Das Verfahren ist in den Normen zunächst grundsätzlich [121], [122] und anschließend ausführlich in einer Anwendungsrichtlinie [123] beschrieben, Bild 6.1-2:

Ausgangspunkt ist die Analyse aller Klassen und Arten von *Betriebs- und Überspannungen im Netz*.

Anmerkung: Diese Analyse erfolgt (zunächst unabhängig vom Bereich der höchsten Spannung für Betriebsmittel U_m) mit dem Ziel, die realen Betriebsbeanspruchungen durch eine Anzahl genormter Stehspannungen abzudecken. Erst im letzten Schritt wird der so definierte Isolationspegel den genormten Werten von U_m zugeordnet.

1.) Aus der Analyse der realen *Betriebsbeanspruchungen im Netz* werden im ersten Schritt die sog. **repräsentativen Spannungen** U_{rp} in verschiedenen *Kategorien* ermittelt. Diese Kategorien beziehen sich auf *Art und Dauer der Beanspruchungen*, vgl. Bild 6.1-2 (oben) und Bild 2.2-4. Bei der Ermittlung repräsentativer Spannungen ist auch das Verhalten vorhandener **Überspannungsableiter** zu berücksichtigen, die i.d.R. zu einer Begrenzung, aber nicht zu einer Beseitigung der Überspannungen führen. Sie nehmen dadurch einen entscheidenden Einfluss auf die Höhe der repräsentativen Spannungen, vgl. Kap. 6.1.4.3.

2.) Im zweiten Schritt wird die *elektrische Festigkeit der Isolierung* in Form von **Koor-**

dinations-Stehspannungen U_{cw} so festgelegt, dass sich gerade die im Netz noch *akzeptablen Fehlerraten* ergeben. Hierzu müssen die *repräsentativen Spannungen* und ihre *Häufigkeitsverteilung* sowie die *Eigenschaften der Isolierung* (Durchschlagswahrscheinlichkeit) durch vorangegangene Analysen bekannt sein. Es handelt sich dabei um eine *technisch-wirtschaftliche Optimierung* der Isolierung. Die hierfür angenommene akzeptable Fehlerrate ist keine technische Größe, sie ergibt sich vielmehr aus wirtschaftlichen und gesellschaftlichen Überlegungen.

Anmerkung: Da die genannten Größen i.d.R. nur sehr ungenau bestimmt sind, empfiehlt es sich in der Praxis, die Koordinations-Stehspannungen etwas höher anzusetzen.

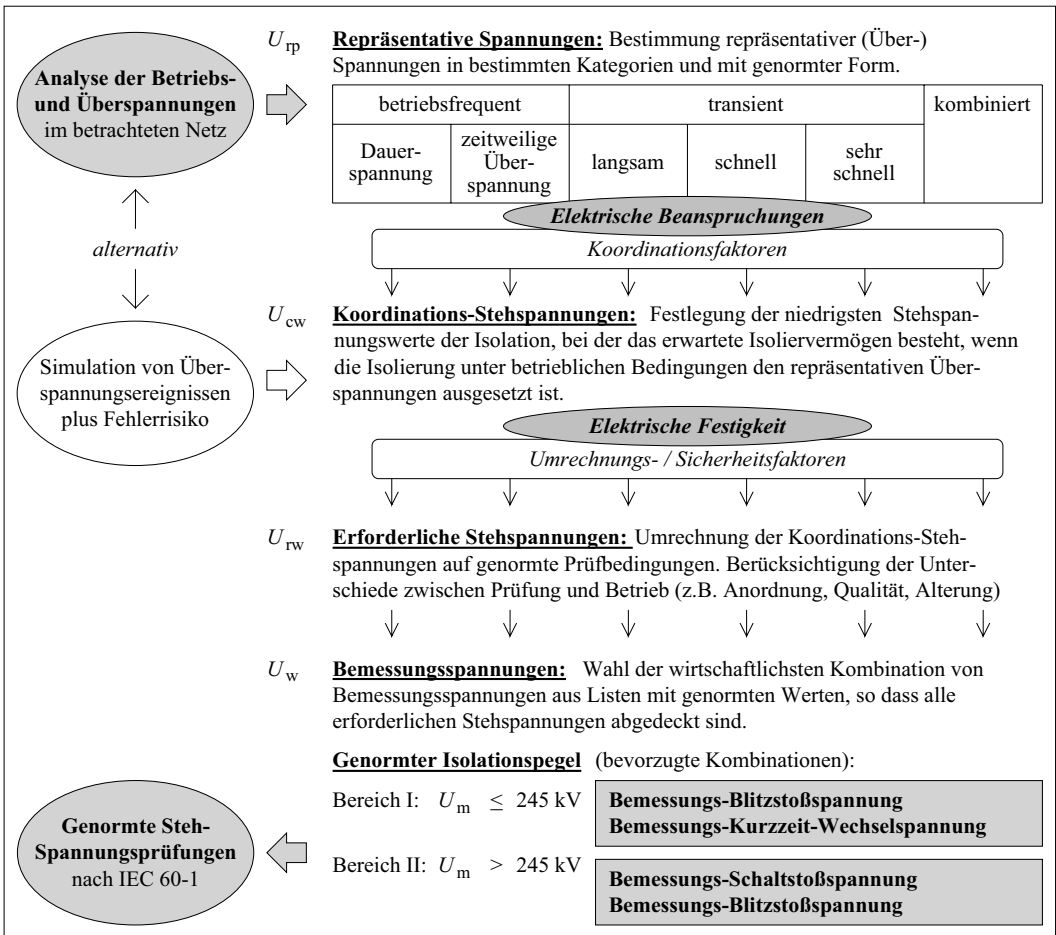


Bild 6.1-2: Verfahrensweise zur Isolationskoordination in einem Netz nach IEC 71-1 [121], [122], [123].

setzen, um durch *Überdimensionierung* eine zusätzliche Sicherheit zu erreichen.

Der Zusammenhang zwischen repräsentativen Spannungen (d.h. der Beanspruchung im Netz) und der Koordinations-Stehspannung (d.h. der elektrischen Festigkeit der Isolation) wird durch *Koordinationsfaktoren* hergestellt, die sich aufgrund deterministischer Überlegungen oder aufgrund statistischer Analysen ergeben können [123].

Die **Koordinations- Stehspannungen** U_{cw} sind die niedrigsten Stehspannungswerte, bei denen das erwartete Isoliervermögen in der jeweiligen (Über-) Spannungskategorie gerade noch gegeben ist.

3.) Im dritten Schritt sollen durch nochmalige Umrechnung mit einem *Sicherheitsfaktor* die Unterschiede zwischen *Betriebs- und Prüfbedingungen* berücksichtigt werden, wie z.B. unterschiedliche atmosphärische Bedingungen (bei Luftisolationen), unterschiedliche Geräteanordnungen, Streuung der Produktqualität, Installationsqualität oder Alterungseinflüsse. Damit ergeben sich dann die für eine Prüfung **erforderlichen Stehspannungen** U_{rw} .

4.) Anstelle der erforderlichen Stehspannungen sind in einem vierten Schritt **genormte Prüfspannungswerte** auszuwählen, Tab. 6.1-2 und -3. Sie müssen jedoch nicht alle einzeln geprüft werden, weil eine bestimmte Festigkeit in einer Kategorie (z.B. Kurzzeit-Wechselspannung) auch eine bestimmte Festigkeit in einer anderen Kategorie (z.B. Schaltstoßspannung) implizieren kann.

Anmerkung: Entsprechende Zusammenhänge sind nicht allgemein gültig, sondern unterscheiden sich je nach Art der Isolation.

5.) Im fünften Schritt werden mit Hilfe von *Prüf-Umrechnungsfaktoren* aus den genormten Werten einzelne **Bemessungsspannungen** U_w ausgewählt, wobei sicherzustellen ist, dass dadurch alle erforderliche Stehspannungen abgedeckt sind, Tab. 6.1-2 und -3.

Eine *Kombination von Bemessungsspannungen* wird als **genormter Isolationspegel** bezeichnet, der dann einer *höchsten Spannung*

für *Betriebsmittel* U_m zugeordnet werden kann. Als *bevorzugte Kombination* werden für die niedrigeren Spannungsebenen (Bereich I, $U_m \leq 245$ kV) die *Bemessungs-Blitzstoßspannung* und die *Bemessungs-Kurzzeit-Wechsel-*

Tabelle 6.1-2: Genormte Isolationspegel im Bereich I: ($1 \text{ kV} < U_m \leq 245 \text{ kV}$)			
Höchste Spannung für Betriebsmittel		Bemessungs- Kurzzeit- Wechsel- spannung	Bemessungs- Blitzstoß- spannung
U_m	Bezugsgröße $\frac{U_m \sqrt{2}}{\sqrt{3}}$		
Effektivwert kV	Scheitelwert kV	Effektivwert kV	Scheitelwert kV
3,6	2,9	10	20 40
7,2	5,9	20	40 60
12	9,8	28	60 75 95
17,5	14,3	38	75 95
24	19,6	50	95 125 145
36	29,4	70	145 170
52	42,5	95	250
72,5	59	140	325
123	100	185 230	450 550
145	118	185 230 275	450 550 650
170	139	230 275 325	550 650 750
245	200	275 325 360 395 460	650 750 850 950 1050
Anmerkung: Wenn die kursiven Werte nicht ausreichend sind, um nachzuweisen, dass die erforderlichen Leiter-Leiter-Stehspannungen erfüllt sind, werden zusätzliche Stehspannungsprüfungen erforderlich.			

spannung empfohlen, für die höheren Spannungsebenen (Bereich II, $U_m > 245$ kV) die Bemessungs-Schaltstoßspannung und die Bemessungs-Blitzstoßspannung, Tab. 6.1-2 u. -3.

Anmerkung: Andere oder erweiterte Festlegungen können für bestimmte Betriebsmittel getroffen werden, um den jeweiligen *Besonderheiten* gerecht zu werden, vgl. z.B. Kap. 7.1.3.5 Transformatorprüfungen. In Sonderfällen sind auch Prüfungen mit Gleichspannung, mit nicht-betriebsfrequenter Wechselspannung oder mit speziellen Impulsformen nötig, wie z.B. bei HGÜ-Komponenten, gleichspannungsbetriebenen Geräten, Kabeln, oder Impulskondensatoren, vgl. Bild 2.2-4.

6.1.4.2 Hochspannungsprüfungen

Genormte Stehspannungsprüfungen sollen die Übereinstimmung der Isolierung mit der *Bemessungsspannung* zeigen. Die allgemeine Norm IEC 71-1 nennt hierfür

- Kurzzeit-Wechselspannungsprüfungen,
- Schaltstoßspannungsprüfungen,
- Blitzstoßspannungsprüfungen und
- *kombinierte* Spannungsprüfungen.

Steilstoßspannungsprüfungen sollten in den speziellen Gerätenormen festgelegt werden.

Bei den in Normen festgelegten Isolationspegeln handelt es sich im Falle von *nichtselbstheilenden Isolationen* um eine sog. *angenommene konventionelle Stehspannung*, bei der keine Durchschläge zugelassen sind. Im Falle von *selbstheilenden Isolationen* (z.B. reine Gastrecken) kann eine *statistische Stehspannung* mit einer festgelegten Anzahl von Durchschlägen zugelassen werden. Der Nachweis wird durch Hochspannungsprüfungen nach einem in Normen oder Vereinbarungen festgelegten Prüfprogramm in Form von **Typprüfungen, Stückprüfungen oder Sonder-**

Tabelle 6.1-3: Genormte Isolationspegel im Bereich II ($U_m > 245$ kV)					
Höchste Spannung für Betriebsmittel U_m Effektivwert kV	Bezugsgröße $\frac{U_m \sqrt{2}}{\sqrt{3}}$ Scheitelwert kV	Bemessungs-Schaltstoßspannung			Bemessungs- Blitzstoß- spannung Scheitelwert kV
		Längsisolation (Anmerkung) Scheitelwert kV	Leiter-Erde Scheitelwert kV	Verhältnis Leiter-Leiter zu Leiter-Erde	
300	245	750	750	1,5	850
		750	850	1,5	950
362	296	850	850	1,5	950
		850	950	1,5	1050 1175
420	343	850	850	1,6	1050
		950	950	1,5	1175
		950	1050	1,5	1300 1425
525 (550)	429	950	950	1,7	1175
		950	1050	1,6	1300
		950	1175	1,5	1425 1550
765 (800)	625	1175	1300	1,7	1675
		1175	1425	1,7	1800
		1175	1550	1,6	1950 2100

Anmerkung: Wert der Stoßspannung in kombinierter Prüfung.

prüfungen geführt. Für *Wiederholungsprüfungen*, z.B. nach jahrelangem Betrieb, werden oft *niedrigere Prüfspannungen* vereinbart.

Zu einer *Bezugsspannung* werden *verschiedene Prüfspannungspegel* genannt, die unterschiedlich hohe Grade an Sicherheit beinhalten. Die Auswahl der Prüfspannungspegel richtet sich nach der Höhe der zu *erwartenden Überspannungen*, die z.B. je nach Sternpunktbehandlung unterschiedlich sein können. Außerdem gelten je nach *Betriebsmittel* unterschiedliche Nennstehspannungen, beispielsweise werden für Trennstrecken höhere Werte gefordert als für Hochspannungsgeräte (Isolatoren, Durchführungen, Transformatoren, Wandler, Kabel, ...). Geringere Anforderungen gelten für Sternpunktisolierungen und Isolierungen in rotierenden Maschinen.

Die Einzelheiten ergeben sich aus den zwischen Hersteller und Kunde als gültig vereinbarten Normen.

6.1.4.3 Überspannungsableiter

a) Einsatz von Überspannungsableitern

Der Einsatz von **Überspannungsableitern** zum Schutz von Betriebsmitteln ist vor allem dann empfehlenswert, wenn Blitz- oder hohe Schaltüberspannungen zu erwarten sind. Dabei sind die Schutzkennwerte des Ableiters mit den Festigkeitswerten der Isolation zu koordinieren [124], Bild 6.1-3.

Die **Schutzpegel** U_{pl} und U_{ps} für Blitz- und Schaltstoßspannungen müssen weit unter den *Bemessungs-Stehspannungen* der zu schützenden Isolation liegen, so dass Überspannungen sicher auf Werte begrenzt werden, bei denen nur eine vernachlässigbar kleine Wahrscheinlichkeit für ein Isolationsversagen im Netz besteht. Man spricht dabei von *Pegelsicherheit*.

Anmerkung: Andererseits muss der Schutzpegel auch hoch genug über den im Betrieb auftretenden **Dauer-spannungen** liegen, um fehlerhaftes Ansprechen oder

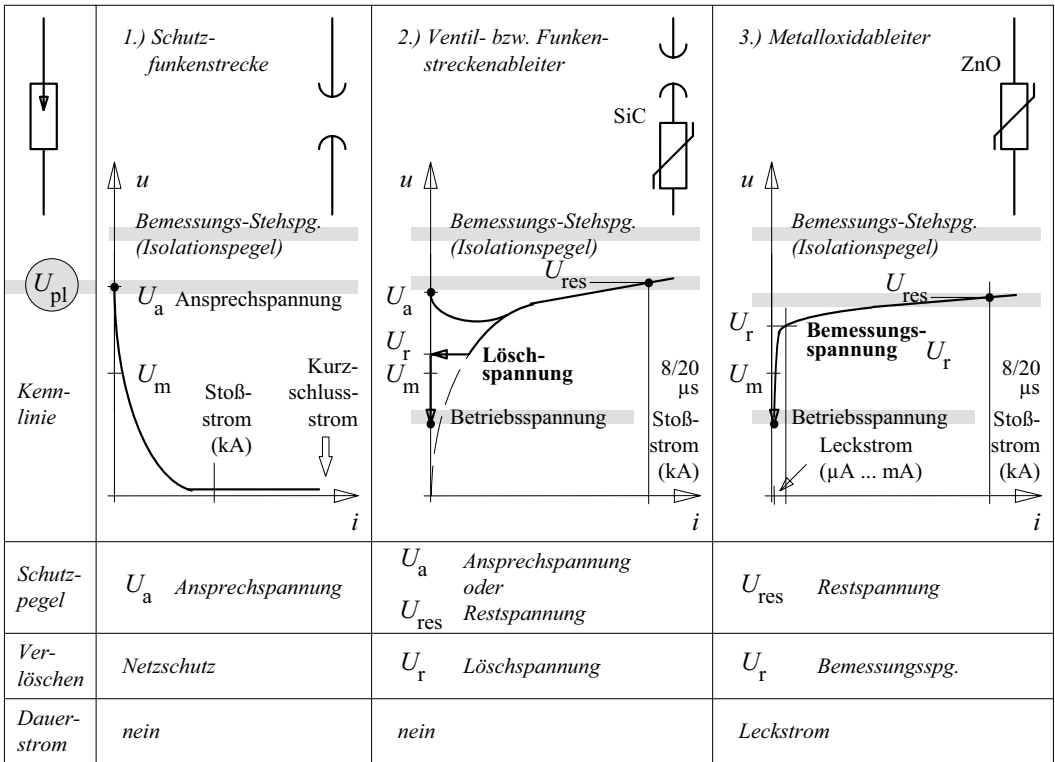


Bild 6.1-3: Funktionsweise verschiedener Überspannungsschutzelemente.

Überhitzung durch Leckströme zu vermeiden. Die Auswahl eines Überspannungsableiters stellt somit eine *Optimierungsaufgabe* dar, einige gebräuchliche Daten sind auszugsweise in Tab. 6.1-4 enthalten [124].

Ein *Schutzpegel* wird durch die höchste am Ableiter auftretende Spannung definiert. Dies ist entweder die *Ansprechspannung* U_a von Funkenstrecken oder die während des Ableitstromstoßes auftretende maximale *Restspannung* U_{res} , die sich als Spannungsabfall an den nichtlinearen Widerständen ergibt, Bild 6.1-3.

Anmerkung: Im Rahmen der *Isolationskoordination* können die Werte U_a bzw. U_{res} als *repräsentative Überspannungen* am Ort des Ableiters angesehen werden. Dadurch liegen sie immer erheblich unter den *Bemessungs-Schaltstoß- und -Blitzstoß-Stehspannungen* mit denen der Isolationspegel der zu schützenden Isolierung nachgewiesen wird, Bild 6.1-2.

Anmerkung: Ableiter werden i.d.R. zwischen Leiter und Erde eingesetzt. Die Schutzpegel U_{pl} und U_{ps} entsprechen dann den *repräsentativen Leiter-Erde-Überspannungen*.

Anmerkung: Bei *schnell ansteigenden Überspannungen* haben Ableiter nur einen räumlich begrenzten *Schutzbereich*, Kap. 2.6.3.2. Dabei können nach Bild 2.6-17 und Gl. (2.6-22) je nach Laufzeit τ zwischen Ableiter und zu schützendem Objekt sowie je nach Überspannungs-Anstiegsgeschwindigkeit du/dt höhere *repräsentative Überspannungen* U_{rp} auftreten, die über der Ansprechspannung bzw. dem Blitzstoßschutzpegel U_{pl} des Ableiters liegen [123]:

$$\begin{aligned} U_{rp} = U_{\max} &= U_{pl} + 2 \cdot \Delta u \\ &= U_{pl} + 2 \cdot \tau \cdot \frac{\partial u}{\partial t} \end{aligned} \quad (6.1-6)$$

Es kommt deshalb auf einen *kurzen und niederinduktiven Anschluss* des Überspannungsableiters an. In den Normen sind Angaben über die sich aus U_{pl} ergebende Koordinations-Stehblitzstoßspannung U_{cw} und über einen aus Blitzeinschlagsrate und akzeptabler Fehlerrate abgeleiteten *Schutzbereich* L_p angegeben [124].

Überspannungsimpulse rufen große impulsförmige **Ableitstromöme** hervor. Die Stromtragfähigkeit bzw. das Energieaufnahmevermögen eines Ableiters wird deshalb durch einen *Nenn-Ableitstoßstrom* (8 μ s / 20 μ s für Stirn- und Rücken) klassifiziert. Für den Bereich I (U_m über 1 bis 245 kV) werden 5 oder 10 kA und für den Bereich II (U_m über 245 kV) 10 oder 20 kA empfohlen [124].

b) Bauarten von Überspannungsableitern

Die Aufgabe der Überspannungsableiter besteht in der Begrenzung transienter Blitz- und Schaltüberspannungen, Bild 6.1-3.

1.) Ein grober Schutz kann durch **Schutzfunkenstrecken** erreicht werden, Bild 6.1-3 (links). Sie finden sich oft in Form von *Lichtbogenarmaturen* (sog. *Funkenhörnern*) an Freileitungsisolatoren, wobei die vordringliche Aufgabe darin besteht, bei einem Isoaltorüberschlag den Lichtbogen von der Isolatoroberfläche fernzuhalten. Die Ansprechspannung ergibt sich bei sehr schnellen transienten Überspannungen aus der *Stoßkennlinie* der sehr inhomogenen Elektrodenanordnung mit u.U. großer Funkenaufbauzeit gemäß Bild 3.2-22.

Nachteilig ist auch, dass der von der Netzspannung getriebene Folgestrom bzw. *Lichtbogen* i.d.R. nicht selbst verlöscht sondern als *Erdschlussstrom* vom Netzschutz abgeschaltet werden muss.

Anmerkung: Bei dieser Art des Überspannungsschutzes ist darauf hinzuweisen, dass *schnelle Spannungszusammenbrüche* zur Gefährdung von Betriebsmitteln führen können. Funkenstrecken werden deshalb in IEC 60099-5 *nicht* als Überspannungsableiter empfohlen [124].

2.) Einen besseren Schutz bieten **Ventil- oder Funkenstreckenableiter**, bei denen in Reihe zur Funkenstrecke ein nichtlinearer Widerstand aus Siliziumcarbid SiC geschaltet wird, Bild 6.1-3 (mittig). Die *Ansprechspannung* U_a wird von der Funkenstrecke bestimmt. Nach dem Durchschlag und während des Ableitstromstoßes begrenzt der nichtlineare SiC-Widerstand die Spannung auf eine *Restspannung* U_{res} . Bei der anschließend anstehenden netzfrequenten Dauerspannung geht der Strom aufgrund der nichtlinearen SiC-Widerstandscharakteristik so weit zurück, dass der Lichtbogen in der Funkenstrecke unterhalb der *Löschspannung* U_r erlischt. Über der gelöschten Funkenstrecke kann dann die normale Betriebsspannung anstehen. Die Löschfunkenstrecke ist erforderlich, weil bei Betriebsspannung zu große Ströme und thermische Belastungen im SiC entstünden.

Tabelle 6.1-4: In Deutschland gebräuchliche Kennwerte von Metalloxidableitern für Netze mit geerdetem Sternpunkt [124].

Nennspannung U_N kV	Dauerspannung U_c min. kV	Bemessungsspannung U_r min. kV	Restspannung U_{res} bei	
			Nenn-Ableit- stoßstrom max. kV	Schalt- stoßstrom max. kV
10	8	12	35	-
20	16	24	70	-
30	24	36	105	-
110	75	126	310	260
220	160	216	530	440
220*	160	240	600	500
380	260	360	900	750
380*	260	396	1000	830

* für Generatortransformatoren

Anmerkung: Bei Ventilableitern ist die Löschspannung U_r zugleich auch Bemessungsspannung auf die die anderen Kennwerte bezogen werden [309].

3.) **Metalloxid-Ableiter** bestehen aus nichtlinearen Widerständen aus Zinkoxid ZnO , die ohne Funkenstrecke ständig mit einer *Dauerspannung* U_c beaufschlagt werden können, ohne dass die Ableiter durch resistive (Leck-) Ströme thermisch überlastet werden, Bild 6.1-3 (rechts) und Tab. 6.1-4. Das nichtlineare Verhalten ist sehr viel ausgeprägter als bei SiC , so dass bei normalen Betriebsspannungen lediglich Ströme unter 1 mA fließen. Eine Ansprechspannung ist nicht definiert, weil beim Auftreten einer Überspannung die nichtlineare Kennlinie je nach Amplitude des Ableitstromstoßes bis zu einer *Restspannung* U_{res} durchlaufen wird, die den Schutzpegel definiert, auf den der Ableiter die Spannung begrenzt. Die Höhe der Restspannung ist allerdings von der Steilheit des Spannungsanstieges abhängig. Mit Verschwinden der Überspannung geht auch der Strom entsprechend der Kennlinie auf die niedrigen Ausgangswerte zurück, eine Löschfunkenstrecke ist nicht erforderlich.

Anmerkung: Die Bemessungsspannung U_r ist der Effektivwert einer betriebsfrequenten Spannung, mit der der Ableiter für 10 s beaufschlagt werden kann. Dieser Wert liegt in der Nähe des Kennlinienknicks und kann daher mit der Löschspannung von Ventilableitern verglichen werden.

Anmerkung: Bei langen Ableitersäulen (für hohe Spannungen) sind die über *Streukapazitäten* abfließenden

Ströme zu beachten: Sie führen, ähnlich wie bei kapazitiven Spannungsteilern, zu einer *ungleichmäßigen Spannungsaufteilung* an den Längskapazitäten der Ableitersäule. Dadurch arbeiten die aufeinander gestapelten Tabletten aus ZnO in unterschiedlichen Bereichen der nichtlinearen Kennlinie und können u.U. thermisch überlastet werden. Abhilfe ist durch *Feldsteuermaßnahmen* in der Umgebung des Ableiters (äußere Steuerung) oder durch *Steuerkondensatoren* (innere Steuerung) möglich.

6.2 Erzeugung hoher Spannungen

Nachfolgend wird die Erzeugung hoher *Wechsel-, Gleich- und Stoßspannungen* für Prüfw Zwecke beschrieben. Die angesprochenen Verfahren zur Hochspannungserzeugung finden darüber hinaus aber auch in anderen technischen Bereichen Verwendung.

Der Umgang mit hohen Spannungen erfordert ganz besondere **Sicherheitsmaßnahmen**, die den jeweils **aktuellen gültigen Normen** zu entnehmen sind und die eine besondere *Qualifikation und Unterweisung des Personals* erfordern. Je nach Zweck der Hochspannungsanlage gibt es unterschiedliche Festlegungen, z.B. für Prüffelder, für Schaltanlagen oder für Hochspannungsversorgungen in Geräten.

Wichtige Sicherheitselemente in einem **Hochspannungsprüffeld** sind die *Absperrung* des Hochspannungsraumes mit *Berührungsschutz* und ausreichenden *Sicherheitsabständen* zu Hochspannung führenden Teilen, sowie eine *Kennzeichnung* durch Schilder und Warnlampen, die den Schaltzustand anzeigen. Absperrgitter und andere geerdeten Anlagenteile müssen zuverlässig und sichtbar mit dem *Erdungssystem* des Labors verbunden sein. Hierfür hat sich ein sternförmiger Aufbau der Erdung aus nicht ummantelten *Erdseilen* bewährt, bei denen ein Leiterbruch überall erkennbar wäre. Die Zugänge müssen in einen *Sicherheitskreis* einbezogen werden, dessen Öffnen zum sofortigen Abschalten der Hochspannungserzeuger führt. Automatische *Erdungsschalter* können die Sicherheit weiter erhöhen.

Vor dem Betreten des Hochspannungsraums müssen die Hochspannungserzeuger über *Leistungs- und Trennschalter* sichtbar und zweistufig abgeschaltet werden. Dann sind die hochspannungsseitigen Anlagenteile mit Hilfe einer *Erdungsstange* manuell zu erden. Die Erdungsstange muss anschließend zur Herstellung einer *dauerhaften und sichtbaren Erdverbindung* am Hochspannungserzeuger eingehängt werden, ehe an den Anlagen gearbeitet werden darf.

Mess- oder Steuerleitungen, die in den Hochspannungsraum hineinführen und die Hochspannungspotential nach außen verschleppen könnten, müssen *geerdete Mäntel* besitzen und sind durch *Überspannungsableiter* zu schützen.

Kondensatoren und andere **Kapazitäten** können auch nach Abschalten der Hochspannungserzeuger noch Ladung tragen oder nach einem vorübergehenden Kurzschluss durch *wiederkehrende Spannungen* nachgeladen werden. In Verbindung mit **Gleichspannungserzeugern** bilden Kapazitäten damit eines der größten *Sicherheitsrisiken*. Es ist deshalb empfehlenswert (aber nicht ausreichend), durch Entladewiderstände oder auto-

matische Erdungsschalter eine rasche Entladung vorzusehen. Kapazitäten sind darüberhinaus in jedem Fall zuverlässig und dauerhaft *kurzzuschließen*. Bei Reihenschaltung von Kondensatoren gilt dies auch für die einzelnen *Teilkapazitäten*. Die Herstellung einer Erdverbindung ist nicht ausreichend, wenn damit nicht gleichzeitig ein *direkter Kurzschluss aller Teilkapazitäten* verbunden ist.

Anmerkung: Gefahren durch geladene Kondensatoren bestehen vor allem auch bei *nicht sachgerechtem Umgang mit elektrischen Geräten*, die *Hochspannungsgleichstromversorgungen* enthalten.

6.2.1 Erzeugung von Wechselspannungen

6.2.1.1 Erzeugungsprinzipien

Prüfspannungswerte werden bei Wechselspannung immer als

Scheitelwerte geteilt durch $\sqrt{2}$

angegeben, weil Scheitelwerte für den Durchschlag maßgeblich sind [133]. Bei sinusförmigen Spannungen erlaubt die Division durch $\sqrt{2}$ einen *Vergleich mit den Effektivwerten* der Betriebsspannung.

Für die Erzeugung hoher Prüfwechselspannungen stehen verschiedene Prinzipien zur Verfügung, Bild 6.2.1-1 und 6.2.1-2.

Einphasige Prüflinge *geringer Kapazität* (z.B. Isolatoren, Durchführungen, Steuerkondensatoren, Komponenten von einphasig gekapselten Schaltanlagen, Wandler, Spannungsteiler, Überspannungsableiter) werden mit **einphasigen Prüftransformatoren** geprüft, die Einspeisung erfolgt i.d.R. aus dem Niederspannungsnetz mit Netzfrequenz, Kap. 6.2.1.2, Bild 6.2.1-1 und Bild 6.2.1-2 (links). *Sonderbauformen* erlauben die Prüfung erdfreier Prüflinge oder die Erzeugung von erdsymmetrischen Spannungen. Sehr hohe Prüfspannungen sind auch durch *Kaskadenschaltung* verhältnismäßig kleiner, isoliert aufgestellter Prüftransformatoren erreichbar, Kap.6.2.1.3.



Bild 6.2.1-1: 500 kV/ 125 kVA Prüftransformator in Kesselbauweise mit Porzellan durchführung im Hochspannungsprüffeld der FH Würzburg-Schweinfurt.

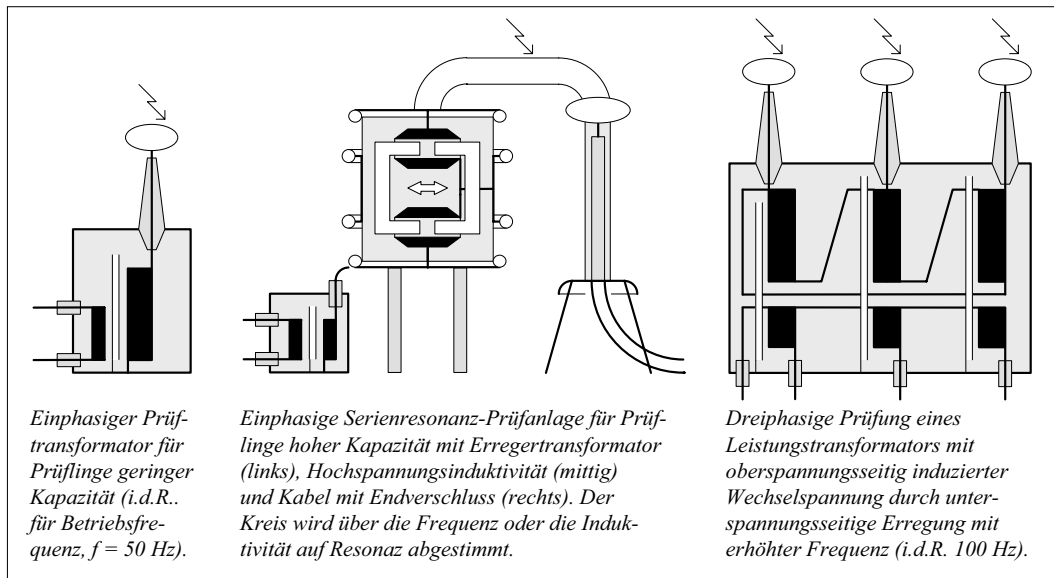


Bild 6.2.1-2: Erzeugung hoher Prüfwechselspannungen mit Prüftransformatoren (links), Serienresonanzanlagen (mittig) und durch die im Prüfling induzierte Wechselspannung (rechts).

Im Falle kapazitiver Belastungen und im Leerlauf ergeben sich u.U. nennenswerte Spannungsüberhöhungen, Kap. 6.2.1.4.

Für Prüflinge mit *großer Kapazität* (z.B. Kabel, ausgedehnte gekapselte Schaltanlagen, Kondensatoren mit großer Kapazität) sind übliche Prüftransformatoren und Prüfspannungsquellen wegen der hohen kapazitiven Blindleistung häufig zu leistungsschwach, für einen Transport zu schwer oder nicht einmal verfügbar. Für **Vor-Ort-Prüfungen** ist dann eine Hochspannungserzeugung durch transportable **Serienresonanz-Prüfanlagen** mit hochspannungsfester Induktivität möglich, wobei entweder die Frequenz der Speisespannung oder der Wert der Induktivität auf den Resonanzfall einzustellen ist. Die Resonanz soll in einem Bereich liegen, der noch als „nahe der Betriebsfrequenz“ anzusehen ist, Kap. 6.1.2.5, Bild 6.2.1-2 (mittig).

Anmerkung: Grundsätzlich wäre die Kompensation kapazitiver Blindleistung auch durch *Parallelkompensation* (Parallelresonanz-Prüfanlagen) möglich. Allerdings wäre dabei zusätzlich zur hochspannungsfesten *Kompensationsdrossel* ein hochspannungsfester *Prüftransformator* notwendig. Die Verwendung einer Serienresonanzanlage ist deshalb i.d.R. die wirtschaftlichere Lösung.

Die Verringerung kapazitiver Blindleistung kann auch durch den Einsatz von **Spannungen sehr niedriger Frequenz** (Tiefstfrequenzspannung, VLF very low frequency $f = 0,1$ Hz) erfolgen [128], [129], [130]. Die Spannungen sind z.B. sinusförmig oder sie weisen einen rechteckförmigen Verlauf mit schwingender Umladung (die sog. Cosinus-Rechteck-Form) auf, Kap. 6.2.1.6. Die VLF-Prüfung kann mit *leichten, mobilen Anlagen* vor Ort durchgeführt werden. Sie ist deshalb bei *verlegten Mittelspannungskabeln* als Alternative für die nicht mehr als aussagekräftig angesehene Gleichspannungsprüfung eingeführt.

Drei- und einphasige *Leistungstransformatoren* können bei Betriebsfrequenz (50 bzw. 60 Hz) nicht geprüft werden, weil die Spannungen wegen der Sättigung des Eisenkerns nicht wesentlich über die im Betrieb auftretenden Spannungen gesteigert werden können. Wesentlich höhere Prüfspannungen sind wegen des Induktionsgesetzes

$$u_{\text{ind}} = \partial \Phi / \partial t \quad \text{bzw.} \quad \underline{U}_{\text{ind}} = \omega \underline{\Phi} \quad (6.2.1-1)$$

nur durch **erhöhte Frequenz** möglich, weil der magnetische Fluss Φ wegen der Eisensätti-

gung begrenzt bleiben muss. Üblich ist die unterspannungsseitige Einspeisung mit doppelter Frequenz, die overspannungsseitige Isolation wird dabei mit der im Prüfobjekt induzierten Wechselspannung geprüft, Bild 6.2.1-2 (rechts) [131]. Die Prüfung mit **induzierter Wechselspannung erhöhter Frequenz** ist grundsätzlich bei allen Transformatoren und induktiven Wandlern anwendbar, Kap. 7.1.3.5.

6.2.1.2 Prüftransformatoren

Prüftransformatoren dienen der Erzeugung hoher, möglichst verzerrungsfreier Prüfspannungen bei relativ kleinen Leistungen. Prüftransformatoren unterscheiden sich deshalb in **Aufbau und Auslegung** erheblich von *Leistungstransformatoren*, Tab. 6.2.1-1.

Prüftransformatoren werden in der Regel *einphasig* aufgebaut. Sie besitzen ein verhältnismäßig großes *Übersetzungsverhältnis*. Wegen der hohen zu isolierenden Spannungen ergeben sich vergleichsweise große Isolationsabstände und somit auch große magnetische Streuflüsse bzw. *große relative Kurzschluss-*

spannungen u_k . Der Eisenkern wird so ausgelegt, dass die Flussdichte im annähernd linearen Bereich der Magnetisierungskennlinie verbleibt.

Einphasige Prüftransformatoren können mit unterschiedlichen **Isolationssystemen** hergestellt werden. In Bild 6.2.1-3 ist jeweils die Anordnung von Unterspannungswicklung (schmal) und Hochspannungswicklung (breit) auf den Schenkeln des Eisenkerns dargestellt. Um unnötige Isolationsabstände zu vermeiden, werden die Wicklungen so verschachtelt, dass sich untereinander und gegen den Kern möglichst geringe Potentialdifferenzen ergeben.

Bei *ölgefüllten Transformatoren* besteht die Wicklungsisolation aus ölprägniertem Papier und Pressspan, Bild 6.2.1-3 a), b) und d). *Gasprägnierte oder mit Gießharz umgossene Wicklungen* können mit Kunststoff-Folien isoliert werden, Bild 6.2.1-3 e) und c).

Anmerkung: Bei gießharzumgossenen Wicklungen (*Gießharztransformator*) ist ein *vollständig hohlraumfreier Aufbau* kaum realisierbar, sie können deshalb i.d.R. nur für Spannungen bis etwa 100 kV teilentladungsfrei eingesetzt werden und sind deshalb nur für den *Mittelspannungsbereich* geeignet.

Tabelle 6.2.1-1: Charakteristische Merkmale von Leistungs- und Prüftransformatoren		
Leistungstransformatoren		Prüftransformatoren
Spannungswandlung bei der Übertragung von (großen) Leistungen	<i>Aufgabe</i>	Spannungswandlung zur Erzeugung hoher Prüfspannungen
i.d.R. dreiphasig (vgl. Bild 6.2-1 rechts)	<i>Aufbau</i>	i.d.R. einphasig (vgl. Bild 6.2-1 links)
groß	<i>Nennleistung</i>	vergleichsweise gering
geringer z.B. $123 \text{ kV} / 20 \text{ kV} = 6,15$ z.B. $20 \text{ kV} / 0,4 \text{ kV} = 50$	<i>Übersetzungsverhältnis</i>	größer z.B. $500 \text{ kV} / 0,4 \text{ kV} = 1250$ z.B. $100 \text{ kV} / 0,23 \text{ kV} = 434,8$
Auslegung für hohe Lebensdauer unter Betriebsbedingungen mit Alterung	<i>Isolation</i>	Auslegung für die Beherrschung hoher Spannungen bei langsamerer Alterung
geringer, wegen geringerer zu isolierender Spannungen $u_k = 5 \% \dots 15 \%$	<i>Streuinduktivität</i>	vergleichsweise hoch, wegen starker Isolation zwischen Ober- und Unterspannungswicklung $u_k = 15 \% \dots 25 \%$
volle Aussteuerung der Magnetisierungskennlinie aus Gründen der Gewichtersparnis	<i>Eisenkern</i>	Aussteuerung der Magnetisierungskennlinie im linearen Bereich aus Gründen einer verzerrungsfreien und linearen Übertragung
Dauerbetrieb, meist unterhalb der Nennleistung	<i>Betrieb</i>	kurze Prüfintervalle (Überlast ist möglich), teilweise Dauerbetrieb

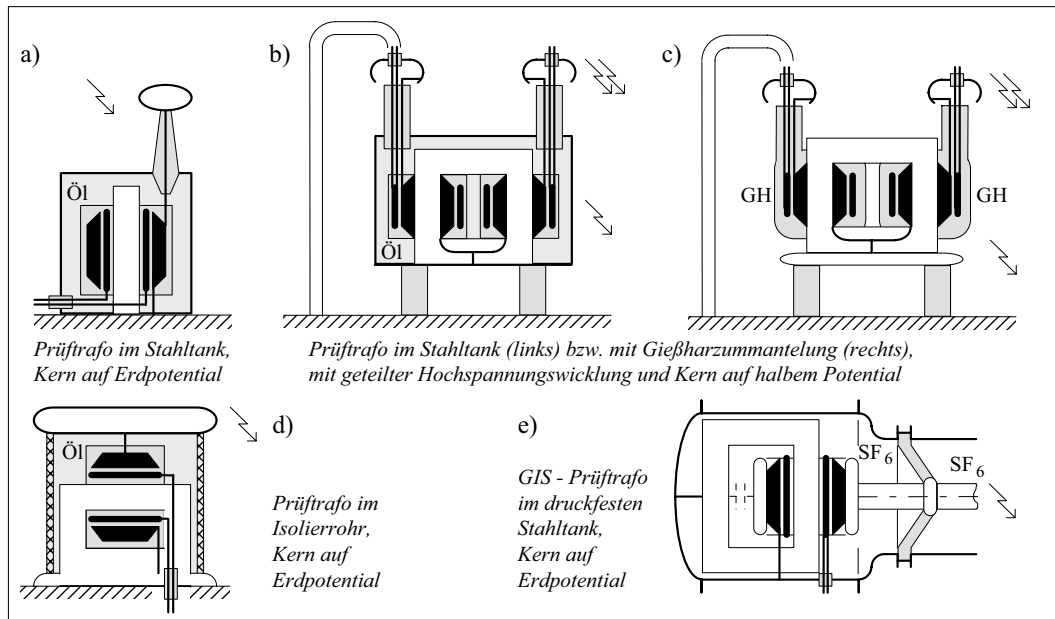


Bild 6.2.1-3: Schaltung und Aufbau von Prüftransformatoren mit Öl-, Gießharz- und Druckgasisolation.

Leitende Gehäuse (Kesselbauweise) erfordern Hochspannungsdurchführungen oder Schottisolatoren, Bild 6.2.1-3 a), b) und e), die bei isolierenden Gehäusen (Isoliermantelbauweise) entfallen können, Bild 6.2.1-3 c) und d). Isolierende Gehäuse haben jedoch eine schlechtere Wärmeabfuhr an die Umgebung.

Gasisolierte Schaltanlagen (GIS) können mit direkt angeflanschten gekapselten Transformatoren geprüft werden [132]. Bei vor-Ort-Prüfungen wirkt sich das geringe Gewicht eines SF₆-imprägnierten Transformators vorteilhaft aus, Bild 6.2.1-3 e). Die Streukapazität der Hochspannungselektrode (über der Wicklung) gegen Gehäuse und Kern kann in Verbindung mit einer niederspannungsseitigen Messelektrode für Spannungs- und Teilentladungsmessungen genutzt werden [125].

Wird der Eisenkern auf Erdpotential gelegt, so muss die volle Hochspannung innerhalb der Hochspannungswicklung und gegen den Kern isoliert werden. Diese Belastungen lassen sich halbieren, wenn die Hochspannungswicklung geteilt und der Kern auf halbes Potential gelegt wird, Bild 6.2.1-3 b) und c). Bei einseitiger Erdung der Hochspannungswicklung be-

finden sich Kern und Gehäuse auf halbem Hochspannungspotential und müssen gegen die Erde isoliert werden. Im Inneren der (hohlen) Hochspannungswicklungsanschlüsse werden über die Durchführungen Anschlüsse für Niederspannungswicklungen herausgeführt, die sich auf dem Potential des jeweiligen Hochspannungsanschlusses befinden. Bei einseitiger Erdung der Hochspannungswicklung, vgl. Bild 6.2.1-3 b) und c), kann dadurch eine niederspannungsseitige Erregung des Transformators erfolgen.

Anmerkung: Der symmetrisch aufgebaute Transformator ermöglicht auch die Erzeugung einer gegenphasigen erdsymmetrischen Spannung, indem der Kern auf Erdpotential gelegt wird. Für die Erregung ist dann eine Niederspannungswicklung auf Kernpotential erforderlich, sie ist in Bild 6.2.1-3 jedoch nicht dargestellt.

6.2.1.3 Kaskadenschaltung

Durch Kaskadenschaltung von Prüftransformatoren werden die Spannungen der einzelnen Transformatoren in Reihe geschaltet, Bild 6.2.1-4. Dadurch kann man höchste Prüfwechselspannungen bis zu mehreren MV mit ver-

gleichsweisse kleinen Prüftransformatoren erzeugen.

Die Transformatoren werden entsprechend ihrem Gehäusepotential isoliert aufgestellt. Die Hochspannungswicklungen (H) sind in Reihe geschaltet. Die Krümmungsradien der Abschirmungen und Hauben müssen wegen der steigenden Spannung von Stufe zu Stufe zunehmen.

In der ersten Stufe erfolgt die Erregung durch eine innenliegende *Erregerwicklung* (E), die sich auf Kernpotential befindet. Eine außenliegende *Kopplungswicklung* (K) auf Hochspannungspotential speist die Erregerwicklung der zweiten Stufe. Die Leitungen zwischen Kopplungswicklung 1 und Erregerwicklung 2 werden auf Hochspannungspotential im Innenleiter der Durchführung geführt. Die Erregerwicklung der dritten Stufe wird von der Kopplungswicklung der zweiten Stufe gespeist.

Mit steigender Stufenzahl nimmt die *relative Kurzschlussspannung* der Kaskade stark zu.

Nachteilig ist auch die höhere thermische Belastung der unteren Stufen. In der Praxis wird deshalb die *Stufenzahl* auf drei begrenzt.

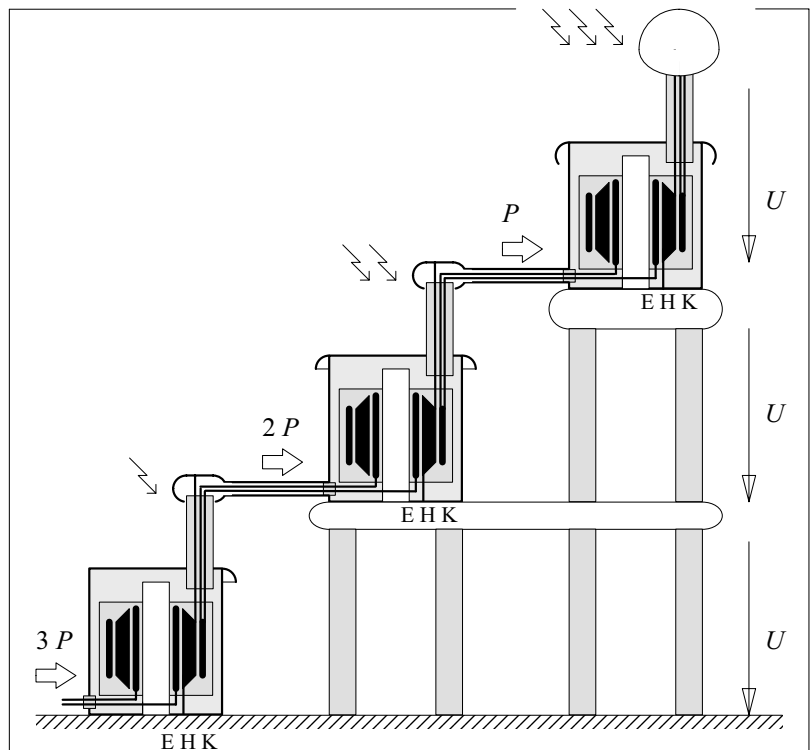
Anmerkung: Kaskadenschaltungen lassen sich auch aus Prüftransformatoren mit zwei zum Kern symmetrischen Anschlüssen aufbauen, Bild 6.2.1-3 b) und c). Die beiden außenliegenden Niederspannungswicklungen befinden sich auf dem Potential des zugehörigen Hochspannungsanschlusses, sie können deshalb als Erregerwicklung und als Kopplungswicklung eingesetzt werden.

6.2.1.4 Kapazitive Spannungsüberhöhung bei Transformatoren

Prüftransformatoren werden durch die Kapazitäten der zu prüfenden Isolieranordnungen, durch kapazitive Teiler und durch Koppelkondensatoren meist *kapazitiv belastet*. Selbst im Leerlauf ergibt sich durch die Windungskapazitäten eine gewisse kapazitive Belastung. In Verbindung mit der relativ großen *Streuinduktivität* von Prüftransformatoren können dadurch erhebliche *kapazitive Span-*

Bild 6.2.1-4:
Erzeugung höchster
Prüfwechselspannungen
in einer dreistufigen
Kaskadenschaltung.

E: Erregerwicklungen
H: Hochspannungswicklungen
K: Kopplungswicklungen



nungsüberhöhungen (Resonanzüberhöhungen) entstehen, Bild 6.2.1-5.

Bei großem kapazitivem Laststrom I können der Magnetisierungsstrom durch die Hauptinduktivität und die Eisenverluste vernachlässigt werden. Die kapazitive Spannungsüberhöhung ergibt sich dann aus dem auf die Überspannungsseite bezogenen *Kurzschlusersatzschaltbild*. R_K ist die Summe der mit dem Übersetzungsverhältnis $\ddot{u} = U_{N2}/U_{N1}$ umgerechneten Wicklungswiderstände:

$$R_K = R_1 \cdot \ddot{u}^2 + R_2 \quad (6.2.1-2)$$

L_K bzw. X_K ist die Summe der umgerechneten Streuinduktivitäten bzw. Streureaktanzen:

$$L_K = L_{\sigma 1} \cdot \ddot{u}^2 + L_{\sigma 2} \quad (6.2.1-3)$$

$$X_K = X_{\sigma 1} \cdot \ddot{u}^2 + X_{\sigma 2} \quad (6.2.1-4)$$

Für die kapazitive Spannungsüberhöhung η gilt in komplexer Form

$$U_2/\underline{U}_1' = (j\omega C)^{-1}/[R_K + j\omega L_K + (j\omega C)^{-1}]$$

und für den Betrag (6.2.1-5)

$$\eta = U_2/U_1' = [(1 - \omega^2 L_K C)^2 + (\omega R_K C)^2]^{-1/2}.$$

Aufgrund der kapazitiven Spannungsüberhöhung kann i.d.R. *nicht* von der Höhe der eingestellten Primärspannung auf die Höhe der erzeugten Sekundärspannung geschlossen werden. D.h. es ist immer auch eine *unabhängige Messung der Sekundärspannung* erforderlich.

Beispiel: Prüftransformator mit kapazitiver Last

Betrachtet wird folgender Prüftransformator :

$$\ddot{u} = U_{2N}/U_{1N} = 100 \text{ kV}/220 \text{ V} = 454,5$$

$$\ddot{u} = I_{1N}/I_{2N} = 22,7 \text{ A}/50 \text{ mA}$$

$$R_1 = 0,5 \, \Omega, \quad R_2 = 20,66 \text{ k}\Omega, \quad u_k = 14,4 \%$$

1.) Zunächst sind die auf die Hochspannungsseite bezogenen Größen des Kurzschlusersatzschaltbildes zu ermitteln:

Mit Gl. (6.2.1-2) folgt $R_K = 124 \text{ k}\Omega$. Im Kurzschlussversuch wird der Strom $I_{2N} = 50 \text{ mA}$ von der Spannung

$U'_{K1} = u_k \cdot 100 \text{ kV} = 14,4 \text{ kV}$ getrieben. Dies entspricht einer Impedanz $Z_K = 288 \text{ k}\Omega$. Aus $Z_K^2 = R_K^2 + X_K^2$ folgt $X_K = 260 \text{ k}\Omega$ bzw. $L_K = 827 \text{ H}$.

2.) Es sollen die bei voller Hochspannung $U_2 = 100 \text{ kV}$ maximal möglichen Belastungskapazitäten im Dauerbetrieb ($I = I_N$) und bei kurzzeitiger Überlast ($I = 2 \cdot I_N$) berechnet werden.

Aus $U_{2\max}/I_{2\max} = 1/(\omega C_{\max})$ folgt für

$$\begin{aligned} I &= 50 \text{ mA} & C_{\max} &= 1,6 \text{ nF} & (\text{Dauerbetrieb}) \text{ und} \\ I &= 100 \text{ mA} & C_{\max} &= 3,2 \text{ nF} & (\text{Überlast}). \end{aligned}$$

3.) Im Bereich von $C = 0$ bis 3 nF sollen die kapazitive Spannungsüberhöhung η und die maximal zulässigen Primärspannungen U_1 angegeben werden.

Mit Gl. (6.2.1-5) ergeben sich für verschiedene Lastkapazitäten folgende Werte:

C/nF	0	0,5	1	1,5	2	2,5	3	3,5
η	1	1,04	1,09	1,14	1,19	1,25	1,31	1,37
U_2/kV	100	100	100	100	100	100	100	100
U_1'/kV	100	96	92	88	84	80	76	73
U_1/V	220	211	202	193	185	176	168	161

4) Für eine Lastkapazität $C = 6 \text{ nF}$ soll die maximal mögliche Hochspannung und die zugehörige Primärspannung ermittelt werden.

Der Spannungsüberhöhungsfaktor beträgt bei $C = 6 \text{ nF}$ $\eta = 1,78$. Im Dauerbetrieb ($I = I_N$) gilt

$$U_2 = I_{2N}/(\omega C) = 26,5 \text{ kV}$$

und

$$U_1 = U_2/(\ddot{u} \cdot \eta) = 32,8 \text{ V}.$$

Bei kurzzeitiger Überlast ($I = 2 \cdot I_N$) sind die Maximalwerte doppelt so groß:

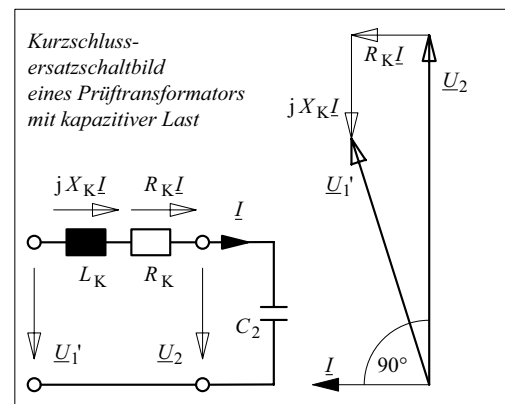


Bild 6.2.1-5: Spannungsüberhöhung durch kapazitive Belastung eines Prüftransformators.

$$U_2 = 56 \text{ kV} \quad \text{und} \quad U_1 = 65,6 \text{ V}$$

Anmerkung: Die Erzeugung hochfrequenter Hochspannung mit dem **eisenlosen Tesla-Transformator** beruht ebenfalls auf einer Resonanzüberhöhung. Eine Kapazität C_1 wird über eine Funkenstrecke und die Unterspannungswicklung schwingend entladen. C_1 , die überspannungsseitige Streukapazität C_2 und die Streuinduktivität des Transformators bestimmen die Resonanzfrequenz. Bei jeder Entladung ergibt sich ein durch die Dämpfung *abklingendes hochfrequentes Schwingungspaket* im Bereich von etwa 10 bis 100 kHz.

6.2.1.5 Serienresonanz-Prüfanlagen

Serienresonanzanlagen werden vor allem für einphasige **Vor-Ort-Prüfungen** an Prüflingen mit hoher Kapazität eingesetzt, wie z.B. für verlegte *Kabelstrecken*, Kap. 7.1.1.5, für vor Ort montierte gasisolierte *Schaltanlagen* und für gasisolierte *Übertragungsleitungen* (GIL), Kap. 7.1.1.3. Die Kontrolle der *Verlege- bzw. Montagequalität* oder die Bewertung des Isolationszustandes und der Nachweis der *Einschaltbereitschaft* erfolgen durch Stehspannungs- und Teilentladungsprüfungen. Damit folgt auch die Vor-Ort-Prüfung dem Grundgedanken der Isolationskoordination, d.h. die *Prüfbeanspruchungen* sollen **repräsentativ** für die *Betriebsbeanspruchungen* sein [121], [122], [123], [133], [375]. Der direkte Einsatz von Prüftransformatoren kommt jedoch bei großen Prüflingskapazitäten wegen der erforderlichen Anschlussleistung nicht in Betracht.

Beispiel: Für ein Kabel von $l = 10 \text{ km}$ Länge und mit einer Kapazität von $C' = 250 \text{ nF/km}$ ergäbe sich bei einer Prüfspannung von $U = 400 \text{ kV}$ und $f = 50 \text{ Hz}$ eine *kapazitive Prüfblindleistung* von $S = (2\pi f) (C'l) U^2 = 126 \text{ MVA}$. Auf der Mittel- oder Niederspannungsebene ist eine solche Anschlussleistung nicht verfügbar.

Dieses Problem kann mit einer *Serienresonanz-Prüfanlage* technisch und wirtschaftlich gelöst werden: In einem Serienresonanzkreis aus *Drossel* und *Prüflingskapazität* ergibt sich die hohe Prüfspannung durch kapazitive Spannungsüberhöhung, Bild 6.2.1-2 (mittig) und -6. Zur Abstimmung auf den Resonanzfall wird entweder die **Induktivität** der Hochspannungsdrossel (über die Spaltweite im magnetischen Kreis) oder die **Frequenz** der speisen-

den Spannung (über einen Frequenzumrichter) verändert, [125], [126], [127], [355].

Der Resonanzkreis kann über einen *Erregertransformator* mit geringer Spannung U_E und geringer Leistung gespeist werden: Im *Resonanzfall* liefert die Drossel die von der Prüflingskapazität benötigte kapazitive Blindleistung, die Spannungsquelle muss lediglich die sehr geringe *Verlustleistung* des Resonanzkreises decken, Bild 6.2.1-6:

$$P_V = R_V I^2 = U_E I \quad (6.2.1-6)$$

Dadurch kommt die Serienresonanz-Anlage mit *sehr geringer Anschlussleistung* aus. Erregertransformator und Drossel müssen aber für den *hohen kapazitiven Ladestrom* I ausgelegt sein. Weiterhin ist die Hochspannungsdrossel i.d.R. auch *leichter* als ein vergleichbarer Transformator. Sie kann außerdem *modular transportiert* und vor Ort in Reihe (oder parallel) geschaltet werden, um höchste Prüfspannungen (oder Ströme) zu erreichen, Bild 6.2.1-7 und -9 zeigt entsprechende *Kaskadierungen*.

Im Resonanzfall gilt

$$\omega_0 = 2\pi f_0 = \frac{1}{\sqrt{L_D C_2}} \quad (6.2.1-7)$$

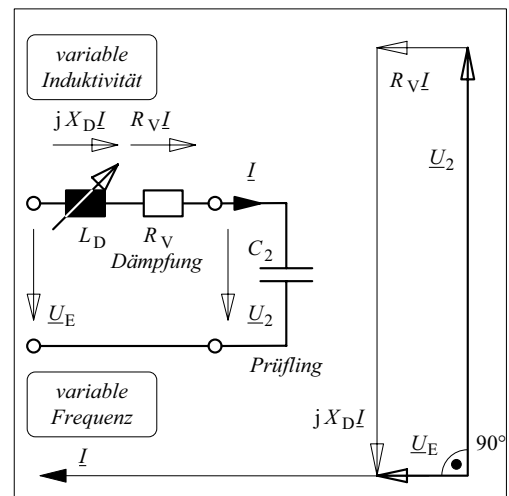


Bild 6.2.1-6: Erzeugung hoher Wechselspannungen in Serienresonanz mit variabler Induktivität (Drossel) oder variabler Frequenz (30 bis 300 Hz) für Prüflinge mit hohen kapazitiven Ladeströmen.

Für die *Spannungsüberhöhung* U_2/U_E gilt nach Gl. (6.2.1-5) im Resonanzfall mit Gl. (6.2.1-7)

$$\eta = \frac{U_2}{U_E} = \frac{1}{\omega_0 C_2 R_V} \quad (6.2.1-8)$$

Sie entspricht mit Gl. (6.2.1-6) und (–8) der *Güte* q des Resonanzkreises, bzw. dem Verhältnis von *kapazitiver Prüfblindleistung* S_2 zur Verlustleistung des Resonanzkreises:

$$q = \frac{S_2}{P_V} = \frac{\frac{1}{\omega_0 C_2} \cdot I^2}{R_V \cdot I^2} = \frac{U_2}{U_E} = \eta \quad (6.2.1-9)$$

Güte bzw. erreichbare Spannungsüberhöhung werden von den *Verlusten des Prüfkreises* bestimmt, die sich vor allem aus den Wicklungswiderständen und aus den Eisenverlusten der Drossel ergeben, weil die Prüflinge i.d.R. sehr verlustarm sind. Für *veränderbare* Drosseln werden Werte um $q = 50$, für *feste* Drosseln von $q = 100$ bis 200 angegeben [379].

Ein großer Vorteil von Resonanz-Prüfsystemen besteht darin, dass im Falle eines *Durchschlages* im Prüfling der Resonanzkreis verstimmt wird, die Hochspannung unmittelbar verschwindet und der *Kurzschlussstrom* sehr klein bleibt, weil er nur noch vom leistungs-

schwachen Erregertransformator getrieben und von der Drossel zusätzlich begrenzt wird.

a) Veränderung der Induktivität

Veränderbare Drosseln können z.B. in *Iso-liermantelbauweise* realisiert werden: Der zweischenklige Kern ist geteilt und enthält einen über eine isolierte Spindel veränderbaren Ölpalt, Bild 6.2.1-2 (mittig). Die Wicklung ist auf den oberen und unteren Schenkel verteilt, der Kern befindet sich auf halbem Potential und ist nach außen durch ringförmige Elektroden abgeschirmt. Die Drosseln können durch ihren modularen Aufbau selbsttragend in Reihe geschaltet werden, Bild 6.2.1-7. Dadurch werden modulare Resonanzprüfsysteme für sehr hohe Spannungen möglich [126], [127]. Bei konstanter Prüfspannungsfrequenz ω_0 ergibt sich das Verhältnis von maximaler zu minimaler Prüflingskapazität nach Gl. (6.2.1-7) aus dem einstellbaren Verhältnis der Induktivitäten, das etwa 20 beträgt:

$$C_{2\max}/C_{2\min} = L_{D\min}/L_{D\max} \quad (6.2.1-10)$$

Anmerkung: Eine veränderliche Induktivität kann auch mit einer *variablen Niederspannungsinduktivität* erfolgen, die über einen Prüftransformator in den Hochspannungskreis eingeschleift wird.

Anmerkung: Die in Bild 6.2.1-7 dargestellte Kabelprüfung erfolgt mit einem *Prüf-Endverschluss* in dem der Zwischenraum zwischen freigelegter Kabelisolierung und Gehäuseisolator mit schwach leitfähigem *Wasser* zur *resistiven Potentialsteuerung* gefüllt ist, Kap. 5.4.5 und 7.1.1.5, Bild 5.4-8.

b) Veränderung der Frequenz

Eine Innovation der Hochspannungsprüftechnik besteht in Serienresonanzschaltungen, die bei *fester Induktivität* mit Hilfe von **Frequenzumrichtern** über die *Veränderung der Frequenz* abgestimmt werden. *Feste Induktivitäten* besitzen eine hohe Zuverlässigkeit sowie geringe Verluste, so dass sich eine *sehr hohe Güte* bzw. ein sehr günstiges Verhältnis von *Einspeiseleistung* und *Prüfleistung* in der Größenordnung von 100 bis 200 ergibt.

Durch die Veränderung der **Frequenz** weicht man in gewissem Maße von der Netzfrequenz 50 bzw. 60 Hz ab. Man sieht jedoch heute ei-

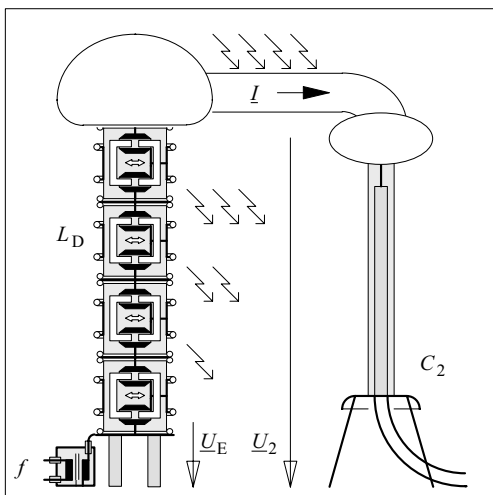


Bild 6.2.1-7: Erzeugung hoher Wechselspannungen in einer Serienresonanzanlage mit variablen Induktivitäten oder Frequenzen (Hochspannungsdrosseln in Reihen- bzw. Kaskadenschaltung).

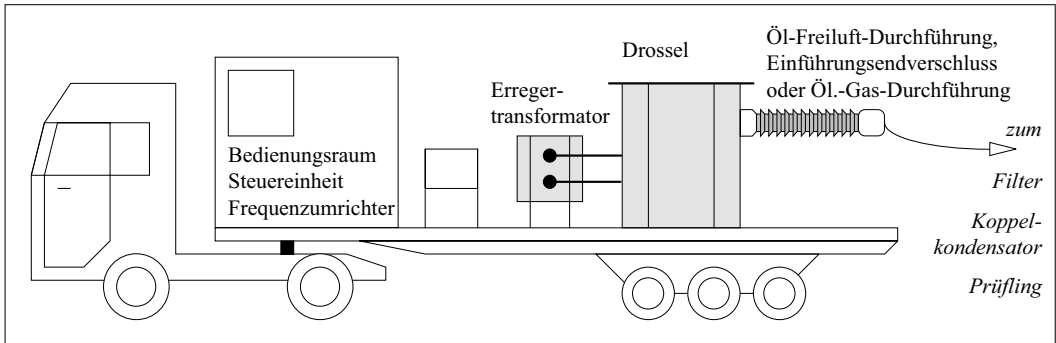


Bild 6.2.1-8: Mobiles Resonanzprüfsystem mit variabler Frequenz für 90 A und 150 kV [355] (schematisch).

nen größeren Frequenzbereich von einigen 10 Hz bis einigen 100 Hz als „nahe der Betriebsfrequenz“ an [355]. IEC 60060-3 (Entwurf) sieht einen Frequenzbereich von 10 bis 500 Hz vor, IEC 62067 schränkt den Frequenzbereich für Prüfungen an Kabeln mit einer Nennspannung über 150 kV auf $f_{\min} = 20$ bis $f_{\max} = 300$ Hz ein [356]. Bei fester Induktivität L_D ergibt sich das Verhältnis von maximaler zu minimaler Prüflingskapazität nach Gl. (6.2.1-7) aus dem Verhältnis der einstellbaren Frequenzen:

$$1/L_D = \omega_{\min}^2 C_{2\max} = \omega_{\max}^2 C_{2\min}$$

$$C_{2\max}/C_{2\min} = (f_{\max}/f_{\min})^2 \quad (6.2.1-11)$$

D.h. ein Frequenzverhältnis von 300 Hz/ 20 Hz = 15 ergibt einen für Prüfungen *nutzbaren Kapazitätsbereich* $C_{2\max}/C_{2\min} = 15^2 = 225$. Dieser Bereich ist für viele praktische Fälle ausreichend, kann aber durch Reihen- und Parallelschaltung von Drosseln noch erweitert werden.

Anmerkung: Das **Gewicht eines Prüfsystems** spielt für den mobilen Einsatz eine große Rolle. Bei Systemen mit *fester Induktivität* und mit *variabler Frequenz* ergeben sich besonders *niedrige Werte* von ca. 1 kg/ kVA bezogen auf die 50 Hz-Prüfleistung. Verantwortlich ist dafür die *Optimierung des Gesamtsystems*: Die Auslegung des Drosselkerns auf eine niedrigere Frequenz (z.B. 30 statt 50 Hz) führt zwar zu einem erhöhten Eisengewicht, das aber durch eine niedrigere Prüfblindleistung kompensiert werden kann. Die feste Drossel besitzt keine beweglichen Teile und kann somit kompakter und leichter gebaut werden als eine veränderliche Drossel. Weiterhin kann bei der festen Drossel der magnetische

Kreis durch Unterteilung in viele Teilspalte optimal und mit geringen Streuflüssen gestaltet werden. Schließlich ist wegen der Speisung durch Frequenzumrichter ein Stelltransformator entbehrlich.

Bild 6.2.1-8 zeigt das Beispiel eines *mobilen Prüfsystems* mit Hochspannungsdrossel in *Kesselbauweise* [355]. Damit ist, ähnlich wie bei Öl-Transformatoren mit Kessel eine effektive Kühlung und ein *Dauerbetrieb* mit hohen Leistungen über lange Zeiten möglich.

An die Durchführung werden ein *Filterkreis* gegen versorgungsseitige Störungen, ein *Koppelkondensator* für **Teilentladungsmessungen** und der Prüfling angeschlossen, vgl. Kap. 6.4.2. Vorteilhaft ist dabei, dass der Serienresonanz-Prüfkreis bereits selbst ein Filter bildet. Der Kreis wird jedoch vom Frequenzumrichter durch rechteckförmige Spannungen erregt, deren breites Frequenzspektrum nicht vollständig herausgefiltert werden kann. Die vier Schaltimpulse der Quelle sind jedoch bekannt und können bei der Bewertung einer TE-Messung im Zeitbereich berücksichtigt werden [379].

Anstelle der **Öl-Freiluft-Durchführung** können auch **Öl-Gas-Durchführungen** oder **Einführungsendsverschlüsse** verwendet werden, so dass sich hermetisch geschlossene Vor-Ort-Prüfsysteme ergeben.

Für eine Erweiterung des Prüfspannungsbereiches können gleichartige **Drosseln** isoliert aufgestellt und *in Reihe geschaltet* werden [357], Bild 6.2.1-9. Für eine Kaskadierung von Drosseln bietet sich allerdings die *Isoliermantelbauweise* an, die ein direktes Stapeln der

Drosseln erlaubt. Gewicht kann außerdem durch Ersatz der Ölisolation durch SF₆ reduziert werden.

Anmerkung: Die vielen Vorteile von frequenzvariablen Resonanzprüfsystemen lassen eine zunehmende Verbreitung für den *Vor-Ort*-Einsatz und in Sonderfällen sicher auch für den *stationären* Einsatz erwarten.

6.2.1.6 Anforderungen an Labor- und Vor-Ort-Prüfspannungen

Bei Vor-Ort-Prüfung en sind auch mit den o.g. Prüfspannungsquellen die *Anforderungen* der IEC 60 060-1 an Prüfwechselspannungen *oft nicht erfüllbar*. Aus diesem Grund haben sich in der Praxis erhebliche Abweichungen hinsichtlich Spannungsart, Spannungsform, Frequenz, Toleranzen und Prüfprozeduren herausgebildet. Der neue Standard IEC 60 060-3 soll deshalb die *vor Ort wirtschaftlich realisierbaren (allgemeinen) Anforderungen* formulieren [375], [390], Tab. 6.2.1-2 und Bild 6.2.1-10. Die gerätespezifische Normen können dabei weitere Präzisierungen oder Einschränkungen enthalten. Vor-Ort-Prüfungen an Kabeln werden in Kap. 7.1.1.5 mit Tab. 7.1.1-1 beschrieben.

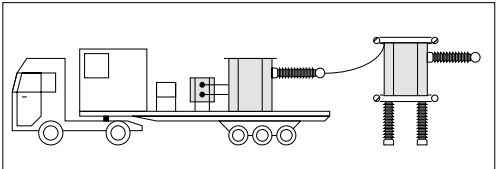


Bild 6.2.1-9: Mobiles Resonanzprüfsystem mit Serieenschaltung der Drosseln [357] (schematisch).

Eine **betriebsgerechte Prüfung** sollte nach Möglichkeit *in der Nähe der Betriebsfrequenz* (AC) erfolgen. Bei allen, von den Betriebsbedingungen **abweichenden Prüfbeanspruchungen** ist zu fragen, inwieweit die Prüfung *repräsentative Ergebnisse* liefert.

An **VPE-Kabelproben** hat sich z.B. eine starke Abhängigkeit der kurzzeitigen Stehspannung mit der *Frequenz* gezeigt [377], Bild 6.2.1-10. Bei VLF- und Gleichspannungs-(DC-)Prüfungen ist deshalb mit wesentlich höheren Stehspannungen zu rechnen. Aus diesem Grund sind Höhe und Dauer der *Prüfspannungsbeanspruchung* der Frequenz entsprechend *gestaffelt*, vgl. Kap. 7.1.1.5, Tab. 7.1.1-1. Weil der **Frequenzabhängigkeit** aber offenbar einer Änderung der Durchschlagsmechanismen entspricht, können festen *Relationen* von Prüfspannungswerten bei stark unter-

Tabelle 6.2.1-2: Anforderungen an Labor- und Vor-Ort-Prüfungen für Wechselspannungsbetriebsmittel [375], [390].			
<i>Anmerkung:</i> Prüfspannungspegel siehe Tab. 7.1.1-5.		Prüfungen im Labor (Prüffeld)	Vor-Ort-Prüfung
<i>Anmerkung:</i> Stoßspannungsprüfungen siehe Kap. 6.2.3		IEC 60 060-1	IEC 60 060-3 (Entwurf)) gerätespezifische Abweichungen
a) Gleichspannung DC (für Wechselspg.s-Betriebsmitt. kaum noch üblich)	Frequenz f Ripple-Faktor Toleranz Prüfsgp. Messunsicherheit	Gleichspannung < 3 % ± 1 % (< 1 min), ± 3 % (> 1 min) ± 3 %	Gleichspannung < 3 % ± 3 % (< 1 min), ± 5 % (> 1 min) ± 5 %
b) Tiefstfrequenzspannung VLF (Very low frequency)	Frequenz f Spannungsform Toleranz Prüfsgp. Messunsicherheit	nicht üblich	0,01 – 1 Hz Sinus bis Rechteck, Prüfsgp. ist Scheitelwert (u.U. Effektivwert*) ± 5 % ± 5 %
c) Gedämpfte Wechselspannung DAC (Oscillating voltage)	Frequenz f Dämpfung Toleranz Prüfsgp. Messunsicherheit		20 – 1000 Hz < 40 % je Periode ± 5 % ± 5 %
d) Wechselspannung in der Nähe der Betriebsfrequenz AC	Frequenz f Sinusform $\sqrt{2} U/\hat{U}$ Toleranz Prüfsgp. Messunsicherheit	45 – 65 Hz 1 ± 5 % ± 1 % (< 1 min), ± 3 % (> 1 min) ± 3 %	10 – 500 Hz (Kabel 20 – 300 Hz*) 1 ± 15 % ± 3 % (< 1 min), ± 5 % (> 1 min) ± 5 %

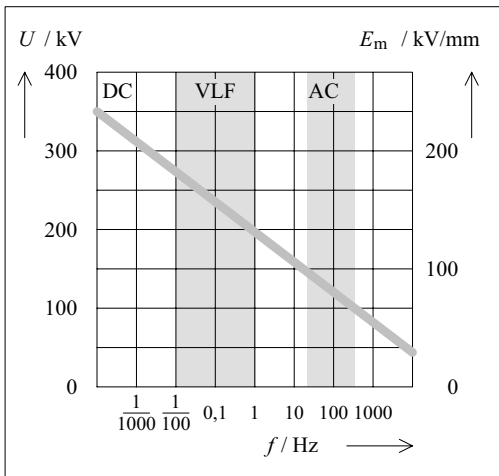


Bild 6.2.1-10: Stehspannungen an VPE-Kabelmodellen als Funktion der Prüfspannungsfrequenz [377].

schiedlicher Frequenzen leider *nicht* angegeben werden. Untersuchungen an künstlich geschädigten Kabelprüflingen aus vernetztem Polyäthylen (VPE) haben allerdings eine hohe **Selektivität** der Durchschlagspannung bei $f = 0,1$ Hz für *mechanische* Beschädigungen und für „water trees“ gezeigt [376]. Außerdem liegen umfangreiche Erfahrungen mit VLF-Prüfungen an Mittelspannungskabeln vor, die eine Einschätzung gealterter Kabel erlauben.

Die Entscheidung, *welche Prüfspannungsart* anzuwenden ist, ist also stark von der zu beantwortenden Fragestellung abhängig: Ein *betriebsgerechter Stehspannungsnachweis* erfordert eine Frequenz in der Nähe der Betriebsfrequenz. *Diagnostische Aussagen* sind auch in anderen Frequenzbereichen möglich.

Nachfolgend werden verschiedene Prüfspannungsarten diskutiert:

a) Gleichspannungsprüfungen

Gleichspannungsprüfungen mit hohen Prüfpegeln (bei Kabeln $4 U_0$) waren früher bei Öl- und Massekabeln sowie elektrischen Maschinen üblich, weil damit auch große Kapazitäten mit transportablen Anlagen kleiner Leistung geprüft werden konnten, und weil sich sinnvolle Aussagen über den Isolationszustand ergaben, Tab. 6.2.1-2 a), Bild 6.2.1-11 a).

Bei VPE-Kabeln hat sich jedoch gezeigt, dass die Gleichspannungsprüfung selbst bei hohen Prüfpegeln für viele, sehr gravierende Fehler *nicht sensitiv* ist. Dies liegt daran, dass erodierende Teilentladungen bei Betriebswechselspannung mit hoher Repetitionsrate auftreten können, nicht aber bei Gleichspannung. Andererseits kann Gleichspannung durch *Raumladungsbildung* selbst zu einer Gefahr für den Prüfling werden, Kap.7.1.1.5. Diese Unterschiede erklären sich auch aus dem Umstand, dass die *Feldverteilungen* in der Isolation bei Betriebswechselspannung durch die Dielektrizitätszahlen und bei Gleichspannung durch Leitfähigkeiten und Übergangsvorgänge bestimmt werden, so dass sich völlig unterschiedliche Belastungen während der Prüfung und im Betrieb ergeben können, vgl. Kap. 2.4.4.

b) Tiefstfrequenz-(VLF-) Spannungen

Bei den Tiefstfrequenzspannungen soll durch *periodischen Polaritätswechsel* die Raumladungsbildung vermieden werden., Tab. 6.2.1-2 b), Bild 6.2.1-11 b) Außerdem können Fehlstellen ggf. an (langsam) repetierenden *Teilentladungen* erkannt werden. Allerdings ist nicht von vornherein klar, ob die *kapazitiven Feldverteilungen* bei Betriebsfrequenz auch während der Prüfung im Tiefstfrequenzbereich zwischen $0,01$ Hz und 1 Hz gegeben sind. Dies hängt von der gewählten Frequenz, von den Leitfähigkeiten der Materialien und vom geometrischen Aufbau der Isolation ab, Kap. 2.1.4.3.

Anmerkung: Zusätzlich zur Spannungsprüfung wird vorgeschlagen, den globalen Alterungszustand von Kabelisolationen durch vergleichende oder spannungsabhängige **Verlustfaktormessungen** bei $0,1$ Hz zu bewerten [378]. Die Signifikanz der Verlustfaktormessungen ist aber umstritten, als Alternative wird die sog. *isotherme Relaxationsstromanalyse* (IRC-Analyse) vorgeschlagen [223], [224], Kap. 6.4.7.4.

Für die Prüfung von verlegten Mittelspannungskabeln hat sich die **VLF-Steh-Spannungsprüfung** bei Tiefstfrequenz $f = 0,1$ Hz entwickelt, die üblicherweise bei dreifacher Nennspannung (Leiter-Erd-Spannung) $3 U_0$ mit einer Prüfdauer von 1 h erfolgt, Kap.

7.1.1.5 mit Tab. 7.1.1-1. Zugelassen sind alle Spannungsformen zwischen Sinus- und Rechteckwelle, Prüfspannung ist der *Scheitelwert* [375], [390], Tab. 6.2.1-2 b). In der Praxis werden v.a. die *sinusförmige Wechselspannung* und die sog. *Cosinus-Rechteckspannung* eingesetzt, Bild 6.2.1-11 b).

Anmerkung: Bei 0,1 Hz ist die Ladeblindleistung um den Faktor 500 kleiner als bei 50 Hz, so dass die Prüfeinrichtungen in sehr kompakten **Kabelmesswagen** transportiert werden können. Sie enthalten i.d.R. die Ausrüstung für *Spannungsprüfungen* mit 0,1 Hz und mit Gleichspannung sowie umfangreiche Messeinrichtungen für die akustische und elektrische *Laufzeitortung von Kabelfehlern*, für die *Kabeldiagnose* sowie für *dielektrische Messungen* (Verlustfaktor- und Teilentladungsmessungen).

Anmerkung: Die **sinusförmige 0,1 Hz-Prüfspannung** kann z.B. durch langsames Auf- und Abfahren zweier Spannungsquellen mit positiver und negativer Polarität erzeugt werden. Die Erzeugung der **Cosinus-Rechteckspannung** erfolgt durch Aufladung der Kabelkapazität aus einer Gleichspannungsquelle. Nach ca. 5 s wird eine Drossel parallelgeschaltet, so dass ein Umschwingungsvorgang einsetzt, der in seiner Dauer etwa der Netzfrequenz entspricht. Im negativen Spannungsscheitel

wird der Schwingkreis durch einen Schalter aufgetrennt und das Kabel behält den Ladezustand mit entgegengesetzter Polarität. Verlustbedingte Spannungsabsenkungen werden durch eine Gleichspannungsquelle ausgeglichen. Nach weiteren 5 s erfolgt wiederum eine schwingende Umladung des Kabels.

c) Gedämpfte Wechselspannung

Gedämpfte Wechselspannungen können vor Ort durch *Aufladung* der Prüflingskapazität aus einer Gleichspannungsquelle mit anschließender *Entladung* über eine Induktivität erzeugt werden, Tab. 6.2.1-2 c), Bild 6.2.1-11 c). Es ergibt sich eine *abklingende, gedämpfte Schwingung*, eine sog. „**oscillating voltage**“, deren Frequenz ebenfalls in einen Bereich $f = 20$ bis 1000 Hz „nahe der Betriebsfrequenz“ gelegt werden kann. Damit ergeben sich im Prüfling *Feldverteilungen*, die der Belastung bei Betriebsfrequenz entsprechen, allerdings ist die Belastung nicht kontinuierlich und hat nur einen kurzzeitigen, *impulsförmigen Charakter*. Zündverzug beim Teilentladungseinsetz oder die Veränderung von Teilentladungsintensitäten mit der Beanspruchungszeit kön-

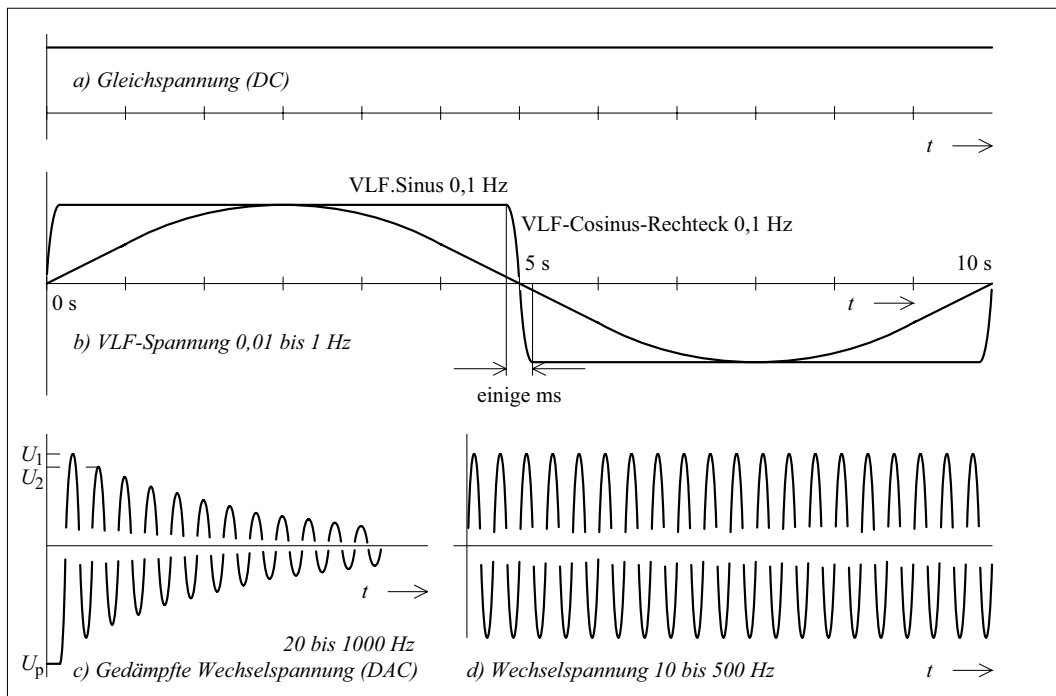


Bild 6.2.1-11: Prüfspannungsverläufe für Vor-Ort-Prüfungen.

nen daher nicht beobachtet werden. Auch entspricht die vorherige Aufladung des Prüflings nicht der Betriebsbeanspruchung. *Prüfspannung* ist der Scheitelwert U_p , der mit der Ladespannung identisch ist.

d) Wechselspannung

Mit Hilfe von Serienresonanz-Prüfanlagen ist es möglich, auch Prüflinge mit großer Kapazität mit *kontinuierlichen* Wechselspannungen in der Nähe der **Betriebsfrequenz** zu prüfen, Kap. 6.2.1-5. Dabei wird angenommen, dass sich innerhalb des zugelassenen Frequenzbereichs von 10 bis 500 Hz (bei Kabeln 20 bis 300 Hz, vgl. Kap. 7.1.1.5, Tab. 7.1.1-1) die im Betrieb vorliegenden *kapazitiven Feldverteilungen* einstellen und dass keine Veränderungen der *Durchschlagsprozesse* eintreten [377], Bild 6.2.1-10. Es können deshalb auch Prüfsysteme mit entsprechend variabler Frequenz eingesetzt werden [375], [390], Tab. 6.2.1-2 d), Bild 6.2.1-11 d). *Prüfspannung* ist der Scheitelwert geteilt durch $\sqrt{2}$.

Kontinuierliche Wechselspannungsprüfungen in der Nähe der Betriebsfrequenz sind am ehesten mit den *Prüfbeanspruchungen im Labor* und mit den *Betriebsbeanspruchungen* vergleichbar.

6.2.2 Erzeugung von Gleichspannungen

Hohe Gleichspannungen dienen als *Prüfspannungen* für HGÜ-Komponenten und Kabel sowie als *Versorgungsspannungen* für zahlreiche technische Anwendungen, wie z.B. für Bildschirmgeräte, Röntgengeräte, Elektronenmikroskope, Kondensatorladegeräte, Rauchgasfilter (Elektrofilter), Farbspritzanlagen und Oberflächenbeschichtungsanlagen.

Hohe Gleichspannungen werden aus Wechselspannungen durch *Gleichrichtung* (Kap. 6.2.2.1), meist in Verbindung mit einer *Vervielfachungsschaltung* (Kap. 6.2.2.2) gewonnen. Bei niedrigeren Spannungen erfolgt die Speisung oft über ein *Schaltnetzteil* (Kap.

6.2.2.3). Der Einsatz *elektrostatischer Generatoren* ist auf spezielle Anwendungen bei sehr hohen Spannungen beschränkt (Kap. 6.2.2.4).

Gleichspannungen sind oft von periodischen Funktionen überlagert. DIN VDE 0432 [133] definiert deshalb als Prüfgleichspannung den *arithmetischen Mittelwert*.

$$U_{=} = \overline{u(t)} \quad (6.2.2-1)$$

Die *Welligkeit* $\delta u = 0,5(u_{\max} - u_{\min})$ wird durch den *Welligkeitsfaktor* („ripple factor“)

$$\delta u/U_{=} = 0,5(u_{\max} - u_{\min})/U_{=} \quad (6.2.2-2)$$

beschrieben. Er darf bei Gleichspannungsprüfungen nicht mehr als 3 % betragen.

6.2.2.1 Hochspannungsgleichrichter

Hochspannungsgleichrichter bestehen immer aus der *Reihenschaltung vieler Halbleiterdioden*, deren Sperrspannung auf wenige kV begrenzt ist. Problematisch ist dabei die *Potentialaufteilung in der Sperrphase*, weil eine ungleichmäßige Spannungsverteilung zur Überlastung und Zerstörung einzelner Dioden führen würde. Die im wesentlichen durch undefinierte Sperrschichtkapazitäten und Sperrströme bestimmte Spannungsverteilung kann durch *Beschaltung mit Kondensatoren* gleichmäßig werden, Bild 6.2.2-1.

Bei *räumlich ausgedehnten Gleichrichtern* für sehr hohe Spannungen von vielen 100 kV ergibt sich aufgrund der *undefinierten Streukapazitäten* zur Erdseite und zur Wechselspannungsseite eine nichtlineare Spannungsverteilung über den einzelnen in Reihe geschalteten Gleichrichtern, Bild 6.2.2-2. Die Spannungs-

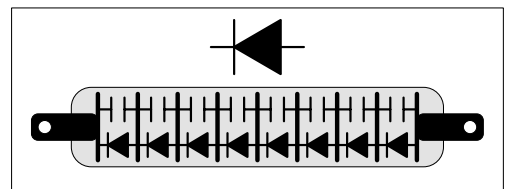


Bild 6.2.2-1: Kapazitiv gesteuerter Hochspannungsgleichrichter.

verteilung kann durch parallele *Steuerkondensatoren* vergleichmäßig werden. Dabei müssen sich ausreichend große Längsströme ergeben, gegen die die Querstrome über die Streukapazitäten vernachlässigbar sind.

6.2.2.2 Gleichrichterschaltungen

Häufig wird in Hochspannungslaboratorien die vorhandene Wechselspannungsquelle mit einem kapazitiv beschalteten *Gleichrichter* und einem *Glättungskondensator* zu einer **Einweggleichrichterschaltung** ergänzt, Bild 6.2.2-2 und -3 (oben): Nach dem Zuschalten der Wechselspannung wird der Kondensator in der positiven Halbwelle auf den Scheitelwert $\hat{u}$ geladen. Der Ladestrom ist durch einen Vorwiderstand auf den zulässigen Wert zu begrenzen. Die vollständige Aufladung innerhalb einer Viertelperiode setzt eine kleine Ladezeitkonstante $RC \ll T/4$ voraus. Nach dem Spannungsscheitel sperrt der Gleichrichter und eine angeschlossene Last R_L wird während einer Zeit $t \leq T$ aus dem geladenen Glättungskondensator gespeist. Durch exponentielle Entladung mit der Zeitkonstanten $R_L C$ ergibt sich ein Absinken der Spannung u_C , bis die Transformatorspannung u_T wieder so weit angestiegen ist, dass eine Nachladung erfolgt. Die *Spannungsbelastung des Gleichrichters in der Sperrphase* ergibt sich aus $u_G = u_T - u_C$ und kann maximal $u_{G\max} = 2 \cdot \hat{u}$ betragen.

Bei einer **symmetrischen Spannungverdopplungsschaltung** sind nur *halb so große Gleichrichter* und eine nur *halb so große Wechselspannung* u_T für die Erzeugung einer vergleichbaren Gleichspannung u_C ausreichend, Bild 6.2.2-3 (unten). Nach dem Zuschalten der Wechselspannung wird die untere Teilkapazität C_1 in der negativen Halbwelle über den Gleichrichter 1 auf $u_{C1} = +\hat{u}$ geladen.

Danach befindet sich der rechte Transformatoranschluss auf halbem Gleichspannungspotential $u_{C1} = +\hat{u}$. In der positiven Halbwelle wird auch die Teilkapazität C_2 über Gleich-

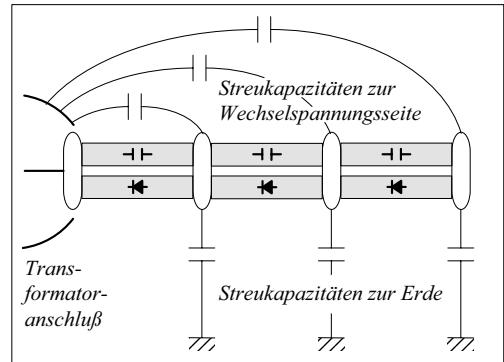


Bild 6.2.2-2: Linearisierung der Potentialverteilung in der Sperrphase durch Steuerkondensatoren parallel zu den Hochspannungsgleichrichtern.

richter 2 auf $u_{C2} = +\hat{u}$ geladen. Als Summenspannung ergibt sich $u_C = u_{C1} + u_{C2} = +2\hat{u}$.

Die Strombegrenzung bei der Aufladung erfolgt über einen Vorwiderstand. Unter Belastung werden die Glättungskapazitäten zwischen den Nachladephasen entladen. Die Nachladung von C_1 erfolgt in der negativen Halbwelle, die Nachladung von C_2 in der positiven Halbwelle.

Anmerkung: Es wurde eine symmetrische Verdopplungsschaltung dargestellt, die gleichspannungsseitig unsymmetrisch auf Erdpotential aufgelegt wurde. Dadurch ergibt sich die Notwendigkeit eines *speziellen symmetrischen Transformators*, dessen Hochspannungswicklung auf halbem Gleichspannungspotential liegt und deshalb *nicht* mit dem Erdpotential verbunden sein darf. Die Isolation muss für die Mischspannung $u_{C1} + u_T$ bemessen sein.

Für unabhängige Gleichspannungsquellen mit eigener Wechselspannungsversorgung hat sich in der Hochspannungstechnik die **Greinacher-Vervielfachungsschaltung** (Greinacher-Kaskade) durchgesetzt, die sich durch zwei wichtige Vorteile auszeichnet, Bild 6.2.2-4: Zum einen kann die Speisung mit einer einseitig *geerdeten Transformatorwicklung* erfolgen. Zum anderen können sehr hohe Spannungen durch *Reihenschaltung vieler Gleichrichterstufen* mit verhältnismäßig niedrigen Teilspannungen erzeugt werden. Außerdem kann der Ladestrom durch die Bemessung der Kondensatoren begrenzt werden.

Die Greinacher-Kaskade besteht aus einer *Schubsäule* mit den Schubkondensatoren C_S , aus einer *Gleichrichtersäule*, aus einer *Glättungssäule* mit den Glättungskondensatoren C_G und oft auch aus einer im Bild nicht dargestellten *Teilersäule* mit einem ohmschen Spannungsteiler.

Die Spannungsverläufe sind in Bild 6.2.2-4 für eine *einstufige Verdopplungsschaltung* dargestellt. D.h. die zugehörige Schaltung besteht nur aus dem *fett gezeichneten Schaltungsteil* in Bild 6.2.2-4 (links). Im stationären, nicht belasteten Zustand ist der Schubkondensator C_{S1} über G1 auf $u_S = +\hat{u}$ geladen. Die pulsierende Summenspannung $u_S + u_T$ wird von G2 gleichgerichtet und lädt den Glättungskondensator C_{G1} auf $u_{C1} = 2 \cdot \hat{u}$ auf.

Der *Aufladevorgang* erfolgt *in Stufen*, die Spannung u_{C1} nähert sich für eine einstufige Verdopplungsschaltung *asymptotisch* dem Endwert $u_{C1} = 2 \cdot \hat{u}$ an, Bild 6.2.2-4 (rechts oben).

Nach dem *Zuschalten des Transformators* ist G2 in der positiven Halbwelle leitend und u_{C1} (fetter Kurvenzug) folgt der Transformatorspannung u_T gemäß dem *kapazitiven Teilverhältnis* aus C_{S1} und C_{G1} . Solange G2 leitend ist, ist die Spannung u_{C1} immer gleich der Summenspannung $u_T + u_{S1}$. Die Verläufe in Bild 6.2.2-4 gelten für *gleich große Kapazitäten* $C_{S1} = C_{G1}$ und $u_{C1} = u_T/2$.

Im *positiven Spannungsscheitel* sperrt G2. Die Kondensatorspannungen bleiben auf den erreichten Werten $u_{C1} = \hat{u}/2$ und $u_{S1} = -\hat{u}/2$ stehen. Die Spannung $u_T + u_{S1}$ (strichlierter Kurvenzug) nimmt mit u_T wieder ab. Bei $u_T + u_{S1} = 0$ leitet G1 und C_{S1} wird u_T folgend umgeladen. Solange G1 leitend ist, ist die Summenspannung $u_T + u_{S1}$ immer gleich Null.

Im *negativen Spannungsscheitel* wird $u_{S1} = +\hat{u}$ erreicht und G1 sperrt. Danach steigt $u_T + u_{S1}$ dem Verlauf von u_T folgend an. Sobald der Momentanwert der Kondensatorspannung u_{C1} erreicht ist, leitet G2 erneut und C_{G1} wird weiter geladen. Dabei führt der *restliche Spannungshub* Δu_T bei der Transformatorspannung aufgrund der kapazitiven Spannungsteilung über C_{S1} und C_{G1} an C_{G1} nur zu einem Spannungsanstieg um $\Delta u_{C1} = \Delta u_T/2 = 0,75 \cdot \hat{u}$.

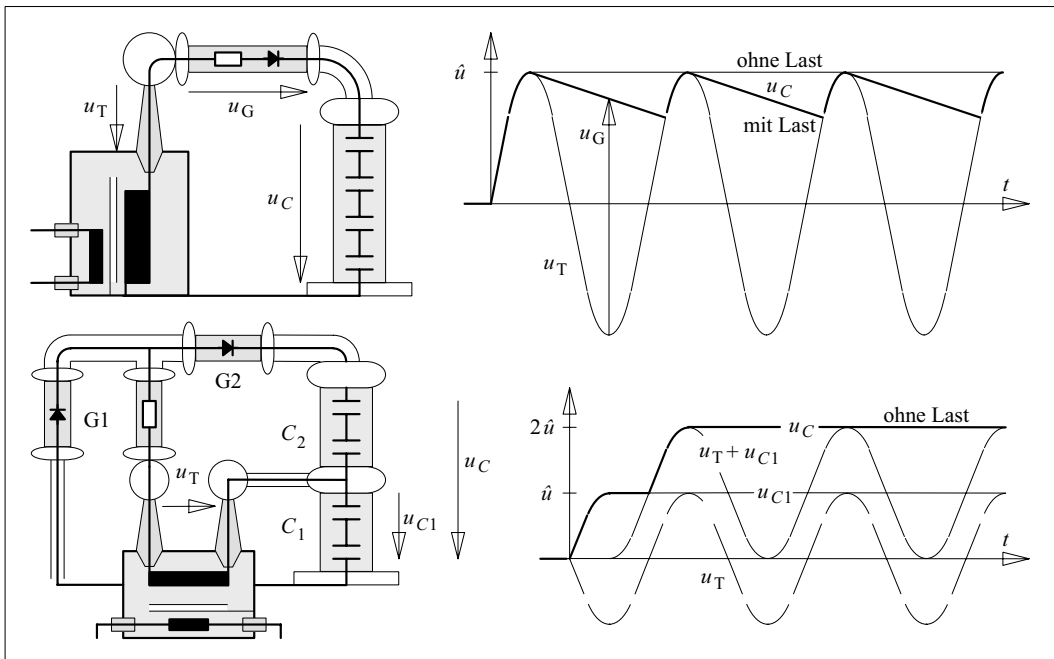


Bild 6.2.2-3: Einweggleichrichterschaltung (oben) und symmetrische Spannungsverdopplungsschaltung (unten).

Im *positiven Spannungsspitze* sperrt G2 und die Kondensatorspannungen bleiben auf den erreichten Werten $u_{C1} = 1,25 \cdot \hat{u}$ und $u_{S1} = +0,25 \cdot \hat{u}$ stehen. Die *analoge Fortsetzung* der beschriebenen Vorgänge führt auf die dargestellten Verläufe, wobei die Spannungshübe Δu_T und $\Delta u_{C1} = \Delta u_T/2$ von Periode zu Periode immer kleiner werden.

Theoretisch kann die Spannung durch *Reihenschaltung vieler Verdopplungsstufen* beliebig erhöht werden. Beispielsweise wird der Schubkondensator $C_{S2} = C_S/2$ der *zweiten Verdopplungsstufe* in der negativen Wechselspannungshalbwelle aus dem geladenen Glättungskondensator C_{G1} der ersten Stufe über G1 und G3 bis auf $2 \cdot \hat{u}$ geladen. In der positiven Halbwelle „schiebt“ dann die Transformatorspannung u_T die Spannung der Schubsäule bis auf $u_T + u_{S1} + u_{S2} = \hat{u} + \hat{u} + 2 \cdot \hat{u} = 4 \cdot \hat{u}$. Dadurch kann auch die Spannung des zweiten Glättungskondensators bis auf $u_{G2} = 2 \cdot \hat{u}$ ansteigen. Allgemein gilt im unbelasteten, stationären Fall

$$U_{\text{=}} = \bar{u}_G = 2 \cdot n \cdot \hat{u} \quad (6.2.2-3)$$

Die asymptotische Aufladung der Greinacher-Kaskade auf den Endwert nimmt *mit steigen der Stufenzahl n* aufgrund der Umladevorgänge zwischen Schub- und Glättungssäule immer längere Zeiten in Anspruch. Unter *Belastung*, die ja eine permanente Entladung der Glättungssäule bewirkt, führt deshalb eine Erhöhung der Stufenzahl nicht immer zu einer Erhöhung der *erreichbaren Gleichspannung* (Ausgangsspannungsmittelwert nach Gl. (6.2.2-1)). Die Welligkeit nach Gl. (6.2.2-2) nimmt erheblich zu. Die Analyse zeigt, dass die stationäre Gleichspannung linear mit dem Belastungsstrom I abnimmt [16]:

$$U_{\text{=}} = \bar{u}_G = 2 \cdot n \cdot \hat{u} - \frac{I \cdot f(n)}{f \cdot C} \quad (6.2.2-4)$$

Größere Belastungsströme erfordern eine geringe *Stufenzahl n* , große *Kapazitätswerte C* oder eine erhöhte *Frequenz f* .

Gleichspannungsquellen bis in den MV-Bereich **mit größerer Belastbarkeit** bis in den 100 mA-Bereich können durch Greinacher-Kaskaden realisiert werden, in denen *mehrere*

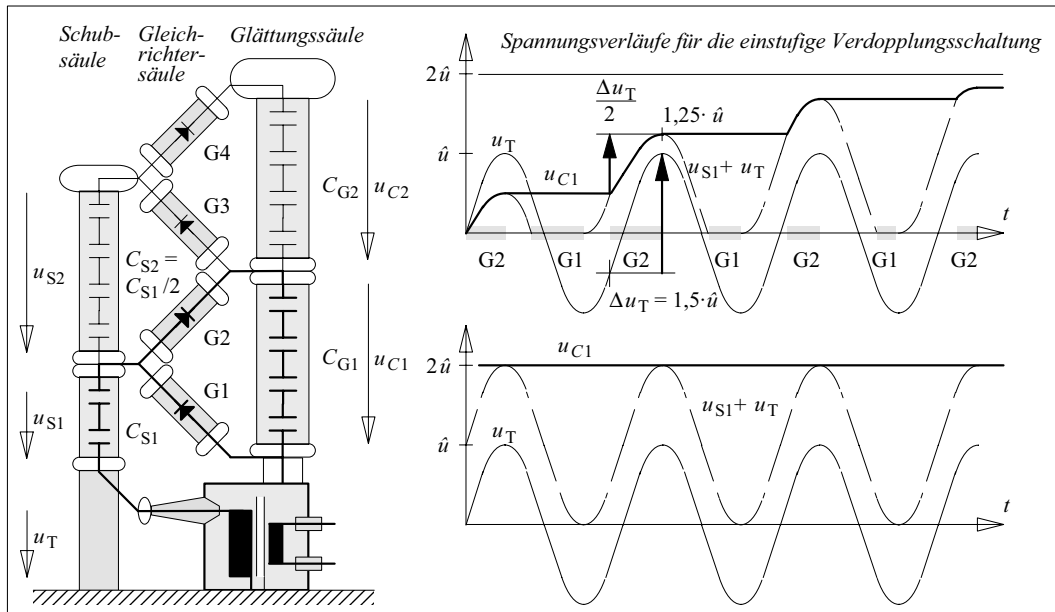


Bild 6.2.2-4: Greinacher-Kaskadenschaltung als zweistufige Verdopplungsschaltung (links). Spannungsverläufe für eine einstufige Verdopplungsschaltung (rechts) nach dem Zuschalten der Wechselspannung (oben) und im stationären unbelasteten Zustand (unten). Bei mehrstufigen Verdopplungsschaltungen ergeben sich langsamere Aufladevorgänge wegen Umladevorgängen zwischen Glättungs- und Schubsäule.

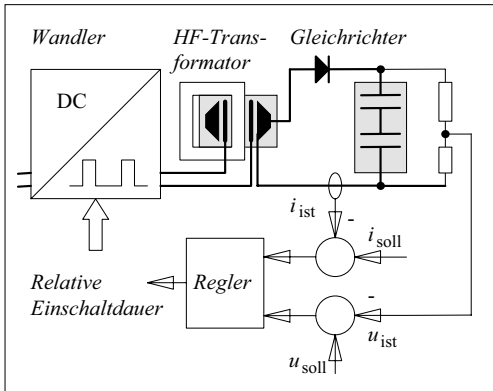


Bild 6.2.2-5: Kondensatorladegerät mit Konstantstromladung (schematisch).

Schubsäulen auf eine Glättungssäule arbeiten. Als Wechselspannungsquellen kommen dabei *erdsymmetrische Transformatoren* (zwei Schubsäulen) oder *dreiphasige Transformatoren* (drei Schubsäulen) in Betracht [22]. Weiterhin können die einzelnen Stufen einer Gleichrichterkaskade jeweils über eine *Transformatorkaskade* gespeist werden (transformatorische Stützung).

6.2.2.3 Schaltnetzteile

Der weit verbreitete Einsatz hoher Gleichspannungen als *Versorgungsspannung* in Geräten (z.B. für Laser, Kondensatorladegeräte, Ozonerzeuger, Elektrofilter, Röntengeräte, Farbspritzanlagen, Beschichtungsanlagen, Kopierer) und für *mobile Prüfeinrichtungen* (z.B. Kabelmesswagen) führte zur Entwicklung von Schaltnetzteilen bis zu mehreren 10 kV. Sie sind wesentlich *leichter und kompakter* als vergleichbare 50 Hz-Netzteile, weil aufgrund einer hohen Taktfrequenz im 10 kHz-Bereich ein vergleichsweise leichter HF-Transformator mit Ferritkern verwendet werden kann: Nach dem Induktionsgesetz $u_{\text{ind}} = -\partial\Phi/\partial t$ sind bei hochfrequenten Flussänderungen wesentlich geringe magnetische Flüsse für die Transformation ausreichend.

Ein *leistungselektronischer Wandler*, z.B. in Form eines Gleichstromtiefsetzstellers, erzeugt mit Hilfe von abschaltbaren Leistungshalblei-

tern periodische Rechteckimpulse, die mit einem hochfrequenztauglichen *Ferritkerntransformator* herauftransformiert werden. Nach *Gleichrichtung und Glättung* ergibt sich die Ausgangsgleichspannung. Die hohe Taktfrequenz führt zu sehr kurzen Entladezeiten zwischen den Nachladephasen. Dadurch sind höhere Strombelastbarkeiten bzw. kleinere Glättungskondensatoren möglich. Schaltnetzteile können aufgrund nicht-sinusförmiger Ströme starke Netzurückwirkungen verursachen, es sind deshalb entsprechende Filter vorzusehen.

Mit Schaltnetzteilen lassen sich auch pulsbreitenmodulierte *Kondensatorladegeräte mit Konstantstromladung* realisieren, Bild 6.2.2-5. Dabei bildet der Regler aus Soll- und Istwert des Ladestromes die Führungsgröße in Form der relativen Einschaltdauer T_{ein}/T . Bei Erreichen der Sollspannung erfolgt die Umschaltung auf Erhaltungsladung. Durch Konstantstromladung sind wesentlich *höhere Wirkungsgrade und geringere Ladezeiten* möglich als bei konventioneller RC-Aufladung mit einem maximalen Wirkungsgrad $\eta = 50\%$. Dies wirkt sich insbesondere bei batteriebetriebenen Geräten oder bei begrenzten Anschlussleistungen positiv aus.

Ein weiterer Vorteil von Schaltnetzteilen liegt in der einfachen Adaptionfähigkeit an *unterschiedliche Versorgungsspannungen*. Schaltnetzteile sind deshalb besonders für mobile Systeme mit Bordnetz- oder Batteriebetrieb geeignet.

6.2.2.4 Elektrostatische Generatoren

Elektrostatische Generatoren erzeugen hohe Gleichspannungen praktisch ohne jede *Welligkeit*. Außerdem können *sehr hohe Spannungen* mit vergleichsweise geringem technischen Aufwand erreicht werden. I.d.R. sind jedoch nur *geringe Belastungsströme* im μA - bis mA-Bereich möglich. Für kernphysikalische Beschleuniger wurden druckgasisolierte Anlagen bis 25 MV gebaut [16].

In den vergangenen 300 Jahren haben elektrostatische Generatoren, zunächst auf der Basis

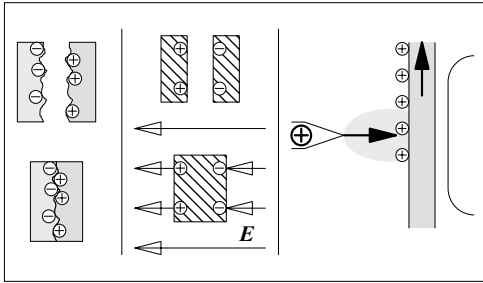


Bild 6.2.2-6: Ladungstrennung durch Reibung (links), durch Influenz (mittig) und durch eine Sprühelektrode (rechts).

von Reibungselektrizität, wesentlich zum physikalischen Verständnis der Elektrizität beigegeben. Sie wurden jedoch bei der großtechnischen Erzeugung elektrischer Energie wegen der vergleichsweise geringen Energiedichte des elektrischen Feldes von elektromagnetischen Generatoren verdrängt.

Das Prinzip elektrostatischer Generatoren beruht auf der *Trennung von Ladungsträgern* durch *Reibung*, durch *Influenz* im elektrischen Feld oder durch *Sprühentladungen* im inhomogenen Feld, Bild 6.2.2-6. Die Ladungstrennung durch Reibung wird durch die Auflösung einer innigen Verbindung von zwei Ladung tragenden Grenzflächen verursacht. Dabei muss mindestens eines der beiden Materialien ein guter elektrischer Isolator sein. Ladungstrennung durch Influenz ist möglich, wenn zwei Leiter im elektrischen Feld quer zur Richtung des Feldes getrennt werden.

Zur Erzeugung hoher Spannungen müssen die getrennten Ladungen *entgegen der Kraft des elektrischen Feldes* auf *Sammelelektroden* geführt werden. Hierzu dienen isolierende Scheiben, Bänder oder Trommeln.

Anmerkung: Das Prinzip der Erzeugung hoher Spannungen kann an einem Plattenkondensator mit konstanten Plattenladungen $+Q$ und $-Q$ erläutert werden: Unter Aufwendung mechanischer Arbeit wird der Abstand der Platten vergrößert. Die Spannung steigt mit der abnehmenden Kapazität gemäß $U = Q/C$ proportional zum Plattenabstand an. Die aufgebraachte mechanische Arbeit wird in der Energie des elektrischen Feldes gespeichert.

Weite Verbreitung hat der **Bandgenerator nach van de Graaff** gefunden, der *theoretisch*

für die Erzeugung beliebig hoher Spannungen geeignet ist, Bild 6.2.2-7. Mit einer *Sprüheinrichtung* werden Ladungsträger auf die Oberfläche eines *umlaufenden Isolierstoffbandes* gesprüht und auf dem Band entgegen der Kraft des elektrischen Feldes transportiert. Im feldfreien Inneren einer *Hochspannungselektrode* gehen die Ladungen über einen metallischen Rechen auf die Hochspannungselektrode über. Die transportierten Ladungen werden auf der Außenseite der Elektrode akkumuliert, wodurch die Spannung gemäß

$$U = Q/C \quad (6.2.2-5)$$

ansteigt. Ladung und Spannung können so lange anwachsen, bis sich ein stationärer Zustand, d.h. ein *Gleichgewicht zwischen dem Leckstrom plus Laststrom* und dem Ladungstransport des Bandes einstellt:

$$I_{\text{Leck}} + I_{\text{Last}} = I_{\text{Band}} \quad (6.2.2-6)$$

Ein unbegrenztes Ansteigen der Spannung ist praktisch *nicht* möglich, weil spätestens mit Überschreiten der *Koronaeintrittsspannung* ein überproportionaler Anstieg des Leckstromes eintritt. Unter *Belastung* bricht die Spannung ein, Bild 6.2.2-8. Der Ladungstransport des

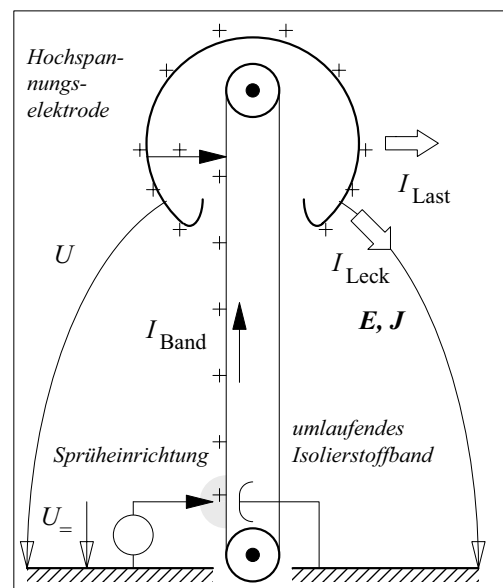


Bild 6.2.2-7: Van de Graaffscher Bandgenerator.

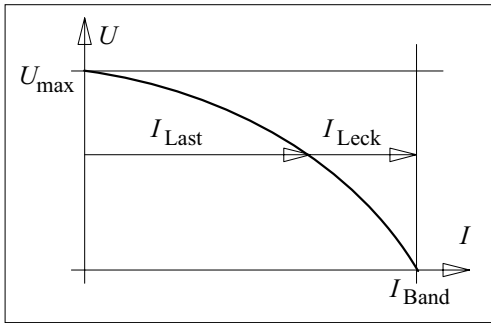


Bild 6.2.2-8: Belastungskennlinie eines van de Graaffschen Bandgenerators.

Bandes ist durch die *Flächenladungsdichte* σ , die *Bandgeschwindigkeit* v und die *Breite* des Bandes b begrenzt:

$$I_{\text{Band}} = \sigma v b \quad (6.2.2-7)$$

Die Flächenladungsdichte wird durch die *Durchschlagsfeldstärke des umgebenden Gases* begrenzt. Für ein dünnes Band mit beidseitigem homogenem Feld gilt bei Vernachlässigung der Randfelder

$$\sigma_{\text{max}} < 2 \cdot D_{\text{max}} = 2 \cdot \epsilon_0 \cdot E_{\text{max}} \quad (6.2.2-8)$$

Der Bandgenerator ist somit als *Konstantstromquelle* mit dem durch Gl. (6.2.2-7) gegebenen Quellenstrom aufzufassen. Eine Steigerung des Stromes ist durch breitere Bänder, höhere Bandgeschwindigkeit und durch höhere elektrische Festigkeit (d.h. durch Druckgasisolation) erreichbar.

Die Höhe der erreichbaren Spannung wird durch die Höhe des Isolationswiderstandes, durch die Koronaeinsatzspannung und durch die Größe des Bandstromes bestimmt.

Bandgeneratoren nach van de Graaff mit großen Isolationsabständen, hochwertigen Stützisolatoren und mit Druckgasisolation können für höchste Spannungen bis 25 MV konzipiert werden. Anlagen für große Ströme von mehreren mA (bei niedrigeren Spannungen im MV-Bereich) werden als **Trommelgeneratoren** mit hoher Umfangsgeschwindigkeit, großer Trommelbreite und mehreren über dem Umfang verteilten Sprüh- und Abnahmeinheiten ausgeführt.

Anmerkung: Die Bildung einer geladenen **Gewitterwolke** kann mit der Ladungsansammlung in einem Bandgenerator verglichen werden. Der Ladungstransport erfolgt dabei durch Aufwinde, vgl. Kap. 3.2.7.3.

6.2.3 Erzeugung von Stoßspannungen

Stoßspannungsprüfungen simulieren Überspannungen in Drehstromnetzen. Die klassische Unterscheidung in „*äußere Überspannungen*“ (Blitzüberspannungen), die durch atmosphärische Entladungen verursacht werden und „*innere Überspannungen*“ (Schaltüberspannungen), die aufgrund von Schaltvorgängen im Netz entstehen, muss durch sehr schnell veränderliche Ausgleichsvorgänge („*Fast Transients*“) bei Überschlagen und Schaltvorgängen ergänzt werden.

6.2.3.1 Stoßspannungsformen

Die Vielzahl der Überspannungserscheinungen wird für Prüfzwecke aus Gründen der internationalen Vergleichbarkeit auf *genormte Blitzstoßspannungen* und *Schaltstoßspannungen* reduziert [133], [134]. Für diese Prüfspannungen werden Kenngrößen festgelegt, die den *Anstieg* der Spannung, den *Scheitelwert* und den *Rückenabfall* innerhalb bestimmter Toleranzen beschreiben, Bild 6.2.3-1a und -1b, Tab. 6.2.3-1. Eine genaue Festlegung der Verläufe erfolgt nicht, weil in der Praxis überlagerte Störungen und Schwingungen unvermeidlich sind. Dies gilt in besonderem Maße bei sehr hohen Spannungen, räumlich ausgedehnten Stoßkreisen und nicht-kapazitiven Prüflingen.

Anmerkung: Weitere transiente Prüfgrößen sind *abgeschnittene Blitzstoßspannungen*, *Stoßströme* für die Prüfung von Schaltern und Ableitern, „synthetische“ Prüfbeanspruchungen aus Stoßströmen und -spannungen für Schalterprüfungen, sowie *extrem schnell veränderliche Impulse* im ns-Bereich.

Für Prüfungen in einem Labor oder **Prüffeld** werden *aperiodische* Spannungsverläufe vorgeschrieben, Tab. 6.2.3-1 (links). Bei **Vor-Ort-Prüfungen** können die idealisierten Spannungsformen oft nicht eingehalten werden. Es

werden deshalb auch stark *schwingende* Impulsspannungen eingesetzt, die im Entwurf der neuen IEC 60060-3 durch ihre *Einhüllende* mit erheblich erweiterten Zeitparametern definiert werden sollen [375], [390], Bild 6.2.3-2, Tab. 6.2.3-1 (rechts).

Anmerkung: Die Zulassung *schwingender Spannungen* hat auch den Vorteil, dass *höhere Scheitelwerte* erreicht werden können, als dies bei aperiodischer Entladung des Stoßgenerators möglich wäre, vgl. Gl. (6.2.3-1).

a) *Blitzstoßspannungen*

Blitzstoßspannungen werden durch den *Scheitelwert* $\hat{U}$, die *Stirnzeit* T_s bzw. T_1 und die *Rückenhalbwertszeit* T_r bzw. T_2 gekennzeichnet. Bei **abgeschnittenen Blitzstoßspannungen**, die die Wirkung sehr schneller Spannungsänderungen simulieren sollen, kommt als weitere Kenngröße die *Abschneidezeit* T_c (chopping time) hinzu, Bild 6.2.3-1a.

Im Anstiegsbereich von Stoßspannungen sind häufig starke Störungen überlagert. Reale Verläufe können deshalb mit der üblichen Definition einer *Anstiegszeit* von 10 auf 90 % oft nur sehr ungenau ausgewertet werden. Praktikabler ist die Bestimmung der **Stirnzeit** T_s bzw. T_1 von 0 bis 100 % an einer Ersatzgeraden, die durch die 30 %- und 90 %-Punkte des Kurvenverlaufes gezogen wird, Bild 6.2.3-1a.

Durch die Ersatzgerade wird auch der *virtuelle Nullpunkt* für die Festlegung der Rückenhalbwertszeit und der Abschneidezeit definiert. Die Zeit T zwischen den 30 %- und 90 %-Werten steht mit der Stirnzeit in einer einfachen geometrischen Beziehung, Bild 6.2.3-1a (rechts):

$$T_1 = T_s = 1,67 \cdot T \qquad (6.2.3-1)$$

Für die **genormte Blitzstoßspannung** „1,2/50“ ist eine *Stirnzeit* von 1,2 µs (zulässige Abweichung ± 30 %) und eine *Rückenhalbwertszeit* von 50 µs (zulässige Abweichung ± 20 %) festgelegt. *Abschneidezeiten* liegen üblicherweise im Bereich von 2 bis 5 µs. Diese und andere Kennwerte sind in Tab. 6.2.3-1 den wesentlich weiter gefassten Kennwerten für **Vor-Ort-Prüfungen** mit schwingenden Impulsspannungen gegenübergestellt [390].

Anmerkung: Oft sind auch bei Prüfungen mit *genormter aperiodischer Blitzstoßspannung* im Labor dem Stoßspannungsverlauf im Bereich der Stirn und im Bereich des Maximums **Schwingungen** überlagert. Wenn die Frequenz der überlagerten Schwingungen größer als 500 kHz oder die Dauer des Überschwingens kürzer als 1 µs ist, kann der tatsächliche Verlauf durch eine *gemittelte Kurve* ersetzt werden, aus der die Kenngrößen zu bestimmen sind. Bei der Bestimmung des Scheitelwertes darf die Amplitude des Überschwingens nicht mehr als 5 % betragen.

Von besonderer Bedeutung sind überlagerte Schwingungen bei der Prüfung von *Transformatoren*, die Aus-

Tabelle 6.2.3-1: Anforderungen an Labor- und Vor-Ort-Prüfungen mit Stoßspannungen [375], [390].				
Anmerkung: Wechselspannungsprüfungen siehe Kap. 6.2.1.6	Prüfungen im Labor (Prüffeld)		Vor-Ort-Prüfung	
	IEC 60 060-1 vgl. Bild 6.2.3-1a und –1b		IEC 60 060-3 (Entwurf) vgl. Bild 6.2.3-2	
a) Blitzstoßspannung	Aperiodische Blitzstoßspannung LI (Lightning impulse)		Schwingende Blitzstoßspannung OLI (Oscillating LI)	
Stirnzeit	1,2 µs ±30 % bzw. 0,84 bis 1,56 µs		0,8 bis 20 µs	Zeitparameter aus einhüllender Kurve
Rückenhalbwertszeit	50 µs ±20 % bzw. 40 bis 60 µs		40 bis 100 µs	
Messunsicherheit Zeitparameter	+ 10 %		± 10 %	
Toleranz Scheitelwert	± 3 %		± 5 %	Scheitelwert der Schwingung
Messunsicherheit Scheitelwert	± 3 %		± 5 %	
Überlagerte Schwingungen	± 5 % (Mittelung je nach Freq.)		zugelassen, 15 bis 400 kHz	
b) Schaltstoßspannung	Aperiodische Schaltstoßspannung SI (Switching impulse)		Schwingende Schaltstoßspannung OSI (Oscillating SI)	
Scheitelzeit	250 µs ± 20 % bzw. 200 bis 300 µs		20 bis 400 µs	Zeitparameter aus einhüllender Kurve
Rückenhalbwertszeit	2500 µs ± 60 % bzw. 1 bis 4 ms		... wie bei SI	
Messunsicherheit Zeitparameter	± 10 %		± 10 %	
Toleranz Scheitelwert	± 3 %		± 5 %	Scheitelwert der Schwingung
Messunsicherheit Scheitelwert	± 3 %		± 5 %	
Überlagerte Schwingungen			zugelassen, 1 bis 15 kHz	

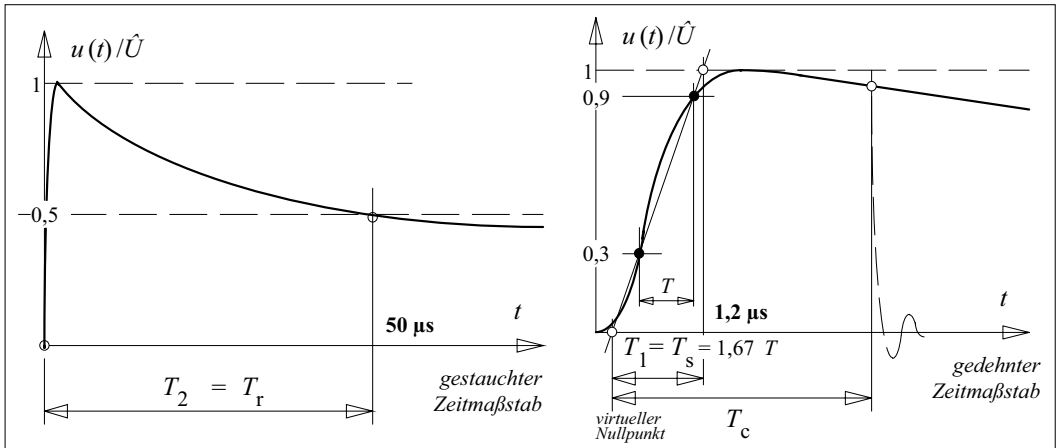


Bild 6.2.3-1a: Definition von Kenngrößen einer aperiodischen Blitzstoßspannung (LI) 1,2/50 µs.

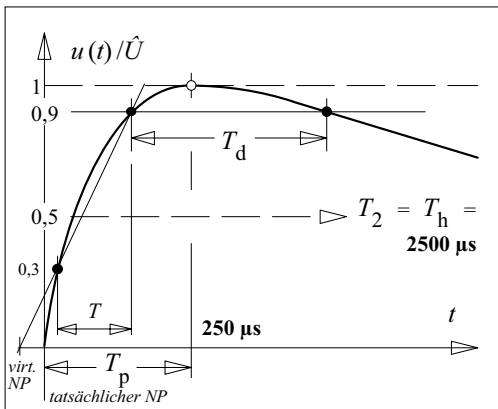


Bild 6.2.3-1b: Definition von Kenngrößen einer aperiodischen Schaltstoßspannung (SI) 250/2500 µs.

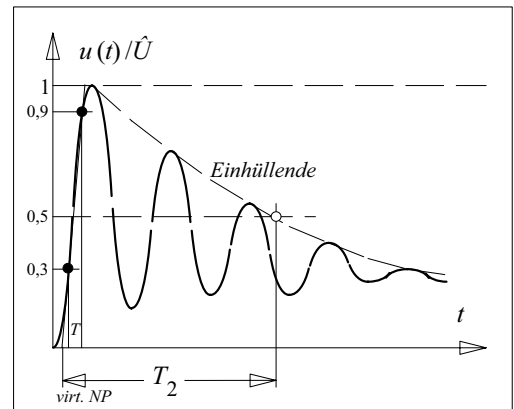


Bild 6.2.3-2: Schwingende bzw. oszillierende Stoßspannung für Vor-Ort-Prüfungen (OLI oder OSI).

wertung der Stoßspannungskurve ist deshalb in Kap. 7.1.3.5 mit Bild 7.1.3-14 ausführlich erläutert. Außerdem wird dort ein Vorschlag gemacht, wie das bisherige unstetige Auswerteverfahren durch einen stetigen frequenzabhängigen Auswertefaktor verbessert werden kann, indem die überlagerte *Schwingung frequenzabhängig gewichtet* wird [293].

b) Schaltstoßspannungen

Schaltstoßspannungen werden durch die **Scheitelzeit** T_p (peak time) und die **Rückenhalfwertszeit** T_2 bzw. T_h gekennzeichnet.

Anmerkung: Wenn der Prüfling ein Durchschwingen verursacht, kann anstelle der Rückenhalfwertszeit auch die **Scheiteldauer** T_d , in der die Spannung 90 % des Scheitelwertes überschreitet, in Verbindung mit der **Zeit bis zum Nulldurchgang** T_0 angegeben werden.

Für die **genormte Schaltstoßspannung** „250/2500“ ist eine **Scheitelzeit** von 250 µs (zulässige Abweichung ± 20 %) und eine **Rückenhalfwertszeit** von 2500 µs (zulässige Abweichung ± 60 %) festgelegt. Diese und andere Kennwerte sind in Tab. 6.2.3-1 den wesentlich weiter gefassten Kennwerten für **Vor-Ort-Prüfungen** mit schwingenden Impulsspannungen gegenübergestellt [390].

Anmerkung: Die großen Toleranzen der genannten Zeitparameter sind im praktischen Prüfbetrieb erforderlich, weil die angeschlossenen Prüflinge als Elemente der jeweiligen Stoßkreise die Stoßspannungsform erheblich beeinflussen können.

Die **Definition** der **Scheitelzeit** T_p zwischen dem **tatsächlichen Beginn** des Spannungsver-

laufes und dem Moment, in dem der Scheitelwert erreicht ist, beinhaltet eine gewisse *Unschärfe* bei der Festlegung dieser beiden Zeitpunkte. Dies führt in der Praxis zu Schwierigkeiten, insbesondere bei der automatischen Bestimmung durch Transientenrecorder. Es wird deshalb vorgeschlagen, das bei Blitzstoßspannung bewährte *Verfahren zur Bestimmung der Zeitparameter* zu übernehmen: Der Anstieg würde dann durch die Zeit T zwischen dem 30 %- und dem 90 %-Wert charakterisiert. Um einen Vergleich mit den bisher üblichen Größen zu erlauben, wird z.Zt. eine **Umrechnung** zwischen *Zeitparameter* T und *Scheitelzeit* T_p mit Hilfe von Faktoren diskutiert, z.B.

$$T_p = 2,4 \cdot T \quad (6.2.3-2)$$

Außerdem wird vorgeschlagen, die Zeitparameter mit Hilfe eines *virtuellen Nullpunktes* genauer zu definieren. Obwohl IEC 60060-1 (Allgemeine Prüfbedingungen) [133] in diesem Sinne noch nicht „harmonisiert“ ist, soll eine entsprechende Anpassung bereits in der neuen IEC 60060-3 (Vor-Ort-Prüfungen, z.Zt. im Entwurf) für schwingende Schaltstoßspannungen Berücksichtigung finden [375], [390].

6.2.3.2 Einstufige Stoßspannungsgeneratoren

Die genormten Blitz- und Schaltstoßspannungen werden üblicherweise in **kapazitiven Stoßkreisen** durch Aufladung einer Belastungskapazität C_B aus einem kapazitiven Energiespeicher C_S (*Stoßkapazität*) erzeugt, Bild 6.2.3-3. Dabei zählen zur gesamten *Belastungskapazität* die Kapazität des Prüflings, die Kapazität des Stoßspannungsteilers und ggf. eine zusätzliche Belastungskapazität.

Aus der auf U_0 geladenen Stoßkapazität C_S wird nach Zünden der Schaltfunkenstrecke FS1 die Belastungskapazität C_B über den *Dämpfungswiderstand* R_D geladen. Dabei ergibt sich ein *exponentieller Spannungsanstieg*, dessen Zeitkonstante τ_1 im wesentlichen durch R_D und die Serienschaltung von C_B und C_S bestimmt wird, Bild 6.2.3-3 mit Gl. (6.2.3-3b). Gleichzeitig erfolgt eine langsamere *exponentielle Entladung* der Kapazitäten C_B und C_S über den *Entladewiderstand* R_E mit der Zeitkonstanten τ_2 , Bild 6.2.3-3 mit Gl. (6.2.3-3c). C_B und C_S sind dabei durch die Funkenstrecke FS1 parallelgeschaltet. Der *Scheitelwert* der

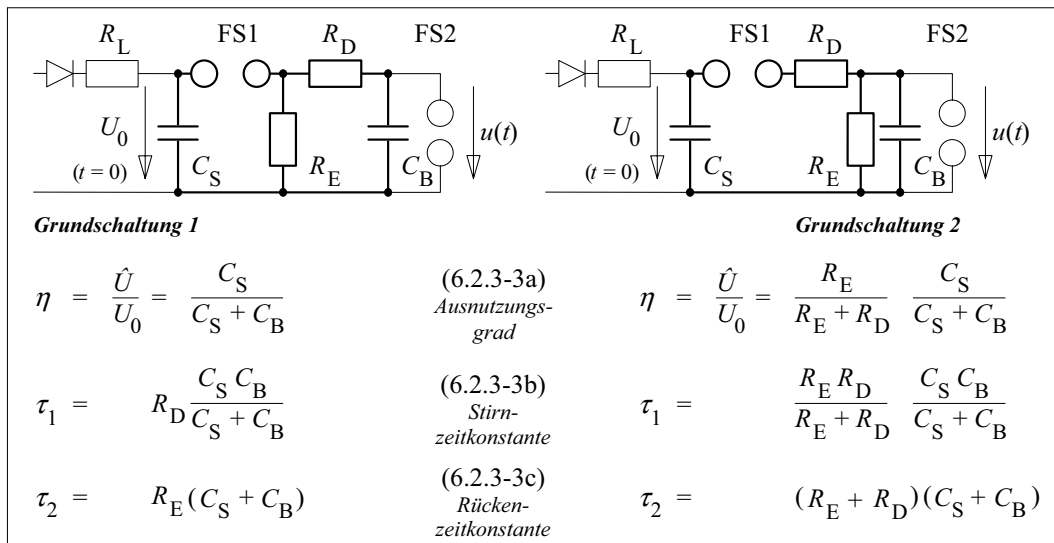


Bild 6.2.3-3: Einstufige Grundschaltungen für die Erzeugung doppelt exponentieller Stoßspannungen in kapazitiven Stoßkreisen mit Näherungsgleichungen für die Kenngrößen des Stoßspannungsverlaufs.

resultierenden Stoßspannung $u(t)$ erreicht *nicht* den Wert der Ladespannung U_0 , weil die in C_S gespeicherte Ladung nach Zünden der Funkenstrecke auf C_S und C_B verteilt wird. Der *Ausnutzungsgrad* $\eta = \hat{U}/U_0$ ist deshalb kleiner als 1, Gl. (6.2.3-3a). Durch Lösung der das Netzwerk beschreibenden *Differentialgleichung* ergibt sich für die Spannung ein *doppeltexponentieller Verlauf*, Bild 6.2.3-4:

$$u(t) = \frac{U_0}{R_D C_B} \cdot \frac{\tau_1 \tau_2}{\tau_2 - \tau_1} \left(e^{-\frac{t}{\tau_2}} - e^{-\frac{t}{\tau_1}} \right) \quad (6.2.3-4)$$

Die Näherungsgleichungen (6.2.3-3a, b, c) für Zeitkonstanten und Ausnutzungsgrad gelten unter der Voraussetzung $R_E C_S \gg R_D C_B$.

Die für **Blitzstoßspannungen** definierten Größen *Stirnzeit* und *Rückenhalfwertszeit* sind den Zeitkonstanten τ_1 und τ_2 proportional:

$$T_s = T_1 = K_1 \cdot \tau_1 \quad (6.2.3-5)$$

$$T_r = T_2 = K_2 \cdot \tau_2 \quad (6.2.3-6)$$

Die Konstanten K_1 und K_2 sind von der Stoßspannungsform abhängig, Tab. 6.2.3-2.

Durch geeignete Dimensionierung der Schaltungselemente können Blitzstoßspannungsimpulse mit den genormten Kennwerten erzeugt werden. Für die beiden *Grundsaltungen*, die sich in der Position des Entladewiderstandes unterscheiden, gelten geringfügig unterschiedliche Beziehungen, Bild 6.2.3-3 mit Gl. (6.2.3-3a, b, c).

Die maximale Höhe der Ladespannung U_0 wird durch die Ansprechspannung der Schalt-

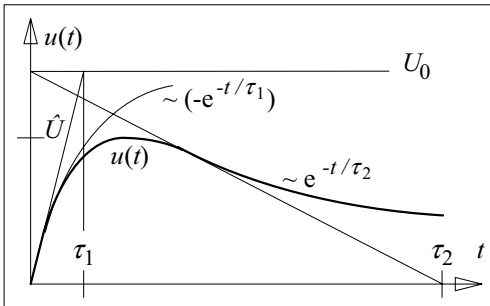


Bild 6.2.3-4: Doppelt exponentielle Stoßspannung.

Tabelle 6.2.3-2: Konstanten für die Bestimmung von Stirnzeit und Rückenhalfwertszeit.

	Stoßspannungsform			
	1,2/5	1,2/50	1,2/200	250/2500
K_1	1,49	2,96	3,15	2,41
K_2	1,44	0,73	0,70	0,87

funkenstrecke FS1 begrenzt. I.d.R. stellt man jedoch den Elektrodenabstand so weit ein, dass sie nicht selbsttätig zündet. Die Zündung erfolgt dann gezielt über einen *Triggerimpuls*, der an einer *Trigger Elektrode* einen Zündfunken erzeugt und damit die Hauptentladung auslöst, Bild 6.2.3-5. Der *Triggergenerator* muss sich auf dem Potential einer Elektrode befinden, oder es muss ein zusätzlicher Koppelkondensator eingesetzt werden.

Anmerkung: Unterhalb der Durchbruchspannung einer Funkenstrecke gibt es einen begrenzten Spannungsbereich, in dem die Feldstärken für eine Triggerung durch einen Zündimpuls noch ausreichend sind [108]. Für eine gegebene Anordnung ist der *Triggerbereich* am besten empirisch zu bestimmen. Die Spannung an der Funkenstrecke sollte dann in der Mitte des Triggerbereiches gelegt werden, um die Wahrscheinlichkeiten für einen *selbsttätigen Durchbruch* einerseits und für ein *Zündversagen* andererseits möglichst gering zu halten.

Anmerkung: Anstelle einer Triggerung durch einen Zündfunken ist es auch möglich, das Potential einer *Zwischenelektrode* durch den Zündimpuls so zu verschieben, dass die Hauptentladung ausgelöst wird [108].

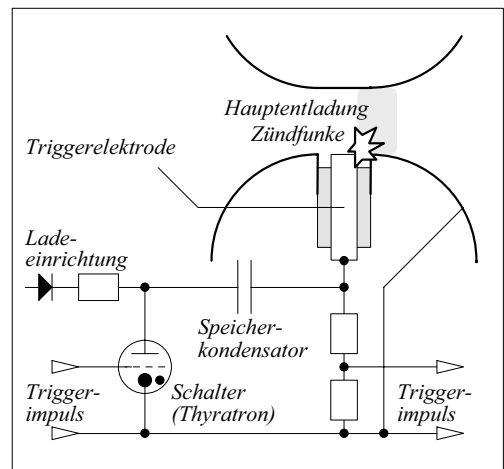


Bild 6.2.3-5: Triggerung der Hauptentladung in einer Funkenstrecke durch einen Zündimpuls.

Abgeschnittene Stoßspannungen werden durch eine *Abschneidefunkenstrecke* FS2 erzeugt. Die Abschneidezeit T_c wird entweder über den Elektrodenabstand eingestellt, oder ebenfalls durch *Triggenerung* vorgegeben.

Auch die Kenngrößen von **Schaltstoßspannungen** ergeben sich aus den Zeitkonstanten τ_1 und τ_2 . Für *Scheitelzeit* und *Rückenhalbwertszeit* gilt näherungsweise

$$T_{cr} = \frac{\tau_1 \tau_2}{\tau_2 - \tau_1} \ln \frac{\tau_2}{\tau_1} \quad (6.2.3-7)$$

und

$$T_h = \tau_2 \cdot \ln \frac{2}{\eta} \quad (6.2.3-8)$$

unter der Voraussetzung $T_h > 10 T_{cr}$ [135].

Beispiel: Bemessung eines Stoßkreises

Für den Aufbau eines Stoßkreises stehen ein Stoßkondensator $C_S = 10 \text{ nF}$ ($U_0 = 140 \text{ kV}$) und ein kapazitiver Spannungsteiler mit einer Oberspannungskapazität $C_T = 200 \text{ pF}$ zur Verfügung. Die Stoßkreiselemente sind nach Grundschialtung 1 so zu dimensionieren, dass an einer Prüflingskapazität $C_P = 800 \text{ pF}$ eine *Blitzstoßspannung* 1,2/50 erzeugt wird.

Aus $T_s = 1,2 \text{ } \mu\text{s}$ und $T_r = 50 \text{ } \mu\text{s}$ folgen mit Gl. (6.2.3-5) und -6 sowie Tab. 6.2.3-2 die *Zeitkonstanten* $\tau_1 = 405 \text{ ns}$ und $\tau_2 = 68,5 \text{ } \mu\text{s}$.

Die gesamte Belastungskapazität beträgt $C_B = C_T + C_P = 1 \text{ nF}$. Für den *Entladewiderstand* R_E ergibt sich damit aus Gl. (6.2.3-3c) $R_E = \tau_2 / (C_S + C_B) = 6,2 \text{ k}\Omega$. Für den *Dämpfungswiderstand* folgt aus Gl. (6.2.3-3b) $R_D = \tau_1 (1/C_S + 1/C_B) = 450 \text{ } \Omega$.

Der *Ausnutzungsgrad* nach Gl. (6.2.3-3a) ist $\eta = C_S / (C_S + C_B) = 91 \text{ } \%$. Bei $U_0 = 140 \text{ kV}$ wird also ein *Stoßspannungsscheitelwert* $\hat{U} = \eta \cdot U_0 = 127 \text{ kV}$ erreicht. Ein hoher Ausnutzungsgrad $\eta \approx 1$ wird offenbar nur unter der Bedingung

$$C_S \gg C_B \quad (6.2.3-9)$$

erreicht.

Die kapazitiv in C_S gespeicherte Energie wird als sogenannte „*Stoßenergie*“ bezeichnet, sie beträgt für $U_0 = 140 \text{ kV}$ etwa $W = 100 \text{ J}$. Die Stoßenergie wird hauptsächlich in den Elementen R_D und R_E umgesetzt, zum kleineren Teil auch im Funkenwiderstand der Schaltfunkenstrecke FS1 sowie als Verlustwärme in den Kondensatoren und im Prüfling.

Häufig verändern die **Eigenschaften des Prüflings** die *Form der Stoßspannung* so stark, dass die zulässigen Toleranzen nicht mehr eingehalten werden.

Große *Prüflingskapazitäten* vergrößern die *Anstiegszeitkonstante* τ_1 , der Einfluss auf die *Rückenzeitkonstante* τ_2 ist bei vergleichsweise großen Stoßkapazitäten gering. Die *Anpassung der Stirnzeit* erfolgt durch Veränderung des Dämpfungswiderstandes R_D . In einem Baukastensystem können beispielsweise gegebene Widerstände in Reihen- und Parallelschaltungen eingesetzt werden. Bei Verwendung eines Widerstandsbandes besteht i.d.R. die Möglichkeit der Anpassung durch Überbrückung von Teilstücken.

Anmerkung: Widerstandsbänder bestehen aus einem Gewebeband mit einem eingewebten durchlaufenden Widerstandsdraht großer Länge. *Hochspannungswiderstände* bestehen aus der Reihenschaltung vieler niederinduktiver Teilwiderstände, die zur Erhöhung der Spannungsfestigkeit unter Öl gesetzt oder in Gießharz eingebettet sein können.

Bei der Stoßspannungsprüfung von *Transformatoren* ergeben sich besonders starke Veränderungen im *Rücken der Stoßspannung*, weil bei einem Kurzschluss der Unterspannungsseite die niedrige *Kurzschlussimpedanz* des Transformators parallel zum Entladewiderstand liegt, Bild 6.2.3-6 (oben). Insbesondere die Streuinduktivität $L'_\sigma = L'_K$ des Transformators führt zum „Durchschwingen“, das nicht mehr als 50 % betragen darf [52]. Durch Beschaltung der Unterspannungsseite mit Widerständen R_2 , deren Wert auf der Oberspannungsseite mit dem Quadrat des Übersetzungsverhältnisses zu multiplizieren ist, muss der Stoßspannung ein normgerechter Verlauf gegeben werden, Bild 6.2.3-6 (unten).

Der komplexe Aufbau von Transformatorwicklungen führt im Zusammenspiel mit dem Stoßkreis zu Resonanzen, die sich im Stoßspannungsverlauf $u(t)$ als *überlagerte Schwingungen* äußern. Sie dürfen unter den in Kap. 6.2.3.1 genannten Bedingungen herausgemittelt werden, vgl. auch Kap. 7.1.3.5 mit Bild 7.1.3-14 und Gl. (7.1.3-6).

6.2.3.3 Mehrstufige Stoßspannungsgeneratoren

Die Spannung eines einstufigen Stoßkreises ist durch die Belastbarkeit der Bauelemente meist auf ca. 100 bis 300 kV begrenzt. Für höhere Stoßspannungen werden mehrstufige Generatoren nach E. Marx, sogenannte „**Marx-Generatoren**“, eingesetzt. Durch *parallele Aufladung* der Stufen und *serielle Entladung* erfolgt kurzzeitig eine Vervielfachung der Spannung, Bild 6.2.3-7 und Bild 6.2.3-8.

Die Aufladung der Stoßkapazitäten C_S' erfolgt in einer *Parallelschaltung* an zwei Sammelschienen über Lade- bzw. Entladewiderstände R_L' und R_E' . Die Ladeeinrichtung, muss deshalb nur für die einfache Stufenspannung U_0 bemessen sein.

Durch Zünden der Schaltfunkenstrecken werden alle Stoßkapazitäten C_S' *in Reihe* geschaltet. Bei n Stufen steht am Generatorkopf die *Summenladespannung*

$$U_{0\Sigma} = n \cdot U_0 \quad (6.2.3-10)$$

in einer *resultierenden Stoßkapazität*

$$C_S = (1/n) \cdot C_S' \quad (6.2.3-11)$$

zur Verfügung. Die *resultierende Belastungskapazität* besteht aus der Summe von Prüfungs- und Teilerkapazität:

$$C_B = C_P + C_T \quad (6.2.3-12)$$

Anmerkung: C_T wird häufig groß gegenüber den Prüflingskapazitäten gewählt, die damit nur einen schwachen Einfluss auf die Stirnzeit haben.

Die Aufladung der Belastungskapazität $C_B \approx C_T$ erfolgt über den *resultierenden Dämpfungswiderstand* R_D , der sich aus den inneren verteilten Dämpfungswiderständen R_{Di} , dem äußeren konzentrierten Dämpfungswiderstand R_{Da} und dem resultierenden Dämpfungswiderstand des Teilers R_T zusammensetzt:

$$R_D = n \cdot R_{Di}' + R_{Da} + R_T \quad (6.2.3-13)$$

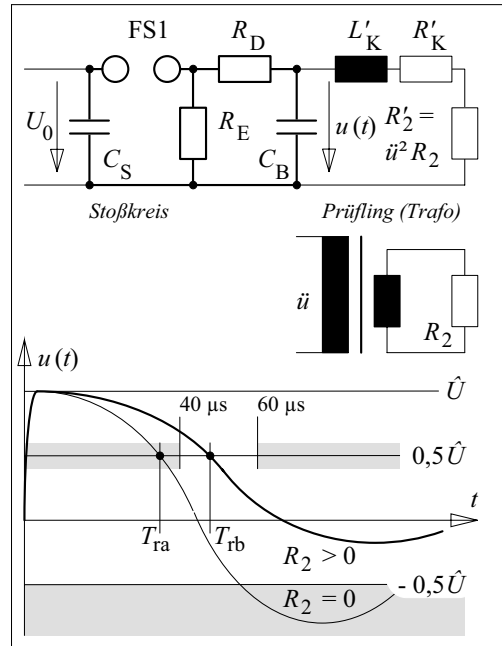


Bild 6.2.3-6: Blitzstoßspannungsprüfung eines einphasigen Transformators mit Dämpfung des Durchschwingens durch unterspannungsseitige Widerstandsbeschaltung.

Die Entladung der Stoßkapazitäten erfolgt bei durchgezündeten Schaltfunkenstrecken über die Widerstände R_E' und R_L' . Falls $R_L' \gg R_E'$ gewählt wird, gilt für den *resultierenden Entladewiderstand*

$$R_E = n \cdot R_E' \quad (6.2.3-14)$$

Für die *Berechnung* können die Gl.en (6.2.3-1) bis (-3) entweder mit den resultierenden Größen (C_S , C_B , R_D , R_E) oder mit den Größen der einzelnen Stufen (C_S' , $C_B' = n \cdot C_B$, $R_D' = R_D/n$ und R_E') verwendet werden. Vervielfachungsschaltungen sind für beide Grundschaltungen 1 und 2 möglich.

Anmerkung: Moderne Stoßgeneratoren sind häufig *modular* aufgebaut, d.h. die Stufen können in verschiedenen Kombinationen *in Reihe* oder *parallel* geschaltet werden. Dadurch ergibt sich eine größere Flexibilität für die Anpassung des Generators an unterschiedliche Prüflinge sowie für **Vor-Ort-Prüfungen**.

Alle Funkenstrecken sind so einzustellen, dass sie bei anliegender Gleichspannung U_0 nicht

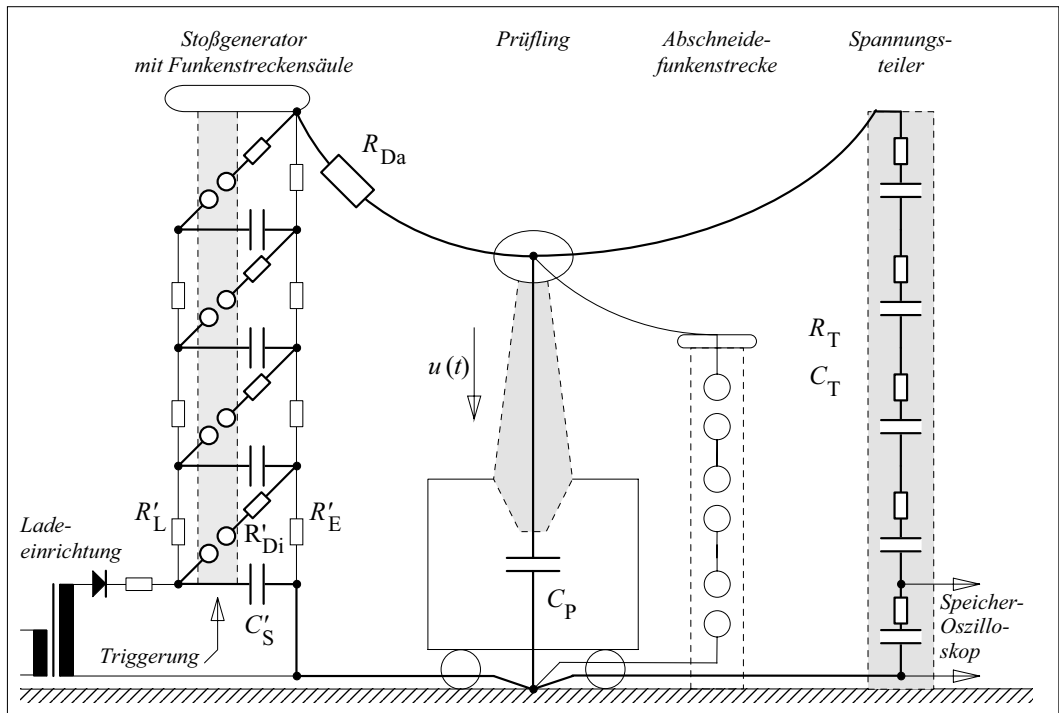


Bild 6.2.3-7: Mehrstufiger Stoßgenerator bzw. "Marx-Generator" mit zugehörigem Stoßkreis, vgl. Bild 6.2.3-8.

selbsttätig zünden. Die **Zündung** des Generators erfolgt durch *Triggerung* der *untersten Funkenstrecke*, die die beiden ersten Stoßkondensatoren in Reihe schaltet. Danach liegt an der *zweiten Funkenstrecke* die doppelte Ladespannung an, und es kommt aufgrund der hohen *Überspannung* zu einem raschen Durchbruch. Dabei wird angenommen, dass die *Streukapazitäten zur Erde* die obere Elektrode der zweiten Funkenstrecke kurzzeitig nahezu auf Erdpotential halten. Die Zündung der *weiteren Funkenstrecken* erfolgt von unten nach oben fortschreitend durch immer höhere anwachsende Überspannungen.

Die Anordnung der Entladungsstrecken übereinander in einer *Funkenstreckensäule* soll sicherstellen, dass die von der ersten Entladung ausgehende *UV-Strahlung* an den Elektrodenoberflächen der höher liegenden Funkenstrecken *Startelektronen* erzeugt und damit die *Zündverzugszeit* und *Streuung* (engl. „Jitter“) minimiert.

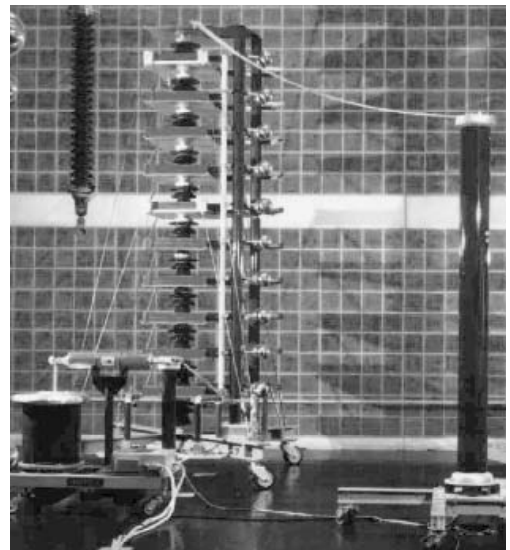


Bild 6.2.3-8: Zehnstufiger Stoßgenerator (Summenladespannung 1 MV) mit Gleichspannungsversorgung (links) und gedämpft kapazitivem Stoßspannungsteiler (rechts) im Hochspannungsprüffeld der FH Würzburg-Schweinfurt, vgl. Bild 6.2.3-7.

Anmerkung: Das Durchzündverhalten von Stoßgeneratoren kann durch *kapazitive Beschaltung* in den unteren Stufen gegen Erde verbessert werden, wenn die Streukapazitäten für ein zuverlässiges Zünden nicht ausreichend sind. Bei großen Generatoren ist oft eine *gleichzeitige Triggerung von mehreren aufeinanderfolgenden Stufen* nützlich, um ein streuungsarmes und reproduzierbares Durchzündverhalten zu erreichen. Für extreme Anforderungen an den Jitter ist schließlich die potentialfreie *Lasertriggerung* möglich.

Anmerkung: Schmutz auf den Elektrodenoberflächen verursacht häufig ungetriggerte Selbstzündungen. Es ist deshalb empfehlenswert, durch mehrere *Probeauslösungen* eventuellen Schmutz wegzubrennen und die sichere Funktion zu überprüfen.

Die **Anordnung der Stoßkreiselemente** erfolgt gemäß Bild 6.2.3-7 derart, dass der Stoßgenerator direkt an den Prüfling angeschlossen wird. Der Teiler ist *vom Prüfling ausgehend* in einem separaten Kreis anzuschließen, um die Spannung am Prüfling möglichst unverfälscht zu erfassen. Um Schwingungen und induktive Kopplungsimpedanzen zu vermeiden, sind die **Hochspannungs- und Erdverbindungen** unter Einhaltung der Isolationsabstände auf möglichst *kurzen Wegen* zu verlegen. Die Bezugsleiter werden sternförmig zu einem *zentralen Massepunkt* geführt und zentral geerdet, Bild 6.2.3-7, Kap. 6.3.8.

Anmerkung: Die hochspannungsführenden Leiter müssen nicht, wie bei Gleich- und Wechselspannung mit großen *Krümmungsradien* versehen werden. Wegen der nur kurzzeitigen Spannungsbeanspruchung kann die Isolationsfestigkeit durch ausreichende *Abstände* gewährleistet werden.

Bei *räumlich ausgedehnten Stoßkreisen*, d.h. insbesondere bei mehrstufigen Generatoren, ergeben sich nennenswerte **Kreisinduktivitäten** und Schwingungen. Sie können in erster Näherung vernachlässigt werden, wenn mindestens eine *kritische Kreisdämpfung* vorliegt. Dies ergibt für einen einfachen *RLC-Reihenschwingkreis* die Dämpfungsbedingung

$$R_D \geq 2 \cdot \sqrt{\frac{L_{\text{Kreis}}}{C_{\text{Kreis}}}} \quad (6.2.3-15)$$

nach Bild 6.2.3-9. Als *Kreiskapazität* ist die Reihenschaltung aus Stoß- und Belastungskapazität anzusehen. Die *Kreisinduktivität* kann grob aus der *Stromkreislänge* des schwingen-

den Kreises mit $1 \mu\text{H/m}$ abgeschätzt werden, vgl. Bild 6.2.3-7 mit fett ausgezogenem Entladungskreis. Zum *Dämpfungswiderstand* zählen die inneren und äußeren Dämpfungswiderstände, sowie der Teilerwiderstand R_T , sofern die Teilerkapazität den überwiegenden Anteil der Belastungskapazität darstellt.

Beispiel: Räumliche Ausdehnung eines Stoßkreises

Für den Stoßkreis des in Kap. 6.2.3.2 berechneten Beispiels ($C_S = 10 \text{ nF}$, $C_B = 1 \text{ nF}$, $R_D = 450 \Omega$) soll die maximal mögliche räumliche Ausdehnung des Stoßkreises abgeschätzt werden.

Die wirksame Kapazität ergibt sich aus der Reihenschaltung von C_S und C_B zu $C_{\text{Kreis}} = 0,909 \text{ nF}$. Bei R_D wird eine mögliche Dämpfung durch einen Teilerwiderstand *nicht* berücksichtigt, weil die Belastungskapazität im wesentlichen in der Prüflingskapazität ($C_P = 0,8 \text{ nF}$) konzentriert ist. Mit $R_D = 450 \Omega$ folgt aus Gl. (6.2.3-15) $L_{\text{Kreis}} \leq 46 \mu\text{H}$. Dies entspricht etwa einer maximalen Stromkreislänge $l \leq 46 \text{ m}$.

Bei *hohen Stoßgeneratoren oder großen Belastungskapazitäten* (mit entsprechend kleinen Dämpfungswiderständen) kann die Einhaltung der Dämpfungsbedingung nach Gl. (6.2.3-15) zu Schwierigkeiten führen.

Anmerkung: Nach dem Ansprechen der *Abschneidefunkenstrecke* ergibt sich zunächst eine hochfrequente Schwingung im Kreis aus Prüfling und Abschneidefunkenstrecke, die nur sehr schwach bedämpft wird.

Das genaue Verhalten eines Stoßkreises kann nur durch *Netzwerkanalyse* ermittelt werden.

6.2.3.4 Stoßstromgeneratoren

Stoßströme werden häufig im Zusammenhang mit *Stoßspannungen* für Prüfzwecke verwen-

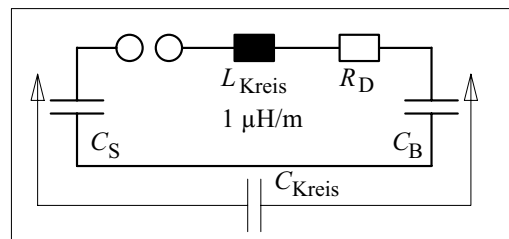


Bild 6.2.3-9: Bedämpfung des Stoßkreises durch den resultierenden Dämpfungswiderstand.

det und ähnlich wie Stoßspannungen durch Entladung *kapazitiver Energiespeicher* erzeugt. Sie sollen deshalb in diesem Zusammenhang kurz betrachtet werden.

Bei **doppelt exponentiellen Stoßströmen** sind die *Stirnzeit* T_1 und die *Rückenhalfwertszeit* T_2 genormt. Der Toleranzbereich beträgt $\pm 10\%$. Für die Definition der Stirnzeit ist allerdings die Stirngerade durch den 90 %- und den 10 %-Punkt des Kurvenverlaufs festzulegen! Das Durchschwingen darf 20 % des Scheitelwertes nicht überschreiten, die Amplituden von Schwingungen im Stromscheiden müssen unter 5 % bleiben.

Genormte „*Exponentialstoßströme*“ sind z.B. „8/20“ und „4/10“, die Zahlen geben jeweils Stirnzeit und Rückenhalfwertszeit in μs an. *Überspannungsschutzgeräte* (Funkenstrecken, Ableiter) müssen durch exponentielle Stoßströme hinsichtlich ihrer Stromtragfähigkeit nach ihrem Ansprechen geprüft werden. Außerdem erfordern die Untersuchungen zur *elektromagnetischen Verträglichkeit* (EMV) von komplexen Systemen, wie z.B. Flugzeugen, die Simulation von Blitzeinschlägen durch Stoßströme.

Die *Erzeugung von „Exponentialstoßströmen“* erfolgt aus Kondensatorbatterien, in denen Stoßkondensatoren in Parallelschaltung bis in den 100 kV-Bereich aufgeladen werden. Die Entladung erfolgt parallel auf möglichst kurzen, gleichlangen Wegen über eine Schaltfunkenstrecke und den Prüfling, Bild 6.2.3-10. Aufgrund der Kreisinduktivität folgt der Strom nicht einer Exponentialfunktion. Es handelt sich vielmehr um eine *gedämpfte Schwingung*

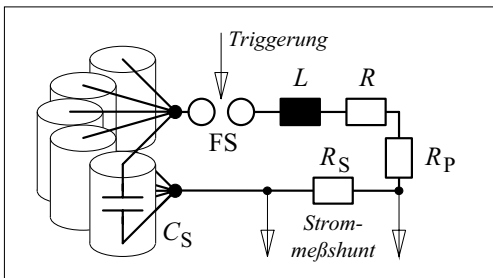


Bild 6.2.3-10: Erzeugung von Exponentialstoßströmen aus einer Kondensatorbatterie (schematisch).

eines Reihenschwingkreises. Für den Zusammenhang zwischen den Stromkennwerten T_1 , T_2 und $\hat{I}$ mit den Elementen des Stoßstromkreises sei auf die Literatur verwiesen [16].

Rechteck- bzw. Langzeitstoßströme dienen der *Simulation von Entladungsstömen*, die nach dem Ansprechen von *Überspannungsschutzgeräten* aus langen, auf Betriebsspannung geladenen Leitungen gespeist werden. Genormt wird die Zeit T_p , während der der Strom größer als $0,9 \cdot \hat{I}$ ist. Meist liegt T_p im Bereich von 500 bis 3200 μs [16].

Die *Erzeugung von Rechteck- bzw. Langzeitstoßströmen* erfolgt durch Entladung von *LC-Kettenleitern*, deren Kapazitäten zuvor geladen wurden. Dadurch wird eine elektrisch lange Leitung durch konzentrierte Bauelemente nachgebildet, Bild 6.2.3-11. Der Rechteckstoßstrom simuliert den nachzubildenden Wanderwellenvorgang.

Anmerkung: Netzfrequente Kurzschlussströme bis in den 100 kA-Bereich mit Stromflussdauern im Sekundenbereich sind *keine* Stoßströme im engeren Sinne. Sie werden aus der Schwungmasse von leistungsfähigen Umformersätzen oder durch sehr leistungsfähige Hochstromtransformatoren gespeist.

6.2.3.5 Kombinierte Prüfschaltungen

Viele Betriebsmittel der elektrischen Energietechnik werden sowohl mit *hohen Spannungen* als auch mit *hohen Strömen* beansprucht. Entsprechend leistungsstarke Prüfquellen sind mit vernünftigem technischen Aufwand nicht zu realisieren. Man setzt statt dessen kombinierte Prüfschaltungen ein, die hohe Ströme und hohe Spannungen in *getrennten leistungsschwachen Kreisen* erzeugen. Durch eine Steuerung wird die zeitliche Folge von Strom- und Spannungsbeanspruchung so abgestimmt, dass sie der Beanspruchung im Netz bzw. den Prüfanforderungen entspricht.

Überspannungsschutzgeräte werden bzgl. ihres *Ansprechverhaltens* mit Stoßspannungen geprüft. Die Prüfung des *Ableitvermögens* erfolgt durch unmittelbar anschließendes Aufschalten eines Stoßstromes, Bild 6.2.3-12.

Schaltgeräte müssen in der Lage sein, einen bestimmten netzfrequenten *Strom* zu *unterbrechen* und die *wiederkehrende Spannung* über den sich öffnenden Schaltkontakten zu isolieren. Die Prüfung des Ausschaltvermögens erfolgt mit sogenannten „synthetische Prüfschaltungen“, in denen der zu unterbrechende netzfrequente Strom aus einem Motor-Generator-Satz gespeist wird. Bei Unterbrechung des Stromes durch den Prüfling erfolgt die Triggerrung des Spannungskreises, der die wiederkehrende Spannung durch einen schwingenden Verlauf in einem *RLC*-Kreis simuliert.

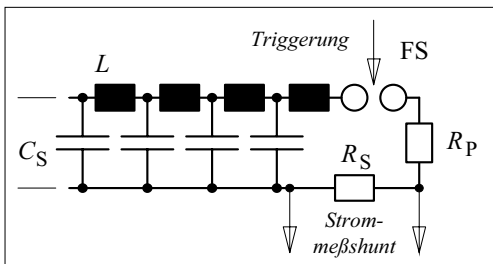


Bild 6.2.3-11: Erzeugung von Rechteckstoßströmen durch Entladung von Kettenleitern (schematisch).

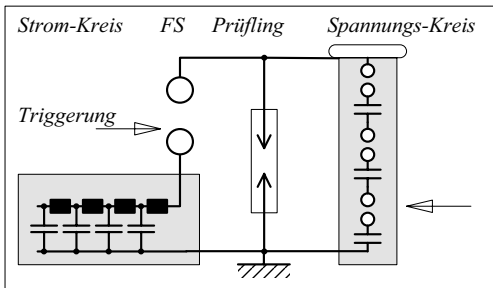


Bild 6.2.3-12: Prüfung eines Überspannungsableiters mit Stoßspannung u. Stoßstrom (schematisch).

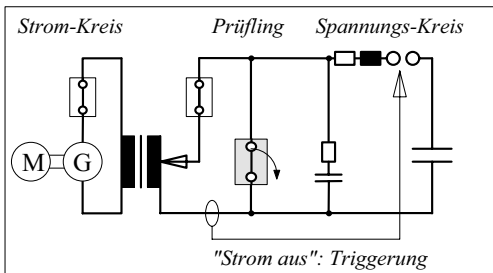


Bild 6.2.3-13: "Synthetische Prüfschaltung" zur Prüfung des Ausschaltvermögens von Schaltern (schematisch).

6.2.3.6 Spezielle Impulsgeneratoren

Für viele technische Anwendungen sind Impulse erforderlich, die nicht den für Isolationsprüfungen genormten Stoßspannungen entsprechen. Nachfolgend werden einige *Beispiele* genannt:

a) Rechteckstoßspannungen dienen der Bestimmung von System- bzw. Übertragungseigenschaften von Messsystemen durch *Sprungantwortmessungen*. Die Spannungen sind i.d.R. verhältnismäßig niedrig, da es nicht auf die Prüfung der Isolation sondern nur auf die Erzielung ausreichend hoher Signalpegel ankommt. Lediglich für die Untersuchung von Nichtlinearitäten sind hohe Spannungen erforderlich.

Bei niedrigeren Spannungen ist der Einsatz *elektronischer Funktionsgeneratoren* möglich. Höhere Rechteckspannungen bis zu einigen 100 V werden durch Parallelschalten geladener Kapazitäten zum Prüfobjekt erzeugt. Dabei ist auf niederinduktiven Aufbau und ausreichende Dämpfung von Schwingungen zu achten.

Rechteckspannungen im kV-Bereich sind durch *Leitungsgeneratoren (Kabelgeneratoren)* erreichbar, vgl. Kap. 2.6.3.3 und Bild 2.6-18. Dabei wird eine geladene Leitung über einen niederinduktiven Schalter auf die Last geschaltet. Die Entladung der Leitung durch Wanderwellen führt idealerweise zu einem rechteckförmigen Spannungsimpuls. Nach dem Wellenersatzbild 2.6-8 wird die Anstiegszeitkonstante bei ohmscher Last R praktisch ausschließlich von der Induktivität L des Schalters und dem Leitungswellenwiderstand Z bestimmt, d.h. es gilt $\tau = L/(R + Z)$. Bei kapazitiver Last C , wie z.B. bei einem kapazitiven Spannungsteiler, wird C mit der Zeitkonstanten $\tau = ZC$ exponentiell geladen. Als Schalter kommen je nach Spannung elektronische Schalter, Relais mit Quecksilber-Kontakten, Schaltrohren (Thyratrons) oder Schaltfunkenstrecken zum Einsatz.

b) Sehr schnell ansteigende Impulse im ns-Bereich dienen der Simulation elektromagnetischer

scher Wellenfelder zum *Nachweis der elektromagnetischen Verträglichkeit (EMV)* von Geräten und Systemen.

Beispielsweise wird die Widerstandsfähigkeit gegen den sogenannten *nuklearen elektromagnetischen Impuls* (NEMP, HEMP *high altitude electromagnetic pulse*), der bei einer nuklearen Explosion außerhalb der Erdatmosphäre erwartet wird, mit einem doppelt exponentiellen Impuls geprüft, dessen Anstiegszeit $T_A = 4$ ns und dessen Rückenhalbwertszeit $T_R = 200$ ns beträgt [41].

Der Prüfling wird dem transienten elektromagnetischen Wellenfeld in einer *Parallelplattenleitung* ausgesetzt, Bild 6.2.3-14. Die Speisung erfolgt aus einer geladenen Kondensatorbatterie C_S , die im Prinzip zu einem Stoßkreis gehört. Die Induktivität des Stoßkreises L_S begrenzt die erreichbare Anstiegszeit auf zu große Werte. Es ist deshalb ein sogenannter „*Nachkreis*“ erforderlich, der wesentlich *niederinduktiver* ausgeführt werden kann, weil aufgrund der nur kurzzeitigen Spannungsbeanspruchung wesentlich kleinere Isolationsabstände und Gesamtabmessungen möglich sind. D.h. es gilt $L_T \ll L_S$. Die Transferkapazität C_T wird aus der Stoßkapazität C_S über FS1 und L_S schwingend aufgeladen. Im Maximum der Kondensatorspannung $u_T(t)$ zündet FS2 und führt zu einem raschen *Spannungsanstieg* $u_R(t)$ an der Last mit der Zeitkonstanten L_T/R . Der *Rückenabfall* des Impulses wird durch die Entladung von C_T über R bestimmt.

Im sogenannten „*Transferbetrieb*“ wird $C_T \approx C_S$ gewählt. Dabei überträgt die Schwingung idealerweise die gesamte Ladung aus C_S auf C_T , Bild 6.2.3-14. Im sogenannten „*Peaking-Betrieb*“ wird $C_T \ll C_S$ gewählt. Dadurch ergeben sich noch kleinere Induktivitäten und Anstiegszeiten im Nachkreis.

c) Hochleistungsimpulstechnik: In vielen technischen Anwendungen sind Hochspannungsimpulse zur *Versorgung von Geräten* erforderlich, Kap. 7.4.2. Bestimmende Kenngröße ist dabei immer eine bestimmte *Impuls-*

energie oder *Impulsleistung* und die Impulshäufigkeit bzw. *Repetitionsrate*. Der übliche Spannungsbereich erstreckt sich bis zu mehreren 10 kV.

Die *Impulserzeugung* erfolgt i.d.R. durch Entladung eines kapazitiven Energiespeichers aus *impulsfesten Kondensatoren* in einem niederinduktiven Entladungskreis. Für einen repetierenden Betrieb sind eine kurze Ladezeit und ein hoher Wirkungsgrad erforderlich. Aus diesem Grund werden die einfachen netzgespeisten Ladeeinrichtungen zunehmend von Schaltnetzteilen mit *Konstantstromladung* verdrängt, vgl. Kap. 6.2.2.3. Schaltnetzteile eignen sich aufgrund ihres geringeren Gewichts besonders auch für mobile Anlagen.

Wichtige Anwendungen sind in Kap. 7.4.2 zusammengestellt, wie z.B. die Erzeugung **akustischer Schockwellen** unter Wasser für *medizinische Zwecke*, für die *Fertigung* oder

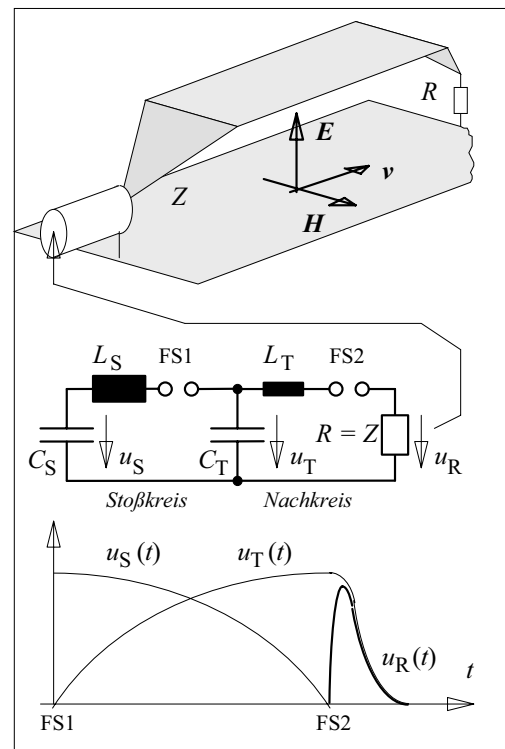


Bild 6.2.3-14: Stoßkreis mit Nachkreis zur Erzeugung sehr schnell ansteigender Impulse für die Speisung eines NEMP-Simulators.

für das *Recycling*. Weitere Anwendungen ergeben sich für **gepulste Lichtquellen**, d.h. für *Impulslaser*, *Blitzgeräte* und *UV-Quellen* für die chemische Prozesstechnik (z.B. Härtung fotoempfindlicher Lacke und Harze).

Elektrofilter können mit Impulsspannungen betrieben werden, um das Abscheideverhalten bei hochohmigen Stäuben zu verbessern. Durch den Impulsbetrieb werden das *Rücksprühen* durch geladenen Staub und die damit zusammenhängenden Teil- und Filterdurchschläge vermieden [136].

Außerdem basieren verschiedene **Prüfverfahren** auf dem Einsatz von Hochspannungsimpulsen, wie z.B. die akustisch-elektrische *Kabelfehlerortung* (Lokalisierung von Entladungsgeräuschen), die *Simulation von Überspannungen* (Hybridgenerator für Stoßspannungen und -ströme, Burst-Generator, Netzstörsimulator [41]) und die *Simulation elektrostatischen Entladungen* („ESD-Pistole“).

d) Pulsed Power: Für extreme Impulse, wie sie in der physikalischen *Grundlagenforschung*, der *Materialforschung* und als Zündimpulse für *Kernfusionsexperimente* eingesetzt werden, wurde der Begriff „Pulsed Power“ geprägt [138].

In extremen Fällen sind Impulsleistungen im TW-Bereich, Spannungen im MV-Bereich und Ströme im MA-Bereich bei Lastimpedanzen von wenigen Ohm gefordert. Die Anstiegszeiten liegen typischerweise bei ca. 10 ns und die Halbwertsbreiten bei einigen 10 ns [15], [42], [43], [137].

Obwohl die Impulsenergien dabei nur im Bereich von einigen 100 kJ liegen, können solche Impulse *nicht* unmittelbar aus konventionellen kapazitiven Energiespeichern erzeugt werden, weil auch bei kompaktem ölisoliertem Aufbau die Kreisinduktivitäten viel zu groß sind. Man muss deshalb die Energie schwingend auf *immer kompaktere und niederinduktivere Kreise* übertragen, Bild 6.2.3-14 und -15. Die elektrische Festigkeit der immer geringeren Isolationsabstände wird durch die immer geringere Beanspruchungsdauer gewährleistet.

D.h. zum Ausgang hin erfolgt eine **räumliche und zeitliche „Kompression“** der Energie.

Viele kreisförmig angeordnete und *synchron ausgelöste Module* speisen Impulslaser oder Teilchenstrahldioden, die auf ein „Target“ fokussiert sind. Im Zentrum der Anordnung ergeben sich dadurch *extreme Leistungsdichten*, vgl. Bild 2.6-20. Die eigentliche Impulserzeugung erfolgt dabei nach dem Prinzip des *Leitungsgenerators* durch Entladung einer Wandlerwellenleitung, vgl. Bild 2.6-18 und -19.

Bild 6.2.3-15 zeigt das Schema eines ausgeführten Moduls, das als Teil einer Anlage aus 36 kreisförmig angeordneten synchronen Modulen aufzufassen ist [15], [137].

Aus einem mehrstufigen Stoßkreis mit *konventionellen Stoßkondensatoren* C_S wird nach Zünden der Generatorfunkenstrecken (FS1) eine *Transferkapazität* C_T über die verhältnismäßig große Kreisinduktivität L_S innerhalb von wenigen μ s schwingend aufgeladen. Bei Gleichheit der Kapazitäten erfolgt idealerweise ein *vollständiger Energietransfer*. C_T kann wegen der kurzen Beanspruchungszeit mit *entionisiertem Wasser* isoliert werden. Die hohe Dielektrizitätszahl $\epsilon_r = 81$ und die hohe elektrische Kurzzeitfestigkeit erlauben einen sehr kompakten und niederinduktiven Aufbau, z.B. in koaxialer Form, Bild 6.2.3-15 (oben). Aus der Transferkapazität wird eine noch kompaktere *pulsformende Plattenleitung* (PFL 1) in weniger als 1 μ s über die vergleichsweise geringe Induktivität L_T schwingend geladen.

Der eigentliche *Impuls* entsteht durch Zündung der Funkenstrecke 3 nach dem Prinzip des Leitungsgenerators, vgl. Bild 2.6-18. Die *Wasserisolation* erlaubt aufgrund der hohen Dielektrizitätszahl, bzw. der geringen Wellenausbreitungsgeschwindigkeit, eine sehr kurze Baulänge l_1 für die pulsformende Leitung PFL 1. Bei einer Halbwertsbreite $T_H = 50$ ns ist eine einfache Laufzeit $\tau_{PFL1} = T_H/2 = 25$ ns erforderlich, vgl. Bild 2.6-18. Mit $v_{\text{Wasser}} = 3,3$ cm/ns (zum Vergleich $v_{\text{Vakuum}} = 30$ cm/ns) folgt $l_1 = 83$ cm. Für eine geringe Anstiegszeit

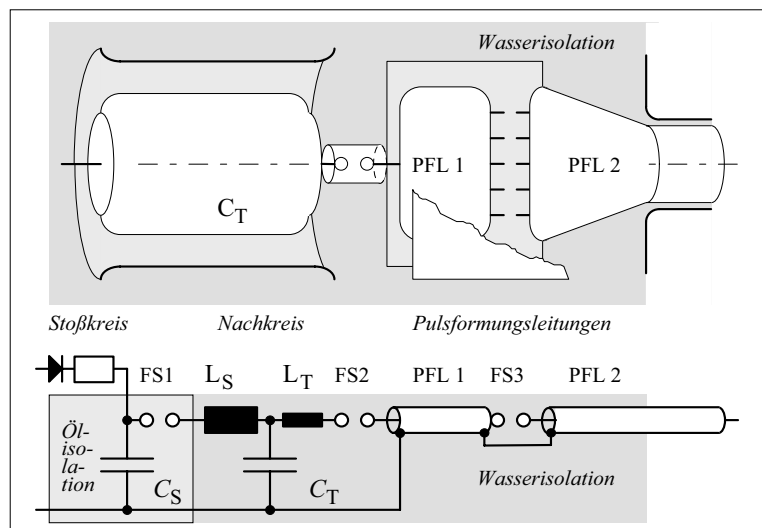
des Impulses ist eine *extrem niedrige Induktivität der Funkenstrecke* FS3 erforderlich. Sie wird deshalb durch *parallele* wasserisolierte Stabfunkenstrecken ausgeführt, die durch die Stablängen *laufzeitentkoppelt* sind und deshalb parallel zünden können.

Anmerkung: Die **synchrone Zündung und Triggern parallel der Entladungskanäle** stellt eine wesentliche Voraussetzung für die Erzeugung rasch ansteigender Impulse und für die Synchronisation mehrerer Module dar. Eine interessante Innovation besteht in der *Lasertriggerung* von gasisolierten Funkenstrecken aus parallelen Stäben („*rail-gap-Funkenstrecken*“) in denen die Startelektronen im gesamten Feldvolumen aus *metallischen Aerosolen* (Schwebstoffen) durch laser-induzierte Photoemission freigesetzt werden [139], [140].

Der *Ausgangsimpuls* breitet sich als Wanderwelle auf einer Ausgangsleitung (PFL 2) zur Last hin aus. Dabei sind verschiedene *Anpassungen* möglich, wie z.B. Übergang von Plattengeometrie auf koaxiale Geometrie, Impedanzveränderung, Polaritätsvertauschung oder reflektorische Spannungs- und Leistungserhöhung durch verzögertes Ansprechen weiterer Funkenstrecken [43].

Weiterführende Konzepte beinhalten eine vollständige Raumerfüllung durch Plattenleitungsgeometrien, Stapeln von mehreren Generatorebenen sowie flexible Leitungsveraltungen zur Anpassung an unterschiedliche Lastimpedanzen [14].

Bild 6.2.3-15: Pulse-Power-Generator für Tera-Watt-Impulse mit Spannungen und Strömen im MV- und MA-Bereich, bestehend aus konventionellem kapazitivem Energiespeicher (Stoßkreis), wasserisolierter Transferkapazität (Nachkreis), pulsformender Wanderwellenleitung (PFL 1) und Ausgangsleitung (PFL 2) in schematischer Darstellung [15], [137]. Die Synchronisierung paralleler Module erfolgt durch Triggern der Funkenstrecken 1 (Stoßkreis) und 2 (Nachkreis).



6.3 Hochspannungsmesstechnik

Die Messung hoher Feldstärken, hoher Spannungen und hoher Ströme stellt besondere Anforderungen an die dafür eingesetzten Meßsysteme. Nachfolgend werden kurz die wichtigsten Prinzipien und ihre Eignung für die Erfassung der verschiedenen Messgrößen angesprochen. Weiterführende Informationen sind in der Spezialliteratur enthalten [141].

6.3.1 Messfunkenstrecken

6.3.1.1 Kugelfunkenstrecke

Die klassische Hochspannungsmesseinrichtung für *direkte* Spannungsmessungen ist die Kugelfunkenstrecke. In Durchschlagsversuchen wird aus der *Schlagweite* d auf den *Scheitelwert* der Spannung $\hat{U}$ vor dem Durchschlag geschlossen, Bild 6.3.1-1. Dabei gelten die tabellierten Zusammenhänge für ein schwach inhomogenes Feld, Tab. 6.3.1-1 [142]. D.h. der Kugeldurchmesser D muss wesentlich größer als die Schlagweite d sein. Als Faustformel gilt für den Scheitelwert der zu messenden Spannung

$$\hat{U}/\text{kV} < D/\text{mm} \quad (6.3.1-1)$$

Bei zu großer Inhomogenität des Feldes nehmen die Streuungen zu, außerdem wird das Feld zwischen den Kugeln in zunehmendem Maße von den Strukturen der Umgebung beeinflusst. Man muss deshalb die Umgebung der Kugelfunkstrecke innerhalb eines *Schutzbereiches* frei von feldverzerrenden Strukturen halten. Der kugelförmige Schutzbereich wird mit Mindestradien zwischen $14 \cdot d$ für kleine Kugeldurchmesser (bis $D = 6,25$ cm) und $6 \cdot d$ für große Kugeldurchmesser (bis $D = 200$ cm) um den Durchschlagspunkt herum festgelegt [141]. Auch die Höhe des

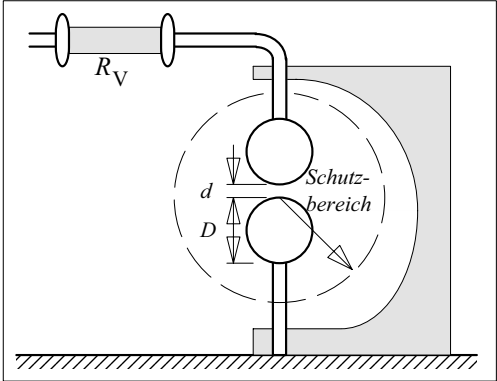


Bild 6.3.1-1: Kugelfunkstrecke mit Vorwiderstand.

Tabelle 6.3.1-1: Scheitelwerte der 50 %-Durchschlagspannung von einpolig geerdeten Kugelfunkstrecken in kV für verschiedene Kugeldurchmesser D und Schlagweiten d bei Gleich-, Wechsel- und negativer Stoßspannung (linke Spalte) sowie positiver Stoßspannung (rechte Spalte) unter atmosphärischen Normalbedingungen (T = 20 °C, p = 1013 mbar = 1013 hPa = 760 Torr).

Die Stoßspannungswerte gelten für Rückenzeiten größer oder gleich 50 µs, der Polaritätseffekt bei positiver Stoßspannung ist durch kursive Zahlen gekennzeichnet. Die fett gedruckten Zahlen entsprechen etwa den Werten des homogenen Feldes und gelten auch für größere Kugeldurchmesser D. Die Messunsicherheiten werden bei Wechsel- und Stoßspannung für $d < D/2$ mit $\pm 3\%$ und bei Gleichspannung für $d < 0,8 \cdot D/2$ mit $\pm 5\%$ angenommen, die in Klammern gesetzten Werte weisen größere, ungeklärte Streuungen auf.

$\frac{d}{\text{cm}}$	$D = 5 \text{ cm}$	$D = 10 \text{ cm}$	$D = 15 \text{ cm}$	$D = 25 \text{ cm}$	$D = 50 \text{ cm}$	$D = 75 \text{ cm}$	$D = 100 \text{ cm}$	$\frac{d}{\text{cm}}$
	$\sim$ $\swarrow \searrow$	$\sim$ $\swarrow \searrow$	$\sim$ $\swarrow \searrow$	$\sim$ $\swarrow \searrow$	$\sim$ $\swarrow \searrow$	$\sim$ $\swarrow \searrow$	$\sim$ $\swarrow \searrow$	
0,5	17,4	17,4	16,8	16,8	$\rightarrow$			0,5
1	32,0	32,0	31,7	31,7	$\rightarrow$			1
1,5	45,5	46,2	45,5	45,5	$\rightarrow$			1,5
2	57,5	59,5	59,0	59,0	$\rightarrow$			2
2,4	65,5	69,0	69,5	70,0	70,0	70,0	$\rightarrow$	2,4
3	(75,5)	(81,0)	84,0	85,5	85,5	85,5	86,0	3
4	(88,5)	(97,5)	105	109	110	111	112	4
5			123	130	133	136	137	5
6			(138)	(148)	152	158	161	6
7			(150)	(163)	169	178	184	7
8					(185)	(196)	206	8
9					(198)	(212)	226	9
10							244	10
12							275	12
14							(302)	14
16							(326)	16
18							(347)	18
20							(366)	20
24								24
30								30
40								40
50								50
60								60
70								70

Durchschlagspunktes über dem geerdeten Boden ist festgelegt.

Der strombegrenzende *Vorwiderstand* R_V ist so zu dimensionieren, dass die Spannung über der Kapazität der Kugelfunkenstrecke nicht nennenswert herabgesetzt wird. Die Kapazität einer Kugelfunkenstrecke kann mehrere 10 pF betragen.

Anmerkung: Übliche Widerstandswerte für Wechselspannungen mit Frequenzen bis zu 1 kHz liegen im Bereich zwischen 10 k Ω und 1 M Ω . Bei höheren Frequenzen und bei Stoßspannungen müssen kleiner Widerstände gewählt werden. Für die Bedämpfung von Schwingungen in Stoßkreisen sind i.d.R. einige 100 Ω ausreichend.

Der besondere Vorteil der Kugelfunkenstrecke liegt in ihrer *einfachen und universellen Anwendbarkeit*. Sie eignet sich für die Bestimmung von **Scheitelwerten** bei **Gleichspannung**, **Wechselspannung** (bis etwa 100 kHz), sowie **Schalt- und Blitzstoßspannung** ($T_r \geq 50 \mu s$), weil die Stoßkennlinien im homogenen Feld bis in den μs -Bereich sehr flach verlaufen. Ein Polaritätseffekt ergibt sich bei einseitig geerdeter Kugelfunkenstrecke nur bei den größeren Schlagweiten für Stoßspannungen durch Feldverzerrungen.

Nachteile der Kugelfunkenstrecke sind der Zusammenbruch der gemessenen Spannung beim Durchschlag und die Streuung der Spannungswerte, die eine *Vorionisierung* (mit UV- oder Laserlicht) und eine *Mittelwertbildung* aus mehreren, wenig streuenden Durchschlagswerten erforderlich macht. Vor einer Messung muss eventuell abgelagerter Staub durch *Reinigungsdurchschläge* weggebrannt werden, bis sich reproduzierbare, wenig streuende Werte ergeben. Auch gibt es keine direkte und kontinuierlichen Spannungsanzeige.

Die gemessenen Scheitelwerte $\hat{U}_{d50}$ müssen außerdem gemittelt und auf die Normalwerte $\hat{U}_{d50(0)}$ unter *atmosphärischen Normalbedingungen*

Temperatur	$T = 20^\circ \text{C}$ und
Luftdruck	$p = 1013 \text{ mbar}$

umgerechnet werden. Korrigiert werden Veränderungen der **Luftdichte**, nicht jedoch der *Luftfeuchtigkeit*, die im schwach inhomogenen Feld der Kugelfunkenstrecke von untergeordneter Bedeutung ist. Eine *vereinfachte Umrechnung* geht von der Proportionalität zwischen Durchschlagspannung und relativer Luftdichte δ im Bereich von $\delta = 0,9 \dots 1,1$ aus [135]:

$$\begin{aligned}\hat{U}_{d50} &\approx \hat{U}_{d50(0)} \cdot \delta \\ \delta &= \frac{p}{1013 \text{ mbar}} \cdot \frac{293 \text{ K}}{273 \text{ K} + T}\end{aligned}\quad (6.3.1-2)$$

Anmerkung: Die Normen sehen anstelle der relativen Luftdichte δ einen geringfügig abweichenden *Luftdichtekorrekturfaktor* k_0 vor [142], der sich aus dem leicht gekrümmten Verlauf der Paschen-Kurve ergibt, vgl. Kap. 3.2.5.5.

Anmerkung: Die Umrechnung auf Normalbedingungen im *inhomogenen Feld* ist in Kap. 3.2.5.5 beschreiben.

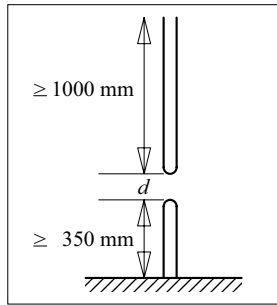
Die Kugelfunkenstrecke wurde früher gern als *einfaches und anschauliches Kalibriermittel* für andere Messsysteme eingesetzt. Die erreichbare Messunsicherheit von 3 % bei Wechsel- und Stoßspannung bzw. 5 % bei Gleichspannung ist jedoch für ein normgerechtes Referenzsystem *nicht mehr ausreichend*, vgl. Tab. 6.1-1. Die Verwendung als *Messsystem für Wechsel- und Stoßspannung* ist jedoch möglich. Der Durchschlag liefert einen sehr anschaulichen und direkten Spannungsnachweis. Kugelfunkenstrecken besitzen deshalb noch immer großen praktischen Wert für rasche *orientierende Vergleichsmessungen*.

Anmerkung: Kugelfunkenstrecken können im Hochspannungslabor auch als *Schutzfunkenstrecken*, als *Abschneidefunkenstrecken* und als *veränderbare Kapazitäten* eingesetzt werden.

6.3.1.2 Stab-Stab-Funkenstrecke

Andere Funkenstreckengeometrien haben keine besondere praktische Bedeutung erlangt. Lediglich Stab-Stab-Funkenstrecken eignen sich für die Messung von **Gleichspannungen** im Bereich von 120 bis 1300 kV, für den ein

Bild 6.3.1-2: Stab-Stab-Funkenstrecke für die Messung hoher Gleichspannungen (Stabdurchmesser $D = 20 \text{ mm}$).



empirisch ermittelter linearer Zusammenhang zwischen Durchschlagspannung und Schlagweite nachgewiesen wurde [144], Bild 6.3.1-2. Standardabweichung ($< 1 \%$) und Messunsicherheit ($\pm 2 \%$) sind *geringer* als bei der Kugelfunkenstrecke.

Nach dem Einsatz von Koronaentladungen ist die Durchschlagspannung weitgehend unabhängig vom Radius der verrundeten Stäbenenden. Von großem Einfluss sind allerdings die *absolute Luftfeuchtigkeit* h und die *relative Luftdichte* δ .

$$\dot{U}_{d50} = \delta[U_0 + d \cdot 5,1 \text{ kV/cm}] \cdot [0,051 \cdot (8,65 + h/\text{g/m}^3)]^{0,25} \quad (6.3.1-3)$$

Für die Konstante U_0 gilt $U_0 = 20 \text{ kV}$ bei positiver und $U_0 = 15 \text{ kV}$ bei negativer Gleichspannung.

6.3.2 Elektrostatische Voltmeter

Elektrostatische Voltmeter ermöglichen eine *absolute Spannungsmessung*, d.h. die Spannungsmessung kann auf die Messung anderer physikalischer Größen (Kraft und Weg) zurückgeführt werden, Bild 6.3.2-1. In einem berechenbaren, d.h. z.B. homogenen elektrischen Feld wird ein exzentrisch gelagertes Plättchen durch die *Kraft des Feldes* so weit ausgelenkt, bis die Feldkraft der *Kraft einer Rückstellfeder* entspricht. Über einen Spiegel wird die Auslenkung x durch Projektion eines Zeigerbildes auf eine in Spannungswerten geteilte Skala zur Anzeige gebracht. Im Kräftegleichgewicht

$$F_{\text{el}} = 0,5 \epsilon_0 A U^2/d^2 = F_{\text{Feder}} = D \cdot x$$

ist die Auslenkung proportional zum *Quadrat der Spannung* und umgekehrt proportional zum Quadrat des Elektrodenabstandes:

$$x \sim U^2/d^2 \quad (6.3.2-1)$$

Die Anzeige ist bei *Gleichspannung* unabhängig von der Polarität. Bei *Wechselspannung* kann das System aufgrund seiner Trägheit der zeitlich pulsierenden Kraft nicht folgen, es wird der Mittelwert des Spannungsquadrats angezeigt. Damit handelt es sich um eine **echte Effektivwertmessung**, unabhängig von der Spannungsform. Die Anzeige von Stoßspannungen ist *nicht* möglich. Eine hohe *Genauigkeit* (bis zu $0,1 \%$) ergibt sich wegen der quadratischen Spannungsabhängigkeit der Anzeige nur im oberen Teil des Spannungsmessbereiches, für kleinere Spannungen sinkt die Genauigkeit stark ab. Eine Verstellung des *Messbereiches* ist nach Gl. (6.3.2-1) durch Veränderung des Elektrodenabstandes d möglich.

Die herausragende Eigenschaft elektrostatischer Voltmeter besteht in ihrer extrem **geringen Rückwirkung** durch den Isolationswiderstand und durch die Kapazität zwischen den Elektroden.

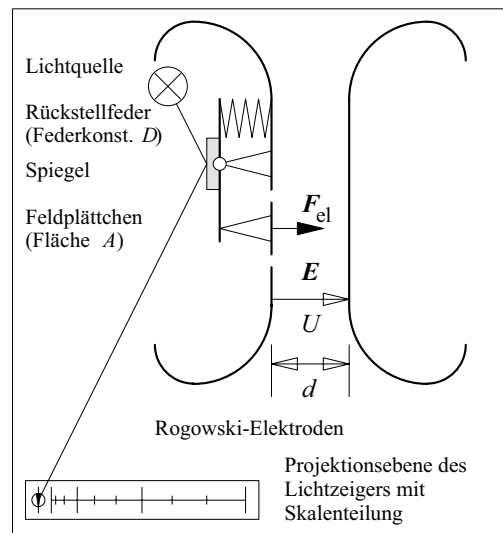


Bild 6.3.2-1: Elektrostatisches Voltmeter (Starke-Schröder-Voltmeter).

Kompakte Bauweisen mit geschlossenem Gehäuse werden bis zu einigen 10 kV ausgeführt. Oberhalb von 100 kV ergeben die Verrundungen der Elektrodenränder so große Abmessungen, dass druckgasisolierte Ausführungen zum Einsatz kommen. Elektrostatische Voltmeter sind Präzisionsinstrumente mit empfindlicher Verstellmechanik und Projektionsoptik. Sie werden deshalb i.d.R. nur unter den kontrollierten Bedingungen eines Labors eingesetzt.

6.3.3 Feldsensoren

6.3.3.1 Räumlich konzentrierte Sensoren

Klassische Feldsensoren erfassen die Stärke **zeitveränderlicher elektrischer und magnetischer Felder** durch den in eine *Messfläche* eingekoppelten *Verschiebungsstrom* bzw. durch die in einer *Messschleife* induzierte *Umlaufspannung*, Bild 6.3.3-1 (oben). Dabei werden die Sensoren als räumlich konzentriert bzw. „elektrisch kurz“ angenommen, so dass Ersatzschaltbilder mit *konzentrierten Elementen* angegeben werden können, Bild 6.3.3-1 (unten). Die breitbandige Erfassung extrem schnell veränderlicher Vorgänge ist durch entsprechend *kleine Sensorabmessungen* möglich. Bei bekannter Feldgeometrie, wie z.B. in homogenen oder koaxialsymmetrischen Feldern kann aus den Messgrößen auf die Spannung, den Strom oder den elektromagnetischen Wellenvorgang geschlossen werden.

Wichtige Anwendungen sind z.B. die breitbandige Erfassung von *Fast Transients* und *Teilentladungsimpulsen* in gasisolierten Schaltanlagen, die *Richtkopplertechnik* zur richtungsselektiven Erfassung von TE- und Störimpulsen [215] oder die Messung von Pulsformungsvorgängen der *Pulse Power Technologie* [5], [145], [146], [147], [148].

Anmerkung: Durch symmetrischen Aufbau wird die Empfindlichkeit der kapazitiven und magnetischen Sensoren gegen die unerwünschten magnetischen bzw. kapazitiven Einkopplungen reduziert, Bild 6.3.3-1.

Da die Signale den *zeitlichen Ableitungen* der Feldgrößen proportional sind, muss i.d.R. eine

Integration erfolgen. Sie kann aktiv durch breitbandige Integrationsverstärker bzw. durch numerische Integration des digitalisierten Signals erfolgen. Bei extrem schnellveränderlichen Vorgängen empfiehlt sich beim kapazitiven Sensor jedoch die *unmittelbare passive Integration* durch eine definiert aufgebaute Streukapazität C_S , die durch R_S nur hochfrequent belastet werden darf. Beim magnetischen Sensor kann die Eigeninduktivität L_S der magnetischen Schleife in Verbindung mit einer niederohmigen Last R_S für die passive Integration genutzt werden, Bild 6.3.3-1 (unten).

Anmerkung: Der kapazitive Sensor mit kapazitiver Last C_S kann auch als *kapazitiver Spannungsteiler* aufgefasst werden, wenn die Einkopplung des Verschiebungsstromes durch eine hochspannungsseitige Streukapazität C_H beschrieben wird, Bild 6.3.3-1 (unten mittig).

6.3.3.2 Räumlich ausgedehnte Sensoren

Bei extrem schnellveränderlichen Feldgrößen bzw. bei räumlich ausgedehnten Sensoren, wie z.B. bei Rogowski-Spulen, müssen die Laufzeitercheinungen im Sensor selbst berücksichtigt werden [145], [146]. D.h. der Sensor

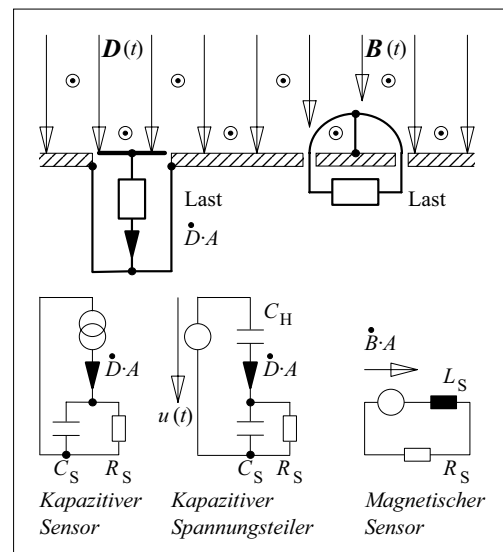


Bild 6.3.3-1: Einkopplung von Verschiebungsstrom in eine kapazitive Messfläche und Induktion einer Umlaufspannung in einer magnetischen Schleife.

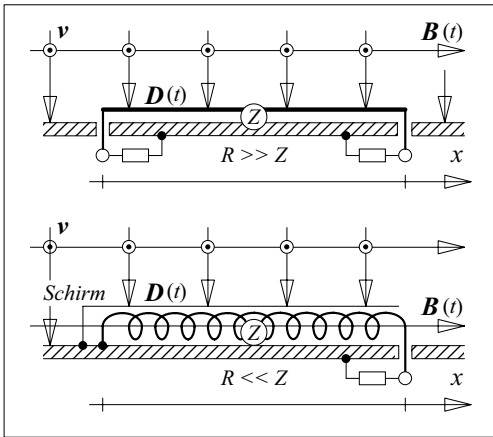


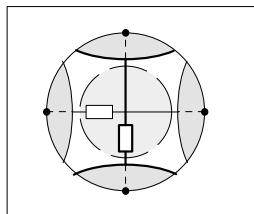
Bild 6.3.3-2: Räumlich ausgedehnte (elektr. lange) kapazitive und magnetische Sensoren als Systeme mit verteilten Parametern und verteilter Einkopplung in der Phasenebene einer TEM-Welle [5].

selbst ist als System mit verteilten Parametern bzw. als „elektrische lange“ Wanderwellenleitung mit dem Leitungswellenwiderstand Z aufzufassen, Bild 6.3.3-2, vgl. auch Kap. 2.6.

Es konnte nachgewiesen werden, dass sich auch laufzeitbehaftete Sensoren für die Messung *extrem schnellveränderlicher Vorgänge* eignen, wenn sie im Leerlauf ($R \gg Z$ bei kapazitiven Sensoren) bzw. mit sehr niederohmiger Last ($R \ll Z$ bei magnetischen Sensoren) betrieben werden und wenn die *verteilte Einkopplung* in den Sensor an jedem Ort *synchron und mit gleicher Amplitude* erfolgt. D.h. der in x -Richtung als Wanderwellenleitung aufgefasste Sensor muss senkrecht zur Ausbreitungsrichtung in der *Phasenebene* der elektromagnetischen (TEM-) Welle angeordnet sein [5], [149], [150], Bild 6.3.3-2.

Bei räumlich ungleichmäßiger Einkopplung enthält das Sensorsignal Informationen über die *Orts- und Zeitabhängigkeit* der Feldgröße in Form gefalteter Orts- und

Bild 6.3.3-3: Potentialfreie kapazitive Sonde zur Erfassung von Verschiebungsströmen in den drei Raumrichtungen mit sechs Messflächen.



Zeitfunktionen. Die räumliche Feldverteilung entlang der Sensorkontur in x -Richtung kann dann bei bekannter Zeitfunktion durch numerische Entfaltung ermittelt werden [5].

6.3.3.3 Potentialfreie Sonden

Die räumliche Ausmessung elektrischer und magnetischer Felder kann mit den in Bild 6.3.3-1 beschriebenen Sensorprinzipien auch mit potentialfreien Sonden erfolgen, die *im jeweiligen Messort potentialfrei positioniert* werden. Die Signalübertragung erfolgt auf optischem Weg, z.B. über Lichtwellenleiter.

Bei kapazitiven Sonden sind für jede Feldstärkekomponente zwei Messflächen erforderlich. Für *dreidimensionale Messungen* werden kugelförmige Sonden mit sechs Messflächen verwendet [151], Bild 6.3.3-3. Wegen der lokalen Verzerrung des elektrischen Feldes durch leitende Kugeln ist das räumliche *Auflösungsvermögen* begrenzt, vgl. Bild 2.3-17.

Eine andere Möglichkeit für potentialfreie Messungen besteht im Einsatz elektrooptischer Sensoren, Kap. 6.3.3.5.

6.3.3.4 Generatorische Sensoren

Statische, stationäre und sehr langsam veränderliche Felder koppeln weder nennenswerten Verschiebungsstrom in ruhende Flächen ein, noch induzieren sie nennenswerte Spannungen in ruhenden Schleifen. Wird jedoch in sogenannten „*Feldmühlen*“ durch *mechanische Bewegung des Sensors* eine zeitliche Veränderung der dielektrischen Verschiebung auf der Sensorfläche bzw. des magnetischen Flusses durch die Sensorschleife bewirkt, ergeben sich feldstärkeproportionale Verschiebungsströme bzw. induzierte Spannungen, vgl. Bild 6.3.3-1.

Als Beispiel für die Messung zeitlich konstanter elektrischer Felder sei das **Rotationsvoltmeter** betrachtet, Bild 6.3.3-4. Die sektorförmige Messfläche rotiert im Feldschatten einer geerdeten Blende. Damit verändert sich die *wirksame Fläche* $A(t)$ sinusförmig. An der Achse kann bei zeitlich konstanter Verschie-

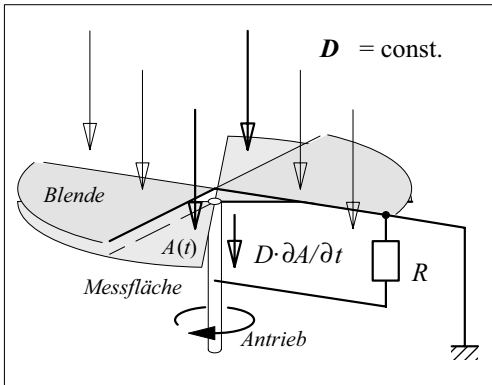


Bild 6.3.3-4: Messung statischer und stationärer elektrischer Felder durch zeitliche Veränderung der Meßfläche $A(t)$ im Feldschatten einer geerdeten Blende (Rotationsvoltmeter).

ungsdichte D der sinusförmige Strom $D \cdot \partial A / \partial t$ entnommen werden, weil die vom Feld auf der Messfläche gebundene bzw. influenzierte Ladung sich mit der Größe der wirksamen Fläche $A(t)$ verändert.

Anmerkung: Es ist natürlich auch möglich, eine feststehende Messfläche im Feldschatten einer rotierenden geerdeten Blende zu verwenden.

Anmerkung: Ein anderes generatorisches Prinzip wird im „Schwingvoltmeter“ verwirklicht, bei dem sich durch Vibration der Messfläche Abstands- und Kapazitätsveränderungen zur Hochspannungsseite ergeben.

Generatorische Sensoren sind *Feldstärkemessgeräte*, die bei bekannter Feldgeometrie, oder aufgrund einer Kalibrierung, auch zur *Span-*

nungsmessung, d.h. als „Voltmeter“ eingesetzt werden können. Im Vergleich mit elektrostatischen Spannungsmessern besteht ebenfalls *praktisch keine Rückwirkung* auf die Spannungsquelle, der keine Leistung entnommen wird. Vorteilhaft ist weiterhin der *lineare Zusammenhang* zwischen Feld- und Stromstärke, sowie die wesentlich höhere *Empfindlichkeit*. Damit eignen sich generatorische Sensoren für hochohmigen Messungen von konstanten oder sehr langsam veränderlichen Größen, wie z.B. bei wiederkehrenden Spannungen.

6.3.3.5 Elektro- und magnetooptische Feldsensoren

Elektrische oder magnetische Felder können die optischen Eigenschaften verschiedener Stoffe beeinflussen, so dass sich der *Polarisationszustand* von Licht modulieren lässt. Dadurch ergeben sich für die Hochspannungstechnik sehr attraktive Möglichkeiten für *potential- und rückwirkungsfreie Feldstärkemessungen*. Gleichzeitig sind hohe Bandbreiten erreichbar. Genutzt werden vor allem die induzierte Doppelbrechung (Kerr- und Pockels-effekt) sowie die induzierte optische Aktivität (Faraday-Effekt), Bild 6.3.3-5.

a) Induzierte Doppelbrechung

Ein doppelbrechender Stoff besitzt zwei unterschiedliche Brechungsindizes bzw. *Phasenge-*

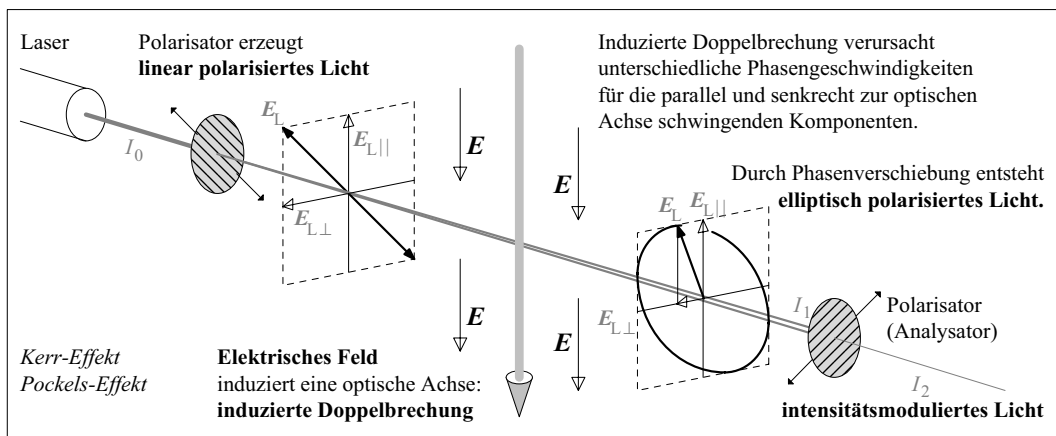


Bild 6.3.3-5: Elektrooptische Feldstärkemessung durch induzierte Doppelbrechung.

schwindigkeiten für Licht, das parallel und senkrecht zur sog. optischen Achse schwingt. Diese Anisotropie kann durch die molekulare oder kristalline Struktur vorgegeben sein oder sie kann durch *äußere Einflüsse* (mechanische Spannungen, elektrische Felder) hervorgerufen oder beeinflusst werden (induzierte Doppelbrechung).

Anmerkung: Üblicherweise erfolgt die Ausrichtung der optisch wirksamen mikroskopischen Struktur durch elektrische Felder sehr rasch (die sog. *Relaxationszeit* liegt in üblichen Isolierflüssigkeiten im Subnanosekundenbereich), in festen Körpern kann die *nutzbare Bandbreite* jedoch durch piezoelektrische Effekte eingeschränkt werden.

Unter der Wirkung eines **elektrischen Feldes** wird auch in isotropen Stoffe eine zum Feld parallele *optische Achse* induziert, Bild 6.3.3-5. Linear polarisiertes Licht, dessen Polarisationsrichtung beispielsweise auf 45° zur optischen Achse eingestellt ist, wird dadurch in *zwei senkrecht zueinander schwingende Strahlen* gleicher Intensität zerlegt. Beide Strahlen breiten sich mit unterschiedlicher Phasengeschwindigkeit aus und erfahren dadurch eine *Phasenverschiebung* $\Delta\varphi$.

Beim sog. **Kerr-Effekt** ist $\Delta\varphi$ dem Quadrat der Feldstärke proportional:

$$\Delta\varphi = 2 \cdot \pi \cdot K \cdot l \cdot E^2. \quad (6.3.3-1)$$

Dabei ist l die effektive Länge des Lichtweges im Feld. Die Kerr-Konstante K ist vom Material, der Temperatur und von der Wellenlänge des Lichts abhängig.

Beispiel: Für **Isolieröl** gilt näherungsweise $K = 3 \cdot 10^{-15} \text{ m/V}^2$ [366]. Mit einer Feldstärke $E = 3 \text{ kV/mm}$ und einer effektiven Länge $l = 10 \text{ cm}$ folgt $\Delta\varphi = 1^\circ$. In vielen Materialien sind deshalb hohe Feldstärken und große Längen erforderlich, um eine nennenswerte Phasenverschiebung zu erreichen.

Einige natürlicherweise doppelbrechende Kristalle zeigen den linearen **Pockels-Effekt** [141], [152]:

$$\Delta\varphi \sim l \cdot E. \quad (6.3.3-2)$$

Dabei wird die Ausbreitungsrichtung des Lichtes in die natürliche optische Achse ge-

legt, so dass die natürliche Doppelbrechung nicht wirksam wird. Durch ein äußeres Feld wird die für das Licht wirksame Doppelbrechung induziert.

Die Überlagerung der phasenverschobenen Lichtkomponenten ergibt **elliptisch polarisiertes Licht**, Bild 6.3.3-5. Im Grenzfall $\Delta\varphi = \pi/2, 3\pi/2, \dots$ ergibt sich zirkular polarisiertes Licht, für $\Delta\varphi = \pi, 2\pi, \dots$ entsteht wieder linear polarisiertes Licht.

In der Anordnung nach Bild 6.3.3-5 wird ein *zweiter Polarisator* als *Analysator* eingesetzt, um die Modulation des Polarisationszustandes in eine *Intensitätsmodulation* zu überführen: Im Fall der beiden gekreuzten Polarisatoren ($\pm 45^\circ$ zur induzierten optischen Achse) ist die Intensität nach dem Analysator für $\Delta\varphi = 0$ gleich Null. Auch für $\Delta\varphi = \pi$ ergibt sich wieder linear polarisiertes Licht, dessen Polarisationssebene aber um 90° gedreht ist, so dass die volle Intensität durch den Analysator treten kann. Für beliebige Phasenverschiebungen $\Delta\varphi$ kann aus den durch den Analysator tretenden Feldkomponenten des elliptisch polarisierten Lichtes $E_L = E_{||} + E_{\perp}(\Delta\varphi)$ das *Intensitätsverhältnis* $I_2/I_1 \sim E_{L2}^2/E_{L1}^2$ (nach/ vor dem Analysator) berechnet werden:

$$I_2/I_1 = \sin^2(\Delta\varphi/2). \quad (6.3.3-3)$$

Aus Gl. (6.3.3-1) bzw. (-2) und (-3) ergeben sich sehr stark *nichtlineare Kennlinien* für die **Intensitätsmodulation**. Bei kleinen Phasenverschiebungen bzw. kleine Feldstärken sind die *Empfindlichkeiten sehr niedrig*. Für sehr große Winkel $\Delta\varphi > 90^\circ$ sind die Kennlinien *nicht eindeutig*, weil Gl. (6.3.3-3) eine periodische Funktion ist. Bei einer Messung muss man deshalb verfolgen, in welchem Teil der Kennlinie gemessen wird, Bild 6.3.3-6.

Die für den *Kerr-Effekt* dargestellte Kennlinie gilt analog auch für den *Pockels-Effekt*, allerdings folgen die Maxima und Minima in gleichen Abständen, weil nach Gl. (6.3.3-2) die Phasenverschiebung linear mit der Feldstärke zunimmt.

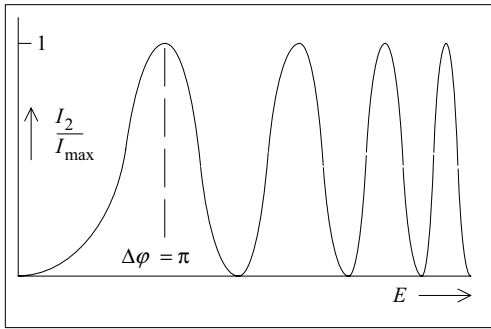


Bild 6.3.3-6: Kennlinie einer einfachen Kerr-Zelle.

b) Induzierte optische Aktivität

Bei optisch aktiven Stoffen wird die *Polarisationsebene* von hindurchtretendem Licht *gedreht*. Dabei gibt es links- und rechtsdrehende Stoffe (Blickrichtung entgegen der Richtung des Lichts). Diese natürliche optische Aktivität kann u.a. zur Konzentrationsbestimmung von Lösungen (z.B. Zuckerlösungen) eingesetzt werden.

Anmerkung: Optische Aktivität kann durch unterschiedliche Phasengeschwindigkeiten für zwei entgegengesetzt drehende, *zirkular polarisierte Wellen* beschrieben werden, die in der Überlagerung immer linear polarisiertes Licht ergeben, allerdings mit verdrehter Polarisationsrichtung. In Analogie zur oben beschriebenen Doppelbrechung linear polarisierter Wellen spricht man hier auch von *zirkularer Doppelbrechung*.

In manchen Materialien (z.B. in *Quarz* oder in *lichtleitenden Gläsern*) kann optische Aktivität durch magnetische Felder parallel zur Ausbreitungsrichtung des Lichts induziert werden, Bild 6.3.3-7. Dieser sog. **Faraday-Effekt** zeigt eine *lineare* Abhängigkeit des Drehwinkels α von der magnetische Flussdichte B :

$$\alpha = V \cdot l \cdot B. \quad (6.3.3-4)$$

V ist die sog. Verdet'sche Konstante. Mit zwei gekreuzten Polarisatoren kann die Modulation des Polarisationszustandes in eine *Intensitätsmodulation* übergeführt werden, wobei sich bei $\alpha = 0$ die minimale und bei $\alpha = \pi/2$ die maximale Intensität ergibt. Es gilt auch hier ein quadratischer Zusammenhang

$$I_2/I_1 = \sin^2 \alpha, \quad (6.3.3-5)$$

der mit Gl. (6.3.3-4) eine *nichtlineare* und *nicht-eindeutige* Kennlinie bildet. Bild 6.3.3-6 gilt analog, allerdings folgen die Maxima und Minima in gleichen Abständen, weil nach Gl. (6.3.3-4) der Winkel linear mit der Flussdichte B zunimmt.

c) Auswertung der Kennlinien

Gekreuzte Polarisatoren nach Bild 6.3.3-5 und -7 eignen sich z.B. für Zellen zur Helligkeitssteuerung, in denen der volle Hub zwischen maximaler und minimaler Intensität genutzt werden soll. Für *Messzwecke*, insbesondere bei kleinen Phasenverschiebungen bzw. kleinen Drehwinkeln ist die *Nichtlinearität* und die *geringe Empfindlichkeit* nachteilig. Nachfolgend werden verbesserte Auswertungsmöglichkeiten beschrieben.

Induzierte optische Aktivität: Wird in Bild 6.3.3-7 der *Analysator* um 45° zurückgedreht, wirkt dies wie eine zusätzliche Drehung der Polarisationssebene um $+45^\circ$. Nach Gl. (6.3.3-5) verschiebt sich der *Arbeitspunkt* dadurch in den Bereich der halben Intensität

$$I_2/I_1 = \sin^2(45^\circ + \alpha) \approx \frac{1}{2} + \alpha \quad (6.3.3-6)$$

und in den *linearen Bereich der Kennlinie* mit der *höchsten Empfindlichkeit*, Bild 6.3.3-8.

Anmerkung: Bei **magneto-optischen Wandlern** können durch *Aufwickeln von Lichtwellenleitern* sehr große effektive Längen in Feldrichtung und große Drehwinkel α erreicht werden, so dass mehrere Maxima und Minima durchlaufen werden. Die *Auswertung* des Signals muss dann *numerisch* erfolgen.

Eine andere Möglichkeit besteht darin, einen *Vergleichsstrom* durch einen *Regelkreis* so einzustellen,

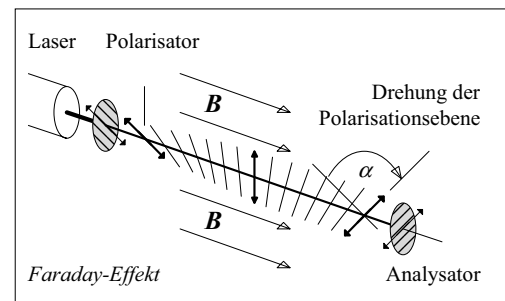


Bild 6.3.3-7: Induzierte optische Aktivität.

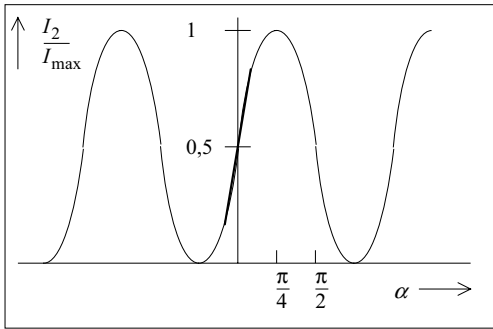


Bild 6.3.3-8: Linearisierung der Kennlinie.

dass die durch das zu messende Feld verursachte Drehung der Polarisationssebene in einer zweiten Faraday-Zelle rückgängig gemacht (kompensiert) wird.

Induzierte Doppelbrechung: Eine mit Gl. (6.3.3-6) vergleichbare *Linearisierung und Empfindlichkeitssteigerung der optischen Kennlinie* ist auch für die induzierte Doppelbrechung (Kerr- und Pockelseffekt) möglich, wenn durch *Phasenverschiebung* um $\Delta\varphi = 90^\circ$ für eine der Komponenten der Arbeitspunkt nach Gl. (6.3.3-3) bei halber Intensität und maximaler Steigung eingestellt wird:

$$I_2/I_1 = \sin^2(45^\circ + \Delta\varphi/2) \approx 1/2 + \Delta\varphi/2 \quad (6.3.3-7)$$

Die Einstellung dieses Arbeitspunktes erfolgt *nicht* durch Verdrehung des Analysators sondern durch eine sog. $\lambda/4$ -Platte, die eine Phasenverschiebung der orthogonalen Lichtkomponenten um eine *Viertel-Wellenlänge*, d.h. um die o.g. 90° bewirkt und damit *zirkular polarisiertes Licht* erzeugt.

Anmerkung: Leider ist auch bei linearisierter optischer Kennlinie, der **Kerr-Effekt** noch immer *nichtlinear*, Gl. 6.3.3-1. Für langsam veränderliche Felder wird deshalb vorgeschlagen, dem zu messenden Feld E ein bekanntes *Wechselfeld* mit der Kreisfrequenz ω zu *überlagern*. Die Grundschnwingung der Lichtintensität mit ω ist dann der Feldstärke E direkt *proportional* [366].

d) Anwendungen

Bei der Anwendung elektrooptischer Sensoren ist zu beachten, dass die Signale auch vom mechanischen *elasto-optischen Effekt* (durch mechanische Spannungen induzierte Doppelbrechung) überlagert werden können. Elektrooptische Sensoren sind deshalb gegen *mecha-*

nische Belastungen und Erschütterungen zu schützen. Weiterhin ist zu berücksichtigen, dass die Konstanten in den Gl.en (6.3.3-1), (-2) und (-4) nicht nur vom Material sondern auch von der *Wellenlänge* des verwendeten Lichts und von der *Temperatur* abhängen, so dass ggf. entsprechende *Korrekturrechnungen* erforderlich sind.

In optischen Systemen müssen schwankende *Intensitäten* (verursacht durch die Lichtquelle) oder Veränderungen des *optischen Pfades* (verursacht durch Verschmutzungen oder Alterung) überwacht und kompensiert werden (*Driftkompensation*). Dies ist für kurze Zeiten in Versuchsaufbauten einfacher zu realisieren als in Strom- und Spannungswandlern von denen eine sehr hohe *Langzeitstabilität* erwartet wird.

Anmerkung: Optionen für die Driftkompensation sind optische *Vergleichspfade*, *Modulationen* der Lichtintensität, geregelte *Kompensationsschaltungen* sowie intensitätsunabhängige Verfahren zur Bestimmung von *Phasenverschiebungen* $\Delta\varphi$ und *Drehwinkeln* α .

Die **Einsatzmöglichkeiten** der elektrooptischen Effekte beschränken sich wegen der genannten Schwierigkeiten noch immer auf einige spezielle Aufgaben:

Auf der Grundlage des Faraday-Effektes in lichtleitenden Fasern wurden *magneto-optische Wandler* entwickelt [368], vgl. Kap. 6.3.5.2 mit Bild 6.3.5.3 (c),

Kerr-Zellen mit großer Kerr-Konstante (z.B. in Nitrobenzol) dienen zum Schalten und zur Modulation von Lichtströmen.

Potentialfreie Feldstärkemessungen sind mit *Pockels-Zellen* denkbar [152].

Der Kerr-Effekt ist oft die einzige Möglichkeit für das Ausmessen elektrischer *Feldverteilungen von in transparenten Isolierflüssigkeiten*, wie z.B. in Isolieröl oder in Wasser. Dabei reicht das Anwendungsspektrum von der Messung stationärer oder langsam veränderlichen Felder in HGÜ-Isolationen und bei elektrostatischen Aufladungen [366], [367] bis hin zu sehr schnell veränderlichen periodischen oder transienten Feldern der Pulsed Power Technologie im ns-Bereich [153].

6.3.4 Spannungsteiler

Üblicherweise werden hohe Spannungen durch Spannungsteiler um viele Größenordnungen (z.B. aus dem MV- in den 100 V-Bereich) auf ein Niveau herabgeteilt, das die Anzeige mit Messinstrumenten, Oszilloskopen und Transientenrekordern oder die weitere Verarbeitung in elektronischen Schaltungen und Rechnern ermöglicht.

6.3.4.1 Übertragungsverhalten

Die Extrapolation des bei Niederspannung kalibrierten Teilverhältnisses um viele Größenordnungen auf das Niveau der Hochspannung setzt die **Linearität** der verwendeten Bauelemente bzgl. der Spannung voraus. Hoch- und Niederspannungsteil eines Teilers dürfen sich nicht (oder nur in gleicher Weise) mit der **Temperatur** verändern, damit das Teilverhältnis auch bei Temperaturschwankungen erhalten bleibt.

Anmerkung: Temperaturunabhängige Kapazitäten ergeben sich bei *Pressgaskondensatoren*. Bei anderen Kondensatordielektrika kann durch Kombination von Materialien mit positivem und negativem Temperaturkoeffizienten eine gewisse *Kompensation* erreicht werden. Bei besonderen Anforderungen muss u.U. die *Raumtemperatur* konstant gehalten werden.

Die große Ausdehnung eines Hochspannungsteilers führt zu verteilten **Streukapazitäten**, zur Erd- und zur Hochspannungsseite. Dadurch verändert sich das Übersetzungsverhältnis in undefinierter Weise und wird im allgemeinen Fall auch frequenzabhängig, Kap. 6.3.4.3..

Das **Übertragungsverhalten** von Spannungsteilern ist besonders wichtig für die unverfälschte Übertragung von Stoßspannungsimpulsen. Es wird i.d.R. nicht durch Frequenzgang- sondern durch *Sprungantwortmessungen* bestimmt, Bild 6.3.4-1.

Der am Teilerkopf eingespeiste Sprung erzeugt eine aperiodische oder leicht überschwingende Sprungantwort. Dabei darf das Überschwingen maximal 5 % betragen. Zur

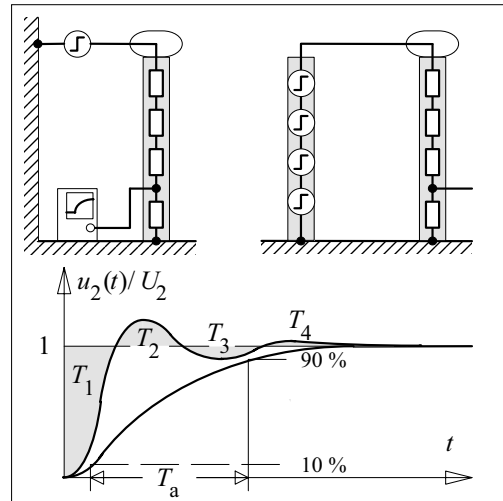


Bild 6.3.4-1: Sprungantwortmessungen an einem Spannungsteiler mit konzentriertem und mit verteiltem Sprunggenerator (oben links und rechts). Überschwingender und aperiodischer Verlauf der Sprungantwort mit Definition einer Antwortzeit (response-time) und einer Anstiegszeit (unten).

Kennzeichnung des Anstiegsverhaltens wird in der Hochspannungsmesstechnik auch die **Antwortzeit** (response-time) T_r benutzt, die als Differenz der Flächen unter der normierten Sprungantwort $g(t) = u_2(t)/U_2$ und der Sprungfunktion definiert ist:

$$T_r = 1 - \int_0^{\infty} g(t) dt = T_1 - T_2 + T_3 - \dots \quad (6.3.4-1)$$

Die Angabe der Antwortzeit reicht zur Beurteilung der Übertragungseigenschaften allerdings *nicht* aus, wie schon Beispiele mit negativer Antwortzeit zeigen.

Aussagekräftiger ist die Angabe der **Anstiegszeit** T_a zwischen den 10 %- und 90 %-Amplitudenwerten [141]. Für mehrere unabhängige Glieder eines Messaufbaus (z.B. Sprunggenerator, Teiler, Abschwächer und Oszilloskop) werden die einzelnen Anstiegszeiten geometrisch addiert:

$$T_a = [T_{a1}^2 + T_{a2}^2 + \dots + T_{an}^2]^{1/2} \quad (6.3.4-2)$$

Anmerkung: Dabei wird angenommen, dass es sich um sogenannte *Gaußsche Systeme* handelt, deren Dämpfung

quadratisch mit der Frequenz zunimmt. Diese Annahme ist für viele Kettenschaltungen mit Tiefpassverhalten mit zufriedenstellender Genauigkeit erfüllt [141].

Beispiel: Sprungantwortmessung

Sprunggenerator, Teiler, Abschwächer und Oszilloskop weisen jeweils eine Anstiegszeit von 1 ns auf. Nach Gl. (6.3.4-2) beträgt die Anstiegszeit des aufgezeichneten Signals $T_a = 2$ ns.

Bei exponentiell ansteigenden Verläufen sowie bei RC - und LR -Gliedern entspricht die Anstiegszeit T_a der 2,2-fachen Zeitkonstante τ .

$$T_a = 2,2 \cdot \tau \quad (6.3.4-3)$$

Bei Gaußschen Systemen gilt für *Anstiegszeit* und 3 dB-Bandbreite B der Zusammenhang

$$T_a \cdot B = 0,35. \quad (6.3.4-4)$$

Anmerkung: Bei Teilern mit *extrem niedriger Anstiegszeit* ergeben sich durch die vom Sprunggenerator direkt ausgehende *Strahlung* Verzerrungen der Sprungantwort. Sie können durch räumlich verteilte synchrone Sprunggeneratoren unterdrückt werden, bei denen der Teiler in der Phasenebene der erzeugten TEM-Welle steht [18], [19], Bild 6.3.4-1 (oben rechts).

6.3.4.2 Teilerbauarten

a) Ohmsche Spannungsteiler

Ohmsche Spannungsteiler sind ausschließlich für *Gleichspannungsmessungen* geeignet, Bild 6.3.4-2 (a). Aufgrund der Erdstreukapazitäten ergibt sich ein RC -Kettenleiter mit ausgeprägtem Tiefpassverhalten. Bei überspannungsseitigen Widerständen im $G\Omega$ -Bereich und Streukapazitäten im 10 pF-Bereich nimmt der Betrag des Übersetzungsverhältnisses

$$\ddot{u} = U_2/U = R_2/(R_1 + R_2) \quad (6.3.4-5)$$

schon bei Frequenzen von wenigen 10 Hz erheblich ab. Eine Eignung für netzfrequente Wechselspannungen ist nicht mehr gegeben.

Anmerkung: Für eine genauere Aussage ist eine quantitative analytische Abschätzung des Frequenzganges durch komplexe Rechnung mit einem vereinfachten Ersatzschaltbild möglich, Kap. 6.3.4.3 enthält ein Beispiel.

b) Ohmsch-kapazitive Spannungsteiler

Ohmsch-kapazitive Spannungsteiler (kompensierte ohmsche Spannungsteiler) nach Bild

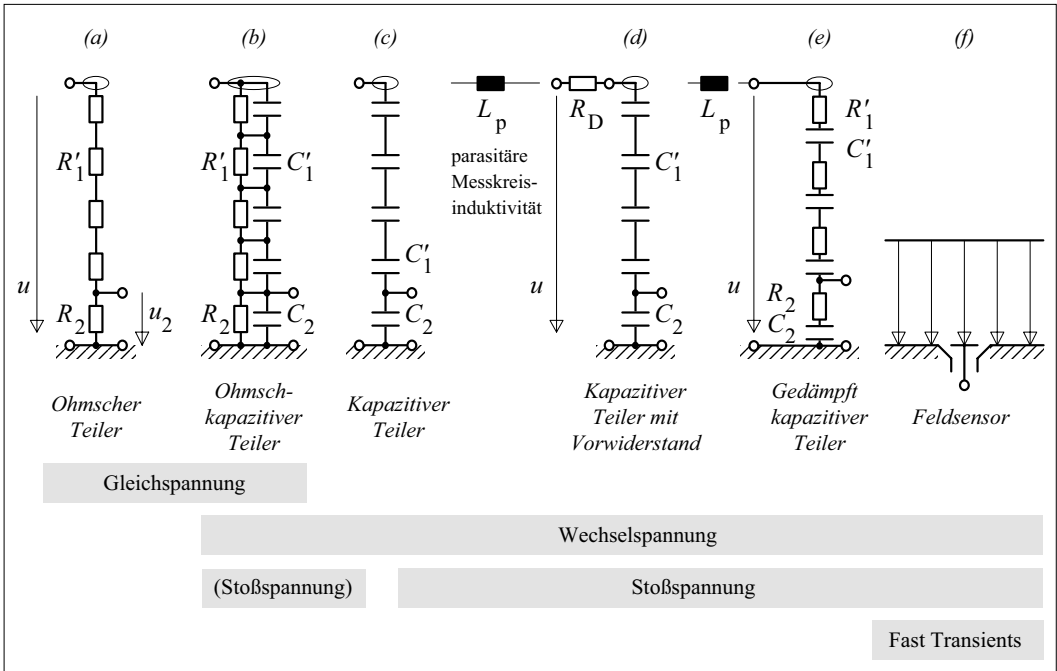


Bild 6.3.4-2: Bauarten von Hochspannungsteilern und ihre Eignung für verschiedene Spannungsarten.

6.3.4-2 (b) sind bei Erfüllung der *Kompensationsbedingung*

$$R_1 C_1 = R_1' C_1' = R_2 C_2 \quad (6.3.4-6)$$

im Prinzip für alle Spannungsarten geeignet.

Die Kompensationsbedingung besagt, dass ohmsches und kapazitives Teilverhältnis der beiden parallelen Teilersäulen übereinstimmen müssen, Bild 6.3.4-3 (Kurve 2). Dann ergibt sich idealerweise ein frequenzunabhängiges Übersetzungsverhältnis $\ddot{u}$ bzw. eine sprungförmige Sprungantwort:

$$\begin{aligned} \ddot{u} = u_2(t)/u(t) &= R_2/(R_1 + R_2) \\ &= C_1/(C_1 + C_2) \quad (6.3.4-7) \end{aligned}$$

Ist die Kompensationsbedingung nicht erfüllt, ergibt sich ein frequenzabhängiges Übersetzungsverhältnis bzw. eine Sprungantwort mit exponentiellen Übergangsvorgängen, Bild 6.3.4-3 (Kurven 1 und 3).

Anmerkung: Ist C_2 zu klein, spricht man von *Unterkompensation*, weil C_1 nicht ausreichend kompensiert wird. Im ersten Moment wirkt das kapazitive Teilverhältnis und es entsteht ein zu hoher Spannungssprung. Ist C_2 zu groß, spricht man von *Überkompensation*, Bild 6.3.4-3 (Kurve 3). Das kapazitive Teilverhältnis ergibt eine zu geringe Anfangsspannung.

Anmerkung: Die Parallelkapazitäten C_1' müssen bei der Auslegung des Teilers so groß gewählt werden, dass die Erdstreukapazitäten vernachlässigbar sind.

Eine Eignung für *Stoßspannungsmessungen* ist *nur bedingt* gegeben, weil die nicht gedämpfte kapazitive Säule in Verbindung mit der Mess-

kreisinduktivität zu Resonanzschwingungen führen kann, die durch zusätzliche äußere Dämpfungswiderstände unterdrückt werden müssen, vgl. Abschn. d).

Hochspannungsteiler für sehr hohe Spannungen werden trotz des guten Übertragungsverhaltens nicht als kompensierte ohmsche Teiler gebaut, weil hierfür *zwei hochspannungsfeste Teilersäulen* erforderlich wären. Häufig besteht für einen solchen Teiler auch kein Bedarf, weil Prüfeinrichtungen für Gleich-, Wechsel- und Stoßspannung i.d.R. bereits mit speziellen Teilern ausgerüstet sind. Außerdem sind zwei getrennte Teiler flexibler einsetzbar.

Kompakte **Hochspannungstastköpfe** bis zu mehreren 10 kV werden als kompensierte Spannungsteiler aufgebaut. Die räumlich getrennten Hoch- und Niederspannungsteile aus C_1/R_1 und C_2/R_2 sind über eine abgestimmten Koaxialleitung verbunden, die einen Widerstandsbelag zur Bedämpfung von Wanderwellenschwingungen erhält. Der Abgleich des Tastkopfes erfolgt mit einem nachgeschalteten Entzerrungsnetzwerk [141]. Der Tastkopf bildet mit dem eigentlichen Kopf, der Verbindungsleitung und dem Abschlussnetzwerk eine abgestimmte Einheit, so dass eine Verlängerung des Verbindungskabels i.d.R. *nicht* möglich ist.

Anmerkung: Weitere Einsatzfelder des kompensierten Teiles sind kompakte Aufbauten *in Geräten* mit niedrigeren Spannungen oder *Sekundärteiler* hoher Bandbreite im Niederspannungsbereich.

c) Kapazitive Teiler

Kapazitiver Spannungsteiler, Bild 6.3.4-2 (c), sind für Gleichspannungsmessungen *nicht* geeignet, da durch undefinierte Isolationswiderstände und durch die Belastungsimpedanz ein völlig undefiniertes Teilverhältnis entsteht. Kapazitive Teiler eignen sich aber besonders für *Wechselspannungsmessungen* in einem weiten Frequenzbereich, weil Streukapazitäten dabei zwar eine Betragsänderung, aber **keine Frequenzabhängigkeit** des Übersetzungsverhältnisses

$$\ddot{u} = u_2(t)/u(t) = C_1/(C_1 + C_2) \quad (6.3.4-8)$$

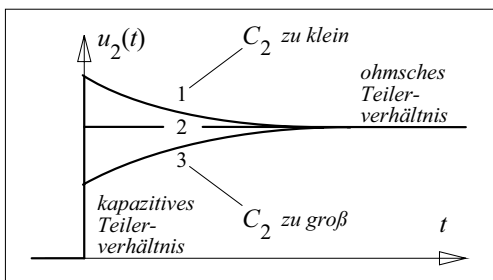


Bild 6.3.4-3: Sprungantworten des kompensierten ohmschen Spannungsteilers für die Fälle der Unterkompensation (1), der Kompensation (2) und der Überkompensation (3).

bewirken. Bei *Stoßspannungsmessungen* ist wie bei den kompensierten Teilern auf eine ausreichende äußere *Dämpfung des Messkreises* zu achten, vgl. Abschn. d). Wegen des einfachen Aufbaus werden kapazitive Teiler i.d.R. in kleinen, z.B. einstufigen Stoßkreisen bis in den 100 kV-Bereich eingesetzt.

d) Kapazitive Teiler mit Vorwiderstand

Kapazitive Spannungsteiler führen zu relativ schwach gedämpften Messkreisen deren Induktivitäten mit der Höhe des Teilers zunehmen. Für eine kritische Dämpfung ist nach Bild 6.2.3-9 und Gl. (6.2.3-15) ein Dämpfungswiderstand erforderlich, dessen Größe von der Messkreisinduktivität und der Teilerkapazität abhängt, Bild 6.3.4-2 (d).

Beispiel: Für einen Teiler mit 500 pF und einer Kreisinduktivität von 20 µH (was einer Messkreislänge von etwa 20 m entspricht) ergibt sich ein *Dämpfungswiderstand* von $R_D \geq 100 \Omega$.

Dabei ist zu beachten, dass Dämpfungswiderstand R_D und Teilerkapazität C_1 ein RC-Glied bilden, dessen Anstiegszeit

$$T_a = 2,2 \cdot R_D C_1 \quad (6.3.4-9)$$

sehr viel kleiner sein muss als die Anstiegszeit der zu messenden Stoßspannung.

Beispiel: Im o.g. Beispiel ergibt sich eine *Anstiegszeit des Teilers* von $T_a = 2,2 \cdot R_D C_1 = 110 \text{ ns}$, was für die Messung einer *Blitzstoßspannung* 1,2/ 50 µs noch ausreichend ist. *Fast Transients* oder *Wanderwellen* im ns-Bereich können aber nicht mehr erfasst werden.

e) Gedämpft kapazitive Teiler

Gedämpft kapazitive Teiler sind typische *Stoßspannungsteiler* für hohe und höchste Spannungen. Die Dämpfungswiderstände werden in verteilter Form in die Teilersäule integriert, Bild 6.3.4-2 (e), nicht nur um die *Induktivität* des Messkreises zu bedämpfen, sondern auch um *Wanderwellenschwingungen* zu unterdrücken, die sich auf einer langen ungedämpften Teilersäule ausbilden könnten („Zaengl-Teiler“). Bei hohen Frequenzen wirkt aufgrund der niedrigen kapazitiven Impedanzen das ohmsche Teilverhältnis, bei

niedrigen Frequenzen aufgrund der hohen kapazitiven Impedanzen das kapazitive Teilverhältnis. Bei Erfüllung der *Kompensationsbedingung*

$$R_1 C_1 = R_1' C_1' = R_2 C_2 \quad (6.3.4-10)$$

ergibt sich somit theoretisch ein *frequenzunabhängiges* Teilverhältnis. Der gedämpft kapazitive Teiler mit verteilten Widerständen hat deshalb (bei Erfüllung der Kompensationsbedingung) eine wesentlich *höhere obere Grenzfrequenz* als der kapazitive Teiler mit konzentriertem Vorwiderstand.

Ein Einsatz bei *Gleichspannung* ist wie bei den kapazitiven Teilern *nicht* möglich, weil keine definierten Parallelwiderstände existieren. Die untere Grenzfrequenz wird durch die Entladung von C_2 über die Ankopplungsschaltung bestimmt.

f) Feldsensoren

Sehr schnelle *Wanderwellenvorgänge* und *Fast Transients* können mit Feldsensoren erfasst werden, die in die Erdelektrode integriert sind und die die Verschiebungsstromkomponente der elektromagnetischen Welle aufnehmen, Bild 6.3.4-2 (f). Feldsensoren sind in Kap. 6.3.3 ausführlich beschrieben.

6.3.4.3 Streukapazitäten

Die große Ausdehnung eines Hochspannungsteilers führt zu verteilten **Erdstreukapazitäten**, über die Ströme unter Umgehung des Niederspannungsteils zur Erde abgeführt werden, Bild 6.3.4-4. Dadurch verändert sich das *Übersetzungsverhältnis* in undefinierter Weise und wird im allgemeinen Fall auch *frequenzabhängig*.

Beispiel: Ohmscher Teiler mit Erdstreukapazität

Anstelle des Übersetzungsverhältnisses wird der Strom I durch die Teilersäule unter Berücksichtigung einer als konzentriert angenommenen *Erdstreukapazität* berechnet. Dabei kann der vergleichsweise kleine Unterspannungswiderstand vernachlässigt werden, Bild 6.3.4-5 (oben). Die Analyse des Netzwerkes mit Hilfe der komplexen Rechnung führt auf den Strombetrag

$$I = \frac{U}{R \cdot \sqrt{1 + \left(\frac{\omega CR}{4}\right)^2}} \quad (6.3.4-11)$$

Bei *Gleichspannung* ergibt sich der *ungestörte* Teilerstrom $I_0 = U/R$. Bei *Wechselspannung* sind Teilerstrom und Teilverhältnis *frequenzabhängig* (*Tiefpassverhalten*), Bild 6.3.4-5 (unten). Beispielsweise folgt für $R = 1 \text{ G}\Omega$, $C = 10 \text{ pF}$ und $f = 50 \text{ Hz}$ ein Verhältnis $I/I_0 = 0,79$. D.h. der Fehler beträgt bereits 21 %.

Lediglich der rein **kapazitive Teiler** bleibt auch unter der Wirkung von Streukapazitäten *frequenzunabhängig*, weil das gesamte Ersatznetzwerk aus Kapazitäten besteht. Er eignet sich deshalb für die Messung von Stoßspannungen und Wechselspannungen über einen weiten Frequenzbereich. Allerdings wird auch hier der Wert des Übersetzungsverhältnisses um einen konstanten Betrag geändert.

Gegen die Wirkung von Streukapazitäten sind verschiedene **Abhilfemaßnahmen** möglich:

- Feldsteuernde *Kopftoroide* mit großer Ausdehnung erzwingen in der Umgebung des Teilers eine Feldrichtung parallel zum Teiler, so dass in Querrichtung kein Verschiebungsstrom fließt. Hierfür sind jedoch sehr große Toroiddurchmesser erforderlich.

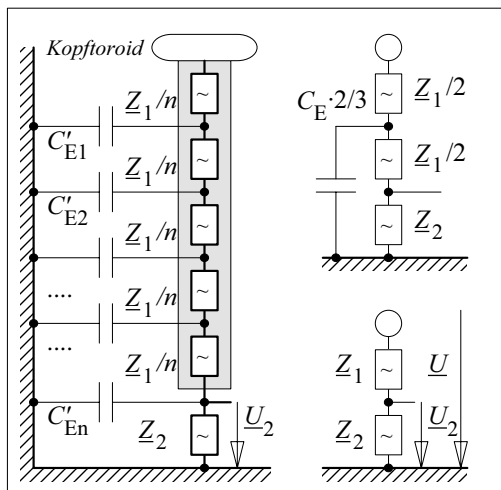


Bild 6.3.4-4: Hochspannungsteiler mit verteilten Erdstreu- und Teilerkapazitäten (Kettenleiterstruktur), sowie Ersatzschaltbilder mit und ohne konzentrierter Erdstreu- und Teilerkapazität.

- Bei *Pressgaskondensatoren* kann die Hochspannungselektrode so ausgeführt werden, dass sie die Messkapazität gegen die Umgebung schirmt, Bild 2.3-3 (mittig).
- Durch die Wahl *großer Teilerkapazitäten* im nF-Bereich können Querkapazitäten im pF-Bereich oft vernachlässigt werden.
- Durch *große Abstände* zu den Wänden und durch eine *geringe Bauhöhe* des Teilers können die Querkapazitäten klein gehalten werden.
- In manchen Fällen ist die *Kalibrierung* des Teilers am Einsatzort im *Original-Messaufbau* erforderlich.

6.3.4.4 Niederspannungsteile

Bei Teilverhältnissen in der Größenordnung von $\bar{u} = 1:10^3$ bis $1:10^4$ ergeben sich bei Ober-spannungskapazitäten im Bereich von 100 pF bis 1 nF sehr große Kapazitäten für das *Niederspannungsteil*. Mit $C_2 = 1 \text{ }\mu\text{F}$ und einer parasitären Eigeninduktivität $L_2 = 100 \text{ nH}$ (entspricht einer Leiterlänge von etwa 100 mm) ergibt sich beispielsweise eine *Serienresonanz* mit einer Frequenz von $f_2 = 0,5 \text{ MHz}$ bzw.

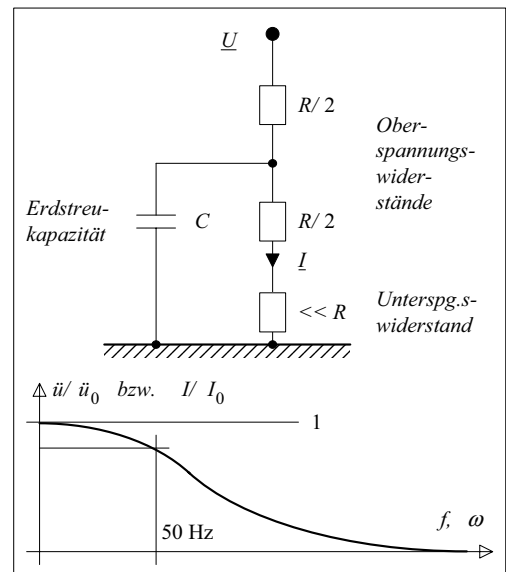


Bild 6.3.4-5: Ohmscher Teiler mit Streukapazitäten.

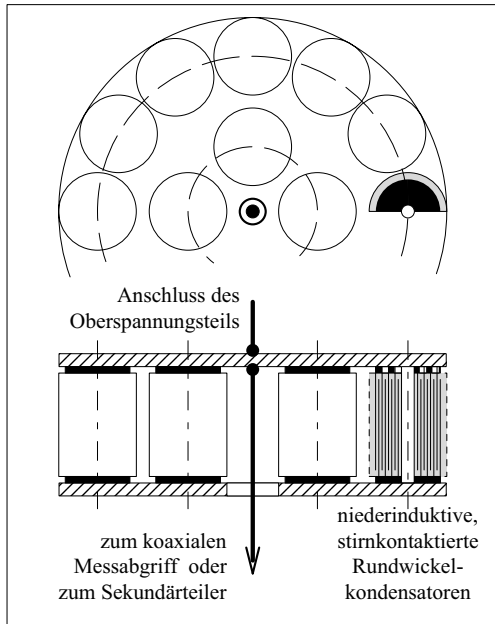


Bild 6.3.4-6: Niederinduktiver Aufbau eines Niederspannungsteils.

einer Periodendauer von $T_2 = 2 \mu\text{s}$. Die Schwingung kann z.B. durch die zu messende Stoßspannung $1,2/50 \mu\text{s}$ angeregt werden und zu erheblichen Messfehlern führen.

Es ist deshalb erforderlich, Niederspannungsteile *extrem niederinduktiv* aufzubauen, um die Eigenresonanzen in einen Frequenzbereich zu verschieben, in dem die Messung nicht mehr verfälscht wird.

Hierfür sind zunächst sehr *niederinduktive, möglichst stirnkontaktierte Kondensatoren* ohne Anschlussdrähte einzusetzen, Bild 6.3.4-6, Kap. 7.3.3.2. Die Kondensatoren müssen so niederinduktiv wie möglich parallelgeschaltet werden. Die beste Lösung ist die kreisförmige

Anordnung zwischen metallischen *Kreisscheiben* und ein in der Achse liegender Messabgriff. Durch die *koaxiale Anordnung* von Kondensatoren und Messabgriff werden magnetfelderfüllte Schleifen vermieden.

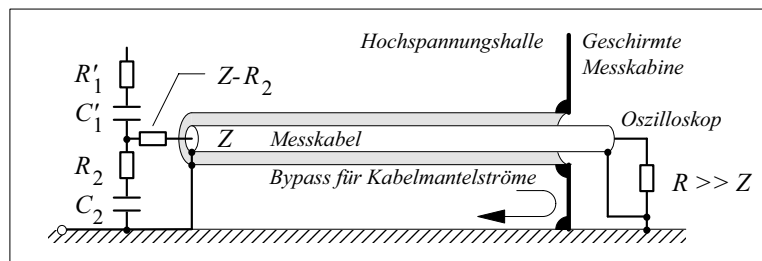
Anmerkung: Wenn das Übersetzungsverhältnis kleiner gewählt wird, ergeben sich auch kleiner Niederspannungskapazitäten und höhere Resonanzfrequenzen. Die höhere Ausgangsspannung des Teilers muss dann mit einem *Sekundärteiler* weiter herabgeteilt werden.

6.3.4.5 Ankopplungsschaltungen

Kapazitive und gedämpft kapazitive Teiler müssen mit speziellen *Ankopplungsschaltungen* belastet werden, damit die weitgehende *Frequenzunabhängigkeit* des Teilverhältnisses erhalten bleibt. Dabei müssen, anders als bei Tastköpfen, Messleitungen unterschiedlicher Länge einsetzbar sein.

Als *Beispiel* sei die Ankopplung eines hochohmigen Oszilloskops an einen gedämpft kapazitiven Teiler erläutert, Bild 6.3.4-7: Bei *sehr schnell veränderlichen Vorgängen* entspricht die Impedanz des Niederspannungsteils dem Widerstand $R_2 \ll Z$. Dieser wird durch die Reihenschaltung aus Vorwiderstand und Kabelimpedanz mit $(Z-R_2)+Z \approx 2Z$ hochohmig belastet. Die in das Kabel einlaufende Wanderwelle entspricht der um den Faktor 2 herabgeteilten Niederspannung des Teilers $u_2(t)/2$. Am Ende der Leitung wirkt die hochohmige Eingangsimpedanz des Oszilloskops $R \gg Z$ wie ein Leerlauf, an dem die Spannungswanderwelle auf den doppelten Wert $2 \cdot u_2(t)/2 = u_2(t)$ reflektiert wird, so dass sich wieder die ursprüngliche Amplitude ergibt. Die zurücklaufende Welle wird eingangsseitig von

Bild 6.3.4-7: Ankopplung eines hochohmigen Oszilloskops an das Niederspannungsteil eines gedämpft kapazitiven Teilers über ein Messkabel mit zusätzlichem Schirm als Bypass zur definierten Führung von Kabelmantelströmen.



$(Z-R_2)+R_2 = Z$ reflexionsfrei absorbiert, weil C_2 eine sehr niedrige Impedanz darstellt.

Anmerkung: Die Anstiegszeit des Messsystems wird durch die Aufladung der Eingangskapazität des Oszilloskops (ca. 15 pF) über die Kabelimpedanz (ca. 50 Ω) um einen nach Gl. (6.3.4-2) zu addierenden Anteil von ca. 1,7 ns vergrößert.

Bei *langsam veränderlichen Vorgängen* ist das kapazitive Teilverhältnis wirksam. Parallel zu C_2 liegt dann die Kabelkapazität C_K , die das Teilverhältnis etwas verfälscht. C_2 wird im μF -Bereich, d.h. so groß gewählt, dass übliche Kabellängen keine unzulässige Verfälschung bewirken. Über $R \approx 1 \text{ M}\Omega$ erfolgt eine Entladung mit einer Zeitkonstanten im Bereich von Sekunden, so dass auch noch sehr langsam veränderliche Vorgänge messbar sind.

Weitere Ankopplungsschaltungen finden sich in der Spezialliteratur [141].

6.3.5 Wandler

Wandler dienen als Betriebsmittel des elektrischen Versorgungsnetzes in erster Linie der Erfassung der *betriebsfrequenten Spannungen*

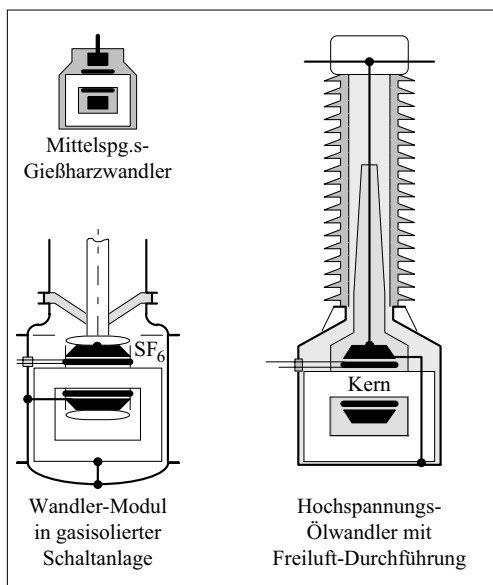


Bild 6.3.5-1: Induktive Spannungswandler.

und Ströme. Sie müssen im *normalen Betriebszustand* des Netzes mit einer durch die Genauigkeitsklasse definierten Genauigkeit gemessen werden. Außerdem sind *Störungen* im Netz (Über-/ Unterspannungen, Kurzschlussströme) zu detektieren.

Wandler sind *einphasig* aufgebaut, für Drehstromsysteme werden drei Einheiten benötigt.

Wandler werden in zunehmendem Maße mit *Silikonschirm-Verbundisolatoren* und mit *ölfreien Dielektrika* (Gießharz oder SF₆-Folien-Isolierung) hergestellt, weil die Explosion eines ölgefüllten Wandlers mit Porzellanisolator zu erheblichen Folgeschäden führen kann.

6.3.5.1 Spannungswandler

a) Induktive Wandler

Induktive Spannungswandler sind mit *Prüftransformatoren* vergleichbar, die überspannungsseitig erregt und unterspannungsseitig mit einer Messimpedanz belastet werden, Bild 6.3.5-1. Bei ausreichender Belastung ist die kapazitive Spannungsüberhöhung vernachlässigbar. Die Wandler werden im Bereich der Betriebsspannung im näherungsweise linearen Bereich der Magnetisierungskennlinie betrieben. Aus dem Übersetzungsverhältnis wird auf die Hochspannung U geschlossen:

$$U = U_2 \cdot n_1 / n_2 \quad (6.3.5-1)$$

Dabei steht die *Erfassung des Effektivwertes* im Vordergrund. Sie wurde früher durch direkt anzeigende Effektivwertmesser realisiert, heute erfolgt die Effektivwertbestimmung durch digitale Signalauswertung. Die obere *Grenzfrequenz* induktiver Wandler beträgt im Mittelspannungsbereich wenige kHz und geht für Hochspannungswandler auf einige 100 Hz zurück.

Anmerkung: Kurzschlussströme werden wegen der Sättigung des Eisenkerns und wegen der Unterdrückung des Gleichstromgliedes oft zu *niedrig* angezeigt.

Induktive Spannungswandler werden vorwiegend im *Mittelspannungsbereich* eingesetzt, häufig in trockener Bauweise als vergossener

Gießharzwandler, Bild 6.3.5-1 (links oben). Es gibt aber auch induktive Wandler für den *Hochspannungsbereich*, die mit Folien und SF_6 isoliert sind und in gasisolierten Schaltanlagen eingesetzt werden, Bild 6.3.5-1 (links unten). Der klassische Ölwan- dler besteht aus einem mit Öl und Papier isoliertem Wandler in Kesselbauweise sowie einer Freiluft-Öl-Durchführung, Bild 6.3.5-1 (rechts).

b) Kapazitiver Wandler

Bei hohen Spannungen werden die Eisenkerne und Wicklungen der induktiven Wandler sehr groß, deshalb ist der Einsatz **kapazitiver Spannungswandler in Resonanzschaltung** mit nachgeschaltetem induktivem Wandler oft wirtschaftlicher, Bild 6.3.5-2 (links). Durch einen *kapazitiven Teiler* wird die Hochspannung U_1 auf eine mittlere Spannung U_2 im Bereich von ca. 10 bis 30 kV herabgeteilt. Die Messgeräte mit dem Lastwiderstand R sind als sogenannte *Bürde* über eine *Drossel* (Induktivität L) und einen *induktiven Wandler* angeschlossen. Der induktive Wandler kann dabei als kompakter Mittelspannungswandler ausgeführt werden.

Induktivität L und Kapazität C_1+C_2 bilden bei der Netzgrundfrequenz f_0 einen *Resonanzkreis*. Im Resonanzfall

$$f_0 = 1/\{2\pi[L(C_1+C_2)]^{1/2}\} \quad (6.3.5-2)$$

ist die Spannung U_R *unabhängig von der Größe der Bürde* R , so dass die Anzeige grundsätzlich unabhängig von der Zahl der parallelgeschalteten Messgeräte wird:

$$\underline{U}_R/\underline{U} = C_1/(C_1 + C_2) \quad (6.3.5-3)$$

Anmerkung: Gl. (6.3.5-3) kann mit der Bedingung (6.3.5-2) aus dem Ersatzschaltbild 6.3.5-2 (unten rechts) durch komplexe Rechnung abgeleitet werden. Zur Veranschaulichung sei der Leerlauf ($R' \rightarrow \infty$) betrachtet, für den sich aufgrund der fehlenden Belastung das *kapazitive Teilverhältnis* ergibt. Für den belasteten Teiler ($R' < \infty$) ist ein *Spannungseinbruch* zu erwarten, der durch *Resonanzüberhöhung* gerade ausgeglichen wird.

Die Unabhängigkeit des Ausgangssignals von der *Belastung* und die Möglichkeit auch die äl-

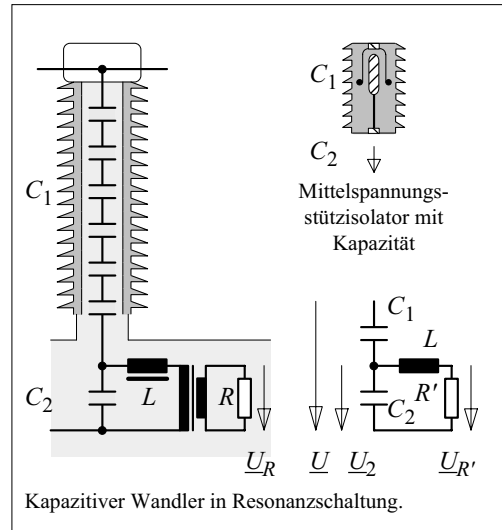


Bild 6.3.5-2: Kapazitive Spannungswandler.

teren Schutzrelais mit *größerer Leistungsaufnahme* zu speisen, war zu Zeiten der analogen Netzleittechnik ein großer Vorteil.

Reine **kapazitive Spannungswandler** können nur sehr hochohmige Lasten mit geringer Leistungsaufnahme speisen. Das kapazitiv herabgeteilte Signal muss deshalb elektronisch weiterverarbeitet werden. Dadurch ergeben sich eine konstante Belastung für den Teiler, eine höhere *Bandbreite* für die Signalerfassung, sowie unbegrenzte Möglichkeiten für die *Weiterverarbeitung* der Signale im Rahmen der Netzleittechnik und im Rahmen des Netzschutzes. Ein induktiver Wandler ist nicht mehr erforderlich.

Kapazitive, resistive oder kompensierte Wandler können auch im *Mittelspannungsbereich* eingesetzt werden, Bild 6.3.5-2 (rechts oben). Es ist z.B. möglich einen Zylinderkondensator oder Widerstandselemente in einen Epoxidharz-**Stützisolator** einzugießen [363], [364]. Dadurch beansprucht der Wandler keinen eigenen Raum und kann zur Vereinfachung von Mittelspannungsschaltanlagen beitragen. Die Niederspannungselemente werden zusammen mit einer elektronischen Auswertereinheit an der Unterseite des Isolators angeschlossen.

6.3.5.2 Stromwandler

a) Induktive Stromwandler

Induktiver Stromwandler müssen den auf Hochspannungspotential befindlichen Leiter als *Primärwicklung* über einen transformatorischen Stromwandler führen, Bild 6.3.5-3 (a), (b). Wenn der Leiter gerade durch einen ringförmig geschlossenen Eisenkern geführt wird, besteht die Primärwicklung nur aus einer Windung. Der induktive Wandler ist damit einer Rogowski-Spule (jedoch mit *Eisenkern*) vergleichbar, vgl. Bild 6.3.7-1. Die aus vielen Windungen bestehende *Sekundärwicklung* speist den transformierten Strom in den Sekundärkreis, der zur Vermeidung von Überspannungen *nicht unterbrochen* (!) werden darf und deshalb mit *Überspannungsableitern* geschützt werden muss.

b) Wandler mit Hochspannungsisolierung

Im **Mittelspannungsbereich** sind kompakte und trockene, d.h. mit *Gießharz* vergossene induktive Stromwandler üblich (*Gießharzwandler*). Außerdem können *Rogowski-Spulen* und induktive *Magnetfeldsensoren* mit elektronischer Signalintegration in Komponenten

von Schaltanlagen, z.B. in Kabelsteckverbindungen, integriert werden [365].

Im **Hochspannungsbereich** stellt die hohe Spannungsdifferenz zwischen Primärwicklung und der auf Erdpotential befindlichen Sekundärwicklung besonders hohe Anforderungen an die *Isolation* innerhalb des Wandlers.

Beim klassischen **Kreuzringwandler** wird der Leiter mit Hilfe einer kapazitiv gesteuerten Durchführung in den geerdeten Kessel hinein- und wieder herausgeführt, Bild 6.3.5-3 (a). Die Durchführung wird dabei durch den doppelten Primärstrom thermisch belastet. Im Wandler ist die Primärwindung gegen Kern, Kessel und Sekundärwindung hochspannungsfest zu isolieren. Das klassische Isoliersystem ist Öl-Papier mit einem Durchführungsisolator aus Porzellan.

Beim sog. **Kopfwandler** befindet sich der Kessel mit dem induktiven Wandler auf Hochspannungspotential und bildet den Kopf des Wandlers, Bild 6.3.5-3 (b). Kern und Sekundärwicklung befinden sich auf Erdpotential und müssen gegen Kessel und Leiter (Primärwicklung) hochspannungsfest isoliert werden. Die Zuleitungen zur Sekundärwicklung wer-

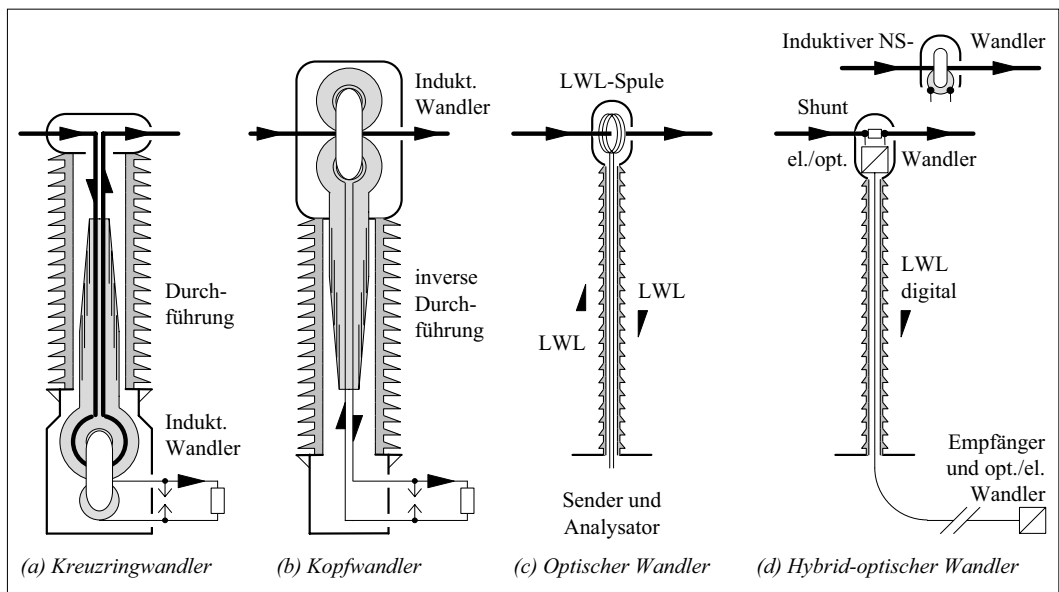


Bild 6.3.5-3: Stromwandler.

den in den Kopf mit einer inversen kapazitiv gesteuerten Durchführung eingeführt, die dabei nur vom Sekundärstrom belastet wird. Als Isoliersystem haben sich inzwischen mit SF₆ imprägnierte Folien und silikonbeschirmte Verbundisolator durchgesetzt. Dadurch sind im Fall eines Schadens berstendes Porzellan und brennendes Öl ausgeschlossen.

c) Wandler ohne Hochspannungsisolation

Isolationstechnisch günstige Verhältnisse für den Einbau von Stromwandlern bestehen bei *Durchführungen* und in *gasisolierten Schaltanlagen*. Dabei wird der Leiter ohne Unterbrechung zentral durch den ringförmigen Eisenkern mit Sekundärwicklung geführt. Der Wandler befindet sich in einem gegen das elektrische Feld *geschirmten Bereich*, wie z.B. über dem Erdbelag der Durchführung, Bild 6.4.8-3, oder in einem Ringspalt im Außenleiter einer coaxialen Anordnung, Bild 6.3.7-1. Der Wandler muss einen ausreichenden Innendurchmesser besitzen, um die Durchführung oder den durch das SF₆-Gas isolierten Leiter umfassen zu können.

d) Wandler mit Potentialtrennung

Die modernen Möglichkeiten potentialfreier Signalübertragung erlauben völlig neue Wandlerkonzepte. Die Stromsignale können direkt am Leiter auf Hochspannungspotential erfasst und z.B. durch Lichtwellenleiter über *beliebige Potentialdifferenzen* an eine *örtlich nicht festgelegte* Empfangseinheit übertragen werden, Bild 6.3.5-3 (c), (d).

Ein **magnetooptischer Wandler** kann z.B. mit einer spulenförmig um den Leiter gewickelten *lichtleitenden Faser* realisiert [368]. Das zur Faser parallele Magnetfeld verursacht eine Drehung der Polarisationssebene von polarisiertem Licht. Der Winkel ist der Länge des Lichtwegs und der Stärke des magnetischen Feldes proportional (*Faraday-Effekt*). Diese Drehung kann mit verschiedenen Verfahren erfasst werden, im einfachsten Fall wird die Modulation des Polarisationszustandes mit Hilfe optischer Polarisatoren und Analysatoren in eine Intensitätsmodulation umgesetzt [141],

vgl. Kap. 6.3.3.5. Bei der Auslegung des Wandlers sind Kompensationen vorzunehmen für *Intensitätsschwankungen* im optischen System und für *Temperatureinflüsse* auf die optischen Eigenschaften. Außerdem ist zu beachten, dass auch *mechanische* Belastungen und Erschütterungen die optischen Eigenschaften beeinflussen können. Vorteilhaft ist die hohe Bandbreite der analogen optischen Übertragung. Eine Hilfsenergieversorgung auf Hochspannungspotential ist nicht erforderlich.

Hybrid-optische Wandler erfassen den Strom auf Hochspannungspotential mit einem konventionellen *induktiven Wandler* (bei Wechselstrom) oder mit einem *Strommesswiderstand* bzw. –shunt (bei Gleichstrom). Damit liegt das Messsignal mit einer von konventionellen Wandlern bekannten Genauigkeit und Zuverlässigkeit vor, ohne dass isolationstechnische Probleme entstehen. Das elektrische Signal wird in *digitalisierter* Form auf *optischem Weg* zum Empfänger auf Erdpotential übertragen. Nachteilig ist die Notwendigkeit, die Elektronik auf Hochspannungspotential mit *elektrischer Hilfsenergie* zu versorgen. Hierfür kommen optische, kapazitive oder induktive Übertragungsverfahren in Betracht.

6.3.6 Effektiv-, Scheitelwert- und Oberschwingungsmessungen

Bei Messungen im *Hochspannungslabor* ist meist der für den Durchschlag maßgebliche Scheitelwert zu erfassen. Im *Versorgungsnetz* steht die Messung von Effektivwerten im Vordergrund. Hierfür stehen verschiedene Schaltungen in Verbindung mit Vorwiderständen, Kapazitäten, Wandlern und Teilern zur Verfügung. Nachfolgend werden einige Beispiele genannt.

Ohmsche und kapazitive Vorwiderstände dienen in Verbindung mit Effektivwert-Strommessgeräten der Erfassung des *Effektivwertes* netzfrequenter Wechselspannungen. Ohmsche Vorwiderstände sind auch zur Messung von *Gleichspannungen* geeignet. Bei kapazitiven Vorwiderständen ist zu beachten, dass im Falle

überschwingungshaltiger Spannungen zu große Werte angezeigt werden, weil die Oberschwingungsanteile der Spannung wegen ihrer höheren Frequenz überproportional große Ströme treiben:

$$I_k = k \cdot \omega_0 C \cdot U_k \quad (6.3.6-1)$$

Bei Vorwiderständen können durch Unterbrechung des Strompfades auf der Niederspannungsseite gefährliche Berührungsspannungen entstehen, die durch eine Überspannungsschutzbeschaltung vermieden werden müssen.

Die Schaltung nach **Chubb-Fortescue** ermöglicht die Erfassung des *Scheitelwertes* $\hat{u}$ bei periodischen *Wechselspannungen*, Bild 6.3.6-1. Der vom kapazitiven Vorwiderstand eingepreßte Strom $i_C(t)$ ist der zeitlichen Ableitung der Spannung proportional:

$$i_C(t) = C \cdot \frac{du}{dt} \quad (6.3.6-2)$$

Die Anzeige i_M des Drehspulinstruments entspricht dem Mittelwert des gleichgerichteten Stromes, der durch Integration über der positiven Stromhalbschwingung zwischen $t = 0$ und $t = T/2$ gebildet wird:

$$i_M = \frac{1}{T} \int_0^{T/2} C \frac{du}{dt} dt = \frac{C}{T} \int_0^{+\hat{u}} du \quad (6.3.6-3)$$

Dabei entsprechen die Zeitpunkte $t = 0$ und $t = T/2$ den Nulldurchgängen des Stromes bzw. den negativen und positiven Maxima der Spannung. Aus Gl. (6.3.6-3) folgt somit eine Proportionalität zwischen dem angezeigten Mittelwert des gleichgerichteten Stromes und dem Spannungsscheitelwert:

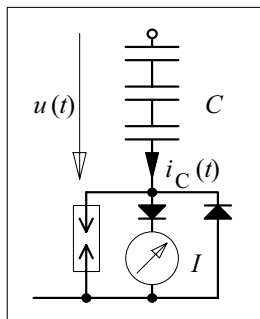


Bild 6.3.6-1: Messung des Scheitelwerts von Wechselspannungen nach Chubb-Fortescue.

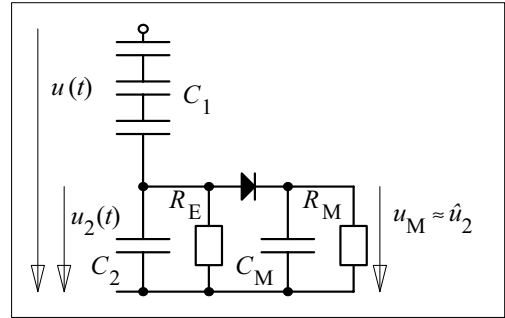


Bild 6.3.6-2: Grundsaltung zur Spitzenwertspeicherung in einem Messkondensator.

$$i_M = C_f \cdot 2 \cdot \hat{u} \quad (6.3.6-4)$$

Anmerkung: Weist der Spannungsverlauf *Zwischenmaxima* auf, ergeben sich zusätzliche Stromnulldurchgänge und eine fehlerhafte Anzeige.

Anmerkung: Die zum Messzweig antiparallele Diode verhindert die Aufladung der Kapazität C .

Beim Einsatz von Spannungsteilern kann der Scheitelwert durch **Spitzenwertgleichrichtung und -speicherung** gemessen werden. Dabei erfolgt die Aufladung eines Messkondensators C_M über eine Diode, die das Absinken der gespeicherten Messspannung bei absinkender Teilerspannung verhindert, Bild 6.3.6-2. Dieses Prinzip ist grundsätzlich bei *Wechsel- und Stoßspannungen* anwendbar.

Die Grundsaltung nach *Davis, Bowdler und Standring* ist mit systematischen Fehlern aufgrund der Entladung von C_M , der Parallelschaltung von C_2 und C_M in der Nachladephase und der Parallelschaltung von Entladewiderstand R_E und Niederspannungskapazität C_2 behaftet. Es gibt deshalb eine Reihe verbesserter Schaltungen, wie z.B. die *Zweigestützschaltung nach Rabus* für Wechselspannungsmessungen, Schaltungen mit leistungslos durch aktive Bauelemente *gesteuerter Aufladung* oder *Abtast-Halte-(sample and hold)* Glieder mit Operationsverstärkern für die Speicherung einmaliger Vorgänge [141].

Anmerkung: Die Anzeige elektronischer Scheitelspannungsmesseinrichtungen ist oft empfindlich gegen *unerwünschte elektromagnetische Einkopplungen* durch Stoßspannungen. Neben der Sicherstellung der notwendigen elektromagnetischen Verträglichkeit ist deshalb

unbedingt der angezeigte Scheitelwert durch die oszillo-graphische Aufzeichnung des Stoßspannungsverlaufes zu überprüfen.

Die Möglichkeiten der **digitalen Signalverarbeitung** beinhalten auch die Berechnung von *Effektiv- und Scheitelwerten* aus den mit hoher Bandbreite aufgenommenen Zeitverläufen. Eine zunehmende Bedeutung gewinnt dabei die *Untersuchung des Oberschwingungsspektrums* im Versorgungsnetz durch *Fourier-Analyse*, da die zunehmende Zahl von leistungselektronischen Verbrauchern und Betriebsmitteln zu nichtsinusförmigen Strömen und Spannungsabfällen an den Netzipedanzen führt. Dadurch wird u.U. die empfohlene „Spannungsqualität“ beeinträchtigt [154]. *Übergangsvorgänge* im Netz führen z.T. zu erheblichen Abweichungen vom stationären Betriebszustand [155] und müssen durch entsprechend breitbandige Messung mit Transientenspeicherung erfasst werden.

6.3.7 Strommessung

Die Messung von Strömen mit *induktiven Wandlern* im Versorgungsnetz wurde in Kap. 6.3.5.2 beschrieben. Nach dem gleichen Prinzip arbeiten **Strommesszangen**, deren magnetischer Kreis wie eine Zange geöffnet werden kann, um einen Niederspannung führenden Leiter zu umfassen. Je nach Art des verwendeten magnetischen Materials und des angeschlossenen Signalverstärkers sind dabei auch hohe Bandbreiten möglich.

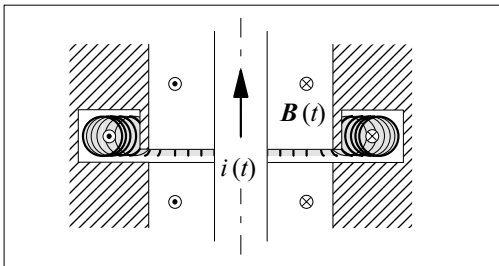


Bild 6.3.7-1: Toroidale Rogowski-Spule ohne Eisenkern, mit geschlitztem Schirm und konzentrischem Stromleiter für die Messung schnellveränderlicher Ströme $i(t)$.

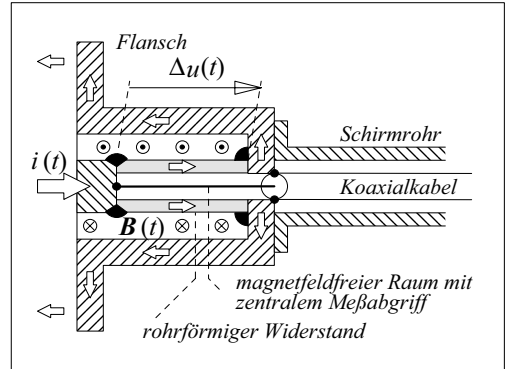


Bild 6.3.7-2: Koaxialer Strommess-Shunt ohne Durchgriff des Magnetfeldes auf den Messkreis.

Induktive Stromwandler können in Form sogenannter **Rogowski-Spulen** auch für extrem *schnellveränderliche Vorgänge* eingesetzt werden. Dabei ist nach der Theorie des elektrisch langen magnetischen Sensors darauf zu achten, dass die Spule mit dem umgebenden Schirm eine Wanderwellenleitung mit konstantem Leitungswellenwiderstand bildet, die im Kurzschluss betrieben wird, und für die die magnetische Einkopplung gleichverteilt über dem Umfang erfolgt, Bild 6.3.3-2, Kapitel 6.3.3.2, [5], [145], [146], [149], [150]. Dies bedeutet, dass eine *konzentrisch zum Stromleiter* angeordnete Rogowskispule Stromverläufe erfassen kann, deren *Anstiegszeiten* wesentlich *kleiner* sind als die *Spulenlaufzeiten*, Bild 6.3.7-1. Bei der üblicherweise *beliebigen Anordnung* müssen die Stromanstiegszeiten wesentlich *größer* sein als die Spulenlaufzeiten, damit das Signal nicht von Ausgleichsschwingungen aufgrund räumlich unterschiedlicher Signaleinkopplung überlagert wird.

Schnellveränderliche Ströme können auch mit **Strommesswiderständen (Shunts)** gemessen werden. Problematisch ist dabei oft, dass *Strompfad und Messkreis* nicht nur über den ohmschen Messwiderstand sondern auch *magnetisch* gekoppelt sind, so dass sich keine stromproportionale Messspannung ergeben kann.

Grundsätzlich ist deshalb die Verwendung *koaxialsymmetrischer Strommessshunts* empfehlenswert, bei denen der Messabgriff im

Zentrum eines zylindrischen Widerstands-röhrchens in einem *magnetfeldfreien Raum* erfolgt, Bild 6.3.7-2. Die Stromrückführung erfolgt ebenfalls über eine koaxialsymmetrische Anordnung auf einen Montageflansch. Die *Anstiegszeit* des Shunts wird durch den Effekt der Stromverdrängung begrenzt. D.h. ein Stromsprung wird sich am Messabgriff innerhalb des Röhrchens mit einem verzögerten Spannungsanstieg bemerkbar machen. Bei sehr dünnen Röhrchen aus Widerstandslegierungen sind Anstiegszeiten im ns-Bereich erreichbar.

Anmerkung: Bei *niederohmigen Shunts* ergeben sich nur geringe Signalpegel in einer elektromagnetisch stark gestörten Umgebung. Es kann deshalb erforderlich sein, einen *zusätzlichen Kabelschirm* (z.B. in Form eines angeflanschten Rohres) als Bypass für Kabelmantelströme einzusetzen.

Auch mit **magnetooptischen Verfahren** (*Faraday-Effekt*) können Ströme gemessen werden. In manchen Kristallen, wie z.B. in Quarz, wird durch magnetische Felder *optische Aktivität* induziert, die zu einer Drehung der Polarisationssebene von polarisiertem Licht führt, Kap. 6.3.3.5 und 6.3.5.2. Besonders vorteilhaft ist die Möglichkeit, *potentialfreie Sensoren* zu realisieren. Mit Hilfe von Lichtwellenleitern, die um den stromführenden Leiter gewickelt werden, kann eine *optische Rogowski-Spule* verwirklicht werden, Kap. 6.3.3.5 b).

6.3.8 Elektromagnetische Verträglichkeit (EMV)

Hochspannungsmesstechnik bedeutete schon immer die Sicherstellung der elektromagnetischen Verträglichkeit in einem besonders stark gestörten Umfeld. Die Erkenntnisse der Hochspannungsmesstechnik bilden deshalb ein wesentliches Fundament der modernen, allgemein gültigen EMV-Philosophie. Die elektromagnetische Verträglichkeit ist ein großes eigenständiges Fachgebiet, das hier nicht dargestellt werden soll [41], [141]. Nachfolgend werden lediglich einige wichtige EMV-Maßnahmen in *Hochspannungslaboratorien* angesprochen, Bild 6.3.8-1.

Hochspannungshallen sind elektromagnetisch *geschirmt*, um empfindliche **Teilentladungsmessungen** bei niedrigem Grundstöörpegel durchführen zu können. Versorgungs- und Steuerleitungen werden über *Durchführungsfilter* geführt. Vor einer Teilentladungsmessung ist der Grundstöörpegel durch Messung zu überprüfen. Bei guter Schirmung sind Werte um 1 pC erreichbar. Unter den Bedingungen industrieller Prüffelder sowie bei vor-Ort-Messungen ist eine optimale Schirmung nicht immer erreichbar. Die elektromagnetische Verträglichkeit kann dann oft durch *schmalbandige Teilentladungsmessung* in einem weniger gestörten Frequenzbereich erreicht werden.

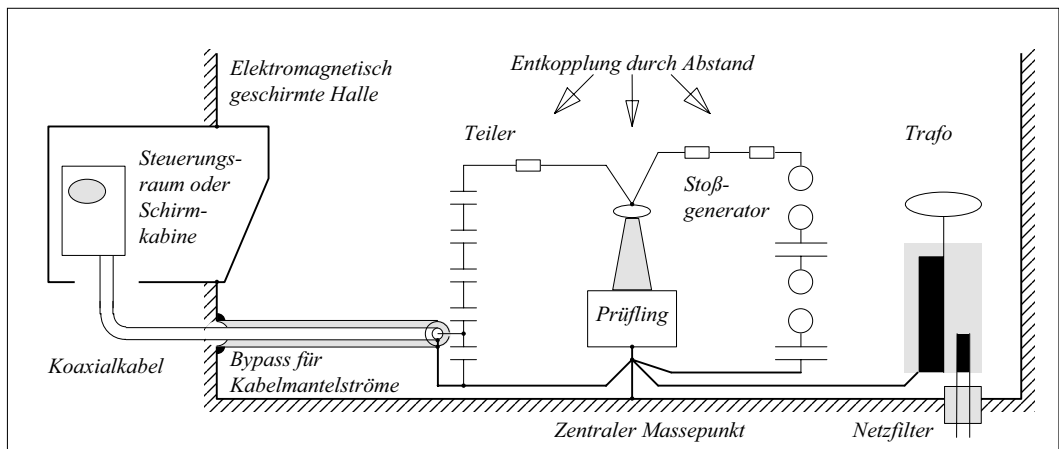


Bild 6.3.8-1: Sicherstellung der elektromagnetischen Verträglichkeit bei Stoßspannungsprüfungen (schematisch).

Die störungsfreie TE-Messung wird in Kap. 6.4.2.5 ausführlich behandelt.

Bei **Stoßspannungsmessungen** dient die Halle als *Abschirmung* der Störquelle gegenüber der Umgebung. Innerhalb der Halle sollte die Einkopplung durch elektromagnetische Felder durch groß bemessene *Abstände* reduziert werden. Als Faustformel gilt, dass der Abstand der Geräte etwa gleich ihrer Höhe sein sollte. Durch einen *gemeinsamen Massepunkt* mit möglichst kurzen Anschlussleitungen werden Kopplungsimpedanzen vermieden. Insbesondere der Anschluss des Teilers parallel zum Prüfobjekt ist so vorzunehmen, dass keine Spannungsabfälle an erd- oder hochspannungsseitigen Zuleitungen mitgemessen werden.

Kabel sind auf *kurzen Wegen* so aus der Halle zu führen, dass keine Schleifen entstehen, in denen induzierte Spannungen Kabelmantelströme treiben können. D.h. Kabel sind zu *bündeln* und möglichst unmittelbar auf dem Hallenschirm zu verlegen.

Kabelmantelströme verursachen an den Kopplungsimpedanzen der Kabelmäntel Spannungsabfälle, die bei kleinen Signalpegeln das Messsignal völlig verfälschen können. Man wählt deshalb innerhalb der Halle, wenn möglich, *große Signalpegel* und teilt das Signal ggf. außerhalb des Hallenschirms noch einmal herab. Kabelmantelströme können auch außerhalb des Hallenschirms elektromagnetische Beeinflussungen hervorrufen. Es ist deshalb oft erforderlich, einen *zusätzlichen Kabelschirm als Bypass* für die Kabelmantelströme zu verlegen. Er wird eingangsseitig unmittelbar mit dem Bezugsleiter verbunden und am Hallenschirm mit seinem gesamten Umfang so gut kontaktiert, dass die Kabelmantelströme praktisch *vollständig* auf den Hallenschirm übergehen.

Die Höhe störender Einkopplungen in ein Kabel kann durch *Vorversuche* mit eingangsseitig kurzgeschlossenem (und evtl. auch unterbrochenem) Signalleiter ermittelt werden.

6.4 Diagnose und Monitoring

Neben Hochspannungsprüfungen zum Nachweis von Stehspannungen sind diagnostische Verfahren unverzichtbar, um differenziertere Aussagen über den *Zustand eines Gerätes bzw. seiner Isolation* zu erhalten. Dies betrifft zunächst die routinemäßigen Typ-, Stück- und Revisionsprüfungen. Besonders wichtig sind zuverlässige Aussagen aber vor allem bei jahrzehntelang gealterten Betriebsmitteln, die einerseits rechtzeitig vor Eintritt eines folgenreichen Schadens aus dem Netz genommen werden müssen, die andererseits aber wegen ihres hohen Wiederbeschaffungswertes oftmals nicht vor Ablauf ihrer technisch möglichen Lebensdauer ersetzt werden sollen. Letztendlich bedarf auch die Aufklärung von Schäden eines geeigneten diagnostischen Instrumentariums.

Die Aussagekraft diagnostischer Verfahren wird in vielen Fällen noch immer nicht den gestellten Fragen gerecht. Dies betrifft insbesondere die Frage nach der zu erwartenden *Restlebensdauer* eines Gerätes.

Die wichtigsten Verfahren sind die klassischen dielektrischen Messungen von Kapazität und Verlustfaktor bei Netzfrequenz (Kap. 6.4.1), Teilentladungsmessungen (Kap. 6.4.2), chemische Analysen (Kap. 6.4.3), Isolierstoffprüfungen (Kap. 6.4.4) sowie optische und akustische Verfahren (Kap. 6.4.5). Inzwischen haben neue Verfahren zur Bestimmung von Systemeigenschaften (Kap. 6.4.6) und dielektrische Diagnosen (Kap. 6.4.7) erheblich an Aussagekraft und Bedeutung gewonnen. Üblicherweise erfolgt die Diagnostik im Werk bzw. Hochspannungsprüffeld. In zunehmendem Maße werden aber auch Vor-Ort-Diagnosen („*Off-Line Diagnose*“) durchgeführt. Außerdem steigt auch das Interesse an einer „*On-Line Diagnose*“ und sogar am permanenten „*On-line Monitoring*“ im Betrieb (Kap. 6.4.8), insbesondere für wertvolle oder strategisch wichtige Betriebsmittel wie Großtransformatoren oder Durchführungen [156].

6.4.1 Klassische dielektrische Messungen

6.4.1.1 Verlustfaktor und Kapazität

Verlustfaktoren und Kapazitäten sind stoff- und gerätespezifische Größen. Durch Messungen wird die Einhaltung spezifizierter Werte geprüft. *Trendanalysen* geben Hinweise auf Veränderungen. Beispielsweise deuten Kapazitätserhöhungen bei Durchführungen und Kondensatoren auf Durchschläge von Teilkapazitäten. Bei Hartpapierdurchführungen können Kapazitätsanstiege auch durch Ölprägnierung des nicht ganz spaltfreien Isolierkörpers verursacht sein. Imprägniermittelverlust oder ein unterbrochener Kontakt können sich durch Kapazitätsabnahme äußern. Erhöhte Verlustfaktoren ergeben sich z.B. durch eindringende Feuchtigkeit und durch strukturelle Veränderungen infolge von Alterung, vgl. Kap. 4.2.3.

Anmerkung: Das Einsetzen starker Teilentladungen macht sich beim Steigern der Spannung auch durch einen Verlustanstieg bemerkbar. Die Bestimmung des Teilentladungseinsatzes über den „Teilentladungsknick“ des Verlustfaktors ist jedoch sehr unempfindlich und war nur in den Anfängen der Hochspannungstechnik üblich.

Die klassische **Grundschialtung** zur Bestimmung von Kapazität und Verlustfaktor ist die C-tan δ -Messbrücke nach *Schering* („Schering-Brücke“), Bild 6.4.1-1 (oben links). Sie zeichnet sich gegenüber üblichen Wechselspannungsbrücken dadurch aus, daß das zu messende Objekt (C_x , $\tan \delta_x$) realitätsnah mit *Hochspannung* beansprucht wird, während alle Abgleichelemente an *Niederspannung* liegen. C_N ist ein möglichst verlustarmer, z.B. gasisolierter Hochspannungskondensator mit genau bekannter Kapazität (Normal- bzw. Vergleichskondensator).

Die **Abgleichbedingung** der Brücke, bei der der **Nullindikator** keine Spannung anzeigt, ist

$$\underline{Z}_x / \underline{Z}_3 = \underline{Z}_N / \underline{Z}_4 \quad (6.4.1-1)$$

und lässt sich am besten mit einem *Reihenerstschaltbild* für $\underline{Z}_x$ auswerten:

$$\underline{Z}_x / \underline{Z}_3 = \underline{Z}_N \cdot \underline{Y}_4$$

$$\frac{R_x + \frac{1}{j\omega C_x}}{R_3} = \frac{1}{j\omega C_N} \cdot \left(\frac{1}{R_4} + j\omega C_4 \right)$$

Aus Real- und Imaginärteil ergibt sich

$$\begin{aligned} R_x &= R_3 \cdot C_4 / C_N, \\ C_x &= C_N \cdot R_4 / R_3 \end{aligned} \quad (6.4.1-2)$$

und

$$\tan \delta_x = \omega C_x R_x = \omega C_4 R_4.$$

Dabei können **Erdstreu kapazitäten** zur Verfälschung des Ergebnisses führen. Insbesondere die Kabel zwischen Brücke und den Hochspannungskomponenten besitzen Kapazitäten C_3' und C_4' parallel zu den Brückenimpedanzen $\underline{Z}_3$ und $\underline{Z}_4$, Bild 6.4.1-1 (unten rechts). Dagegen gibt es folgende *Abhilfemaßnahmen*:

1. Es werden *doppelt geschirmte Kabel* und Gehäuse verwendet. Die äußeren Schirme bleiben geerdet, die *inneren Schirme* werden über einen elektronischen *Potentialregler* dynamisch auf dem Potential der abgeglichenen Brückeneckpunkte a und b gehalten. Mangels Potentialdifferenz können deshalb keine Verschiebungsströme zwischen den Innenleitern bzw. Brückeneckpunkten und der inneren Schirmung fließen. Die Verschiebungsströme zwischen inneren und äußeren Schirmen werden vom Potentialregler gespeist und belasten die Brücke nicht.
2. Auch ohne Potentialregler können Schirmung und Brückeneckpunkte durch manuellen Abgleich eines dritten Brücken-zweiges („*Hilfszweig nach Wagner*“) auf gleiches Potential gebracht werden, so dass die Streukapazitäten ohne Wirkung bleiben [141]. Steht eine erdfreie Hochspannungsquelle zur Verfügung, kann auch eine einfache geerdete Schirmung verwendet werden.
3. Weiterhin besteht die Möglichkeit, den durch Erdstreu kapazitäten verursachten

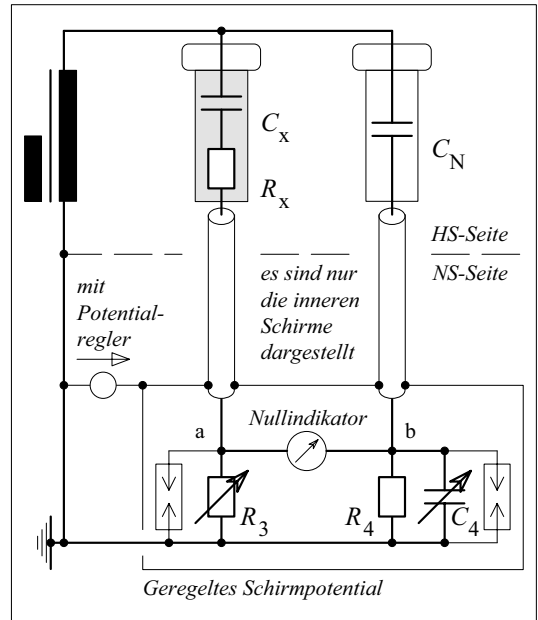
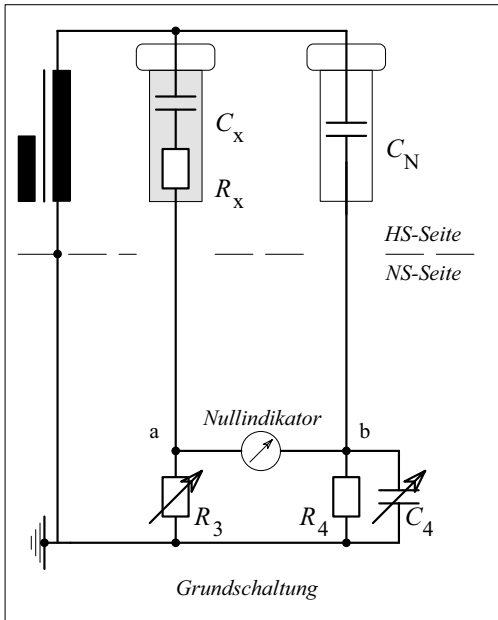
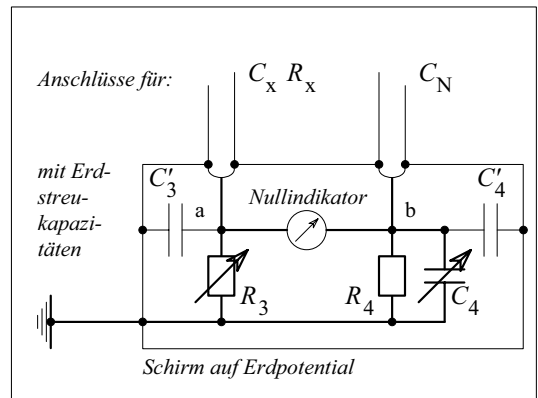


Bild 6.4.1-1: Kapazitäts- und Verlustfaktormessbrücke nach Schering (sogenannte Schering-Brücke):

Oben links: Grundsicherung.

Oben rechts: Regelung des Schirmpotentials zur Vermeidung von Verschiebungsströmen zur Erdseite, die die Brücke belasten könnten (bzw. Kompensation der Erdstreu- kapazitäten).

Unten rechts: Rechnerische Berücksichtigung von Erdstreu- kapazitäten bekannter Größe (z.B. Kabelkapazitäten).



Fehlwinkel durch ein RLC-Netzwerk im Zweig 3 zu kompensieren.

- Sind die Erdstreu- kapazitäten definiert und bekannt, was bei coaxialen Messkabeln meist gegeben ist, so kann eine *rechnerische Korrektur des Ergebnisses* erfolgen. Aus der Abgleichbedingung (6.4.1-1) ergibt sich mit $1/Z_3 = Y_3 = (1/R_3 + j\omega C'_3)$ und $1/Z_4 = Y_4 = (1/R_4 + j\omega(C_4 + C'_4))$ nach Bild 6.4.1-1 (unten rechts) in guter Näherung

$$\tan \delta_x = \omega C_x R_x$$

$$\approx \omega(C_4 + C'_4)R_4 - \omega C'_3 R_3.$$

Mit dem Abgleichwert $\tan \delta_{x0} = \omega C_4 R_4$ nach Gl. (6.4.1-2) ergibt sich für die *Verlustfaktorkorrektur*

$$\begin{aligned} \tan \delta_x &= \omega C_x R_x \\ &\approx \tan \delta_{x0} + \omega C'_4 R_4 - \omega C'_3 R_3. \end{aligned} \quad (6.4.1-3)$$

Der Kapazitätsmesswert nach Gl. (6.4.1-2) wird durch die Streukapazitäten kaum beeinflusst.

Neben der Grundsaltung nach Schering wurden verschiedene **Varianten** entwickelt [141]. Beispielsweise gibt es spezielle Brückenschaltungen für *große Kapazitäten*, für *große Verlustfaktoren* und für *geerdete Prüflinge*. Die *Universal-C-tan δ -Messbrücke* erlaubt einen vereinfachten Abgleich mit komplexem Komparator, bei dem nach Betrag und Phasenlage der Brückendiagonalspannung abgeglichen wird. Außerdem gibt es Brücken mit *Stromkomparatoren*. Neben manuell abzugleichenden Brücken gibt es auch automatisch abgleichende Ausführungen.

Computerbasierte Messsysteme arbeiten nach dem Prinzip einer vektoriellen Impedanzmessung im Frequenzbereich, Bild 6.4.1-2. Der gesuchte Verlustfaktor $\tan \delta_x$ wird dabei aus den Stromsignalen des Messzweigs und des Vergleichszweigs über die Phasenverschiebung δ_x der Grundschwingung ermittelt. Hierzu werden beispielsweise die in beiden Zweigen erfassten analogen Stromsignale integriert, digitalisiert und faseroptisch einem digitalen Signalprozessor (DSP) zugeführt und mit einer diskreten Fourier-Transformation (DFT) weiterverarbeitet [204]. Abhängig von der Geschwindigkeit und Genauigkeit der A/D-Wandlung und der Leistungsfähigkeit des

Prozessors können hohe Genauigkeiten und extrem kurze Messzeiten realisiert werden, die praktisch eine automatische *Überwachung* der dielektrischen Größen in *Echtzeit* ermöglicht. Vorteilhaft ist auch die Möglichkeit, weitere Größen zu errechnen, wie z.B. Kapazitäten, Reihen- oder Parallelersatzwiderstände, Verlustfaktor, Leistungsfaktor, Verlustleistung, Spannung und Frequenz.

Kapazitäten und Verlustfaktoren können auch aus **Resonanzfrequenz und Dämpfung** von Schwingkreisen ermittelt werden. Dafür wird beispielsweise eine geladene Kapazität schwingend entladen („*oscillating voltage*“). Vorteilhaft ist dabei, dass auch sehr große Kapazitäten, wie z.B. in Kabeln, vermessen werden können. Die Genauigkeit ist allerdings nicht mit einer Brückenmessung vergleichbar, weil in das Messergebnis weitere verlustbehaftete Elemente (Kreisinduktivität, Schaltelemente) eingehen.

Für die Ermittlung von **Dielektrizitätszahlen** ist eine genau definierte Feldgeometrie erforderlich, bei der die Feldverzerrungen an den Rändern durch eine *Schutzringanordnung* vermieden werden muss, Bild 6.4.1-3. Die relative Dielektrizitätszahl ergibt sich als Quotient aus gemessener Isolierstoff- und berechneter (oder gemessener) Vakuumkapazität:

$$\epsilon_r = C_x / C_0 \quad (6.4.1-4)$$

Koaxiale Schutzringanordnungen werden in druckgasisolierten Normalkondensatoren (sog. *Pressgaskondensatoren*) und in Prüfgefäßen für flüssige Isolierstoffe eingesetzt. Ebene Schutzringanordnungen finden bei der Prüfung plattenförmiger Isolierstoffe Verwendung.

6.4.1.2 Isolationswiderstand, Leitfähigkeit

Der **Isolationswiderstand** R_{IS} zwischen zwei Elektroden ergibt sich aus einem Widerstandnetzwerk, das die unterschiedlichen Materialien und Oberflächen nachbildet. Üblicherweise betrachtet man die Parallelschaltung resultierender **Durchgangs-** und **Oberflächenwiderstände** R_D und R_O :

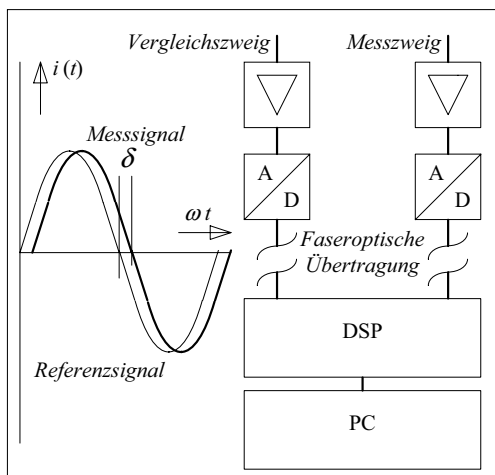


Bild 6.4.1-2: Computerbasierte Messung des Verlustfaktors aus der Phasenverschiebung der Ströme in Mess- und Vergleichszweig (nach [204]).

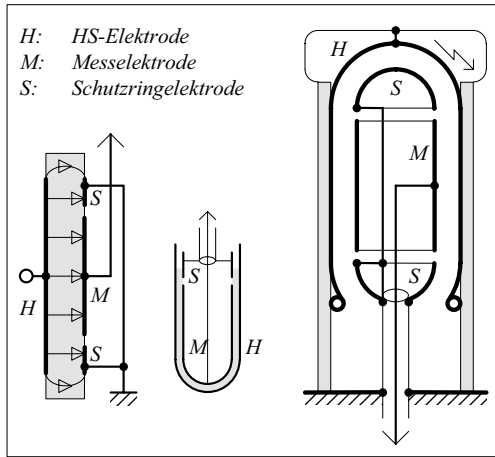


Bild 6.4.1-3: Plattenförmiger Isolierstoff mit ebener Schutzringanordnung (links) und koaxiale Schutzringanordnung für die Prüfung von Flüssigkeiten (mittig) bzw. für Pressgaskondensatoren (rechts).

$$R_{IS} = R_D + R_O \quad (6.4.1-5)$$

Die Werte werden von der *Leitfähigkeit* des Materials und vom *Oberflächenzustand* bestimmt. Der *Durchgangswiderstand* ist dementsprechend von der Beanspruchungszeit, der Feldstärke, der Temperatur und der Feuchtigkeit abhängig (vgl. Kap. 4.2.2). Typische Werte können den Bildern 4.2-5 bis -9 entnommen werden. Der *Oberflächenwiderstand* hängt sehr stark von Art, Menge, Verteilung und Befeuchtung der Fremdschichten ab (vgl. Kap. 3.2.6.4 und 5.3.3.4). Er wird als Widerstand zwischen den gegenüberliegenden Kanten eines Quadrats angegeben und liegt typischerweise zwischen 10^6 und $10^{13} \Omega$.

Die Messung des Isolationswiderstandes bei Geräten gibt zunächst Aufschluss über das Vorhandensein isolierender Trennstrecken. Im Rahmen von Trendanalysen kann beispielsweise die Alterung und Befeuchtung von zellulosehaltigen Isolierungen oder die Verschmutzung von Ölen verfolgt werden. Oberflächenwiderstände geben z.B. Aufschluss über die Hydrophobie unterschiedlich verschmutzter, gealterter oder behandelter Oberflächen, Bild 5.3-19.

Mit Hilfe von Schutzringanordnungen kann zwischen Durchgangs- und Oberflächenwi-

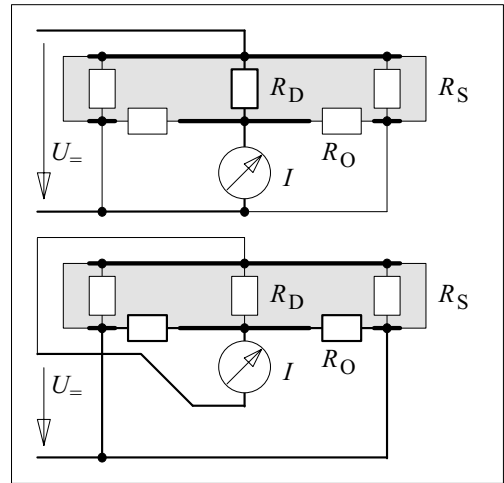


Bild 6.4.1-4: Messung von Durchgangswiderstand (oben) und Oberflächenwiderstand (unten) in einer Schutzringanordnung.

derstand von Isolierstoffproben unterschieden werden, Bild 6.4.1-4. Bei der *Messung des Durchgangswiderstandes* zwischen Hochspannungs- und Messelektrode wird der über R_S fließende Strom nicht erfasst, R_O liegt parallel zum niederohmigen Messgerät. Auch bei der *Messung des Oberflächenwiderstandes* zwischen Mess- und Schutzringelektrode bleibt der Strom über R_S ohne Einfluss, R_D liegt parallel zum niederohmigen Messgerät.

Anmerkung: Der Oberflächenwiderstand kann auch zwischen zwei 10 cm langen Schneiden gemessen werden, die im Abstand von 1 cm gegen die Oberfläche gedrückt werden [157].

Auch für die Ermittlung von **Leitfähigkeiten** ist, wie bei der Bestimmung von Dielektrizitätszahlen, eine definierte Feldgeometrie erforderlich, bei der Feldverzerrungen an den Rändern und Oberflächenströme durch eine *Schutzringanordnung* vermieden werden, Bild 6.4.1-4. Die Leitfähigkeit κ bzw. der spezifische Widerstand ρ ergeben sich für ebene Anordnungen aus dem Durchgangswiderstand

$$R_D = \frac{1}{\kappa} \cdot \frac{d}{A}$$

zu

$$\kappa = \frac{1}{\rho} = \frac{1}{R_D} \cdot \frac{d}{A} \quad (6.4.1-6)$$

Feste Isolierstoffe werden üblicherweise an *plattenförmigen Proben* in ebenen Anordnungen gemessen. Es ist jedoch auch möglich, auf *anders geformten Körpern* Elektroden und Schutzring als leitfähige Beläge aufzutragen. Für *flüssige Isolierstoffe* gibt es Messzellen aus zwei konzentrischen becherförmigen Elektroden mit einem flüssigkeitsgefülltem Isolierspalt. Ähnlich wie in einem Pressgaskondensator befindet sich im oberen Bereich ein Schutzring, Bild 6.4.1-3.

Bei Leitfähigkeitsmessungen ist zu beachten, dass die gemessenen Ströme bei **festen Isolierstoffen** nicht nur von der eigentlichen Gleichstromleitfähigkeit sondern über lange Zeit hinweg auch von *Polarisationsvorgängen* beeinflusst werden, Kap. 4.2.2 und 4.3. Es ist deshalb so lange zu messen, bis der Wert der *Gleichstromleitfähigkeit* an einem *stationären Endwert* erkennbar ist. In der Praxis wird ein solcher Endwert jedoch häufig nicht erreicht, es werden deshalb die Messwerte zu *verschiedenen Messzeitpunkten* 1, 2, 5, 10, 50 und 100 Minuten angegeben [157], [386].

Anmerkung: Man darf allerdings nicht dem Fehlschluss unterliegen, dass es sich dabei um echte *Leitfähigkeits- oder Widerstandswerte* handelt, es sind vielmehr Polarisationsstromanteile enthalten. Man sollte deshalb besser von „*scheinbarer Leitfähigkeit*“ bzw. „*scheinbarem Isolationswiderstand*“ sprechen.

Bei **Flüssigkeiten** spielt vor allem die *Abnahme der Leitfähigkeit* durch Ionendrift in einem elektrischen Gleichfeld eine Rolle, Kap. 4.2.2.2. Es gibt deshalb eine spezielle Vorschrift für die Messung an Isolierflüssigkeiten mit Hilfe von trapezförmigen Wechselspannungen, durch die die Ladungsträgerverarmung durch Ionendrift vermieden wird. Im Anstieg der Spannung fließt ein kapazitiver Verschiebungsstrom und während der stabilen Phase ein Leitungsstrom. Dadurch können sowohl die Dielektrizitätszahl als auch der Anfangswert der Leitfähigkeit ohne Ladungsträgerverarmung (d.h. die sog. *Wechselstromleitfähigkeit*) erfasst werden [270], [385]. Dieser Wert unterscheidet sich jedoch von den sich nach längeren Gleichfeldbeanspruchungen ergebenden Werten.

6.4.2 Teilentladungsmessungen

Entstehung und anschauliche Interpretation von Teilentladungen wurden bereits in Kap. 3.4 aus Sicht der Entladungsphysik behandelt. Hier sollen Verfahren zur Messwerterfassung, Signalverarbeitung, Bewertung und rechnergestützten Diagnose beschrieben werden.

Bei der üblichen Teilentladungsmesstechnik im kHz-Bereich (Kap. 6.4.2.1 bis 6.4.2.4) müssen auch Fragen der Störsignalunterdrückung und der Teilentladungsdiagnose betrachtet werden (Kap. 6.4.2.5 und 6.4.2.6). Neben den klassischen Messverfahren sind auch die hochfrequente UHF-Technik sowie einige nicht-elektrische Verfahren von Bedeutung (Kap. 6.4.2.7 und 6.4.2.8).

6.4.2.1 TE-Messkreis

Für die Erfassung von Teilentladungsimpulsen ist eine spezielle *Messtechnik* erforderlich, Bild 6.4.2-1.

Parallel zu dem an einen Prüftransformator angeschlossenen *Prüfling* mit der Kapazität C_p wird ein *Koppelkondensator* mit der Kapazität C_k geschaltet. Im Falle einer Teilentladung fließt ein impulsförmiger Ausgleichsstrom im Kreis aus C_k und C_p . Über einem *Ankopplungsvierpol* (AKV), der sich entweder im Zweig des Prüflings oder im Zweig des Koppelkondensators befindet, kann der TE-Stromimpuls als Spannungsimpuls erfasst werden.

Anmerkung: Ankopplungsvierpole sind oft Netzwerke mit Band- oder Hochpassverhalten, z.B. aus einer Parallelschaltung von Induktivität und Widerstand. Dadurch wird eine Übersteuerung des empfindlichen Teilentladungsmessgerätes durch die netzfrequente Spannung vermieden.

Oft ist eine Entkopplung des gesamten Teilentladungskreises von der Netzseite durch ein *Tiefpassfilter* (z.B. Reihenschaltung aus R und L) hilfreich, um netzgebundene Störungen zu unterdrücken, und um die Parallelschaltung der Transformator-Wicklungskapazitäten zu vermeiden, Bild 6.4.2-1 (links).

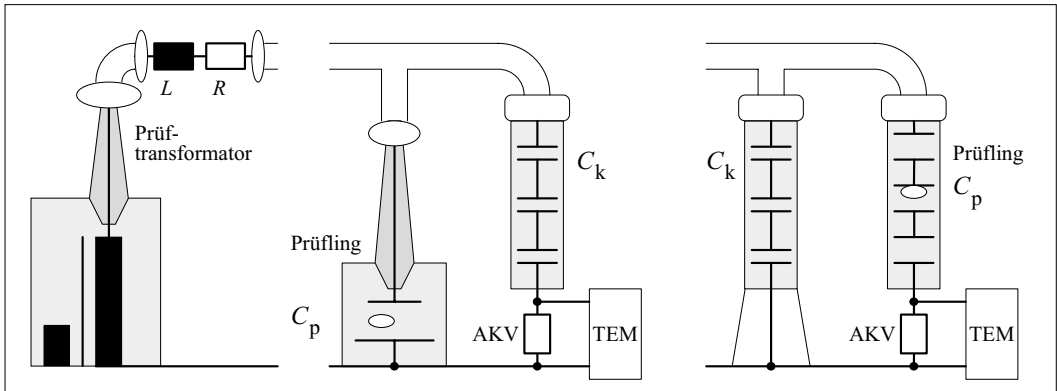


Bild 6.4.2-1: Teilentladungsprüfung an geerdeten und erdfreien Prüflingen (links und rechts) mit Koppelkondensator, Ankopplungsvierpol (AKV), Teilentladungsmessgerät (TEM) und teilentladungsfreiem Prüfaufbau.

Anmerkung: Die Dämpfung äußerer Störungen ist auch durch eine sogenannte *Brückenschaltung* möglich, bei der sich Ankopplungsvierpole sowohl im Zweig des Prüflings als auch im Zweig des Kopplungskondensators befinden. Äußere Störimpulse rufen an beiden Ankopplungsvierpolen ein gleichgerichtetes Signal hervor. Teilentladungen im Prüfling (oder im Kopplungskondensator) führen zu entgegengerichteten Signalen.

Der gesamte *Messaufbau* muss *teilentladungsfrei* sein. D.h. neben der Verwendung entsprechender Geräte (Trafo, Koppelkondensator) sind ausreichend verrundete Zuleitungen und Armaturen erforderlich. Außerdem müssen alle metallischen Teile durch Kontaktierung auf definiertem Potential gehalten werden.

Anmerkung: Anstelle eines Koppelkondensators werden zur **Auskopplung der TE-Signale** gelegentlich auch andere Verfahren eingesetzt, wie z.B. *Durchführungskapazitäten, kapazitive Sensoren, magnetische Sensoren, Rogowski-Spulen* oder *Antennen* zur Erfassung des elektromagnetischen Strahlungsfeldes.

6.4.2.2 Scheinbare Ladung, TE-Energie

Innere Teilentladungen werden mit dem Ersatzschaltbild 3.4-2 durch *Entladung einer Hohlraumkapazität* C_h bei Überschreiten der Durchschlagspannung U_d beschrieben, Bild 6.4.2-2. Der **tatsächliche Ladungsumsatz**

$$\Delta Q = C_h \cdot \Delta u_h = C_h \cdot U_d \quad (6.4.2-1)$$

kann an den Klemmen des Prüflings *nicht* erfasst werden. $\Delta u_h = U_d$ wirkt sich jedoch auf-

grund der Spannungsteilung an C_S und C_0 als *Spannungseinbruch*

$$\Delta u = \Delta u_h \cdot C_S / (C_S + C_0) = U_d \cdot C_S / C_p \quad (6.4.2-2)$$

aus, wenn angenommen wird, dass der Prüfling innerhalb mehrerer Nanosekunden induktiv vom übrigen Messkreis entkoppelt ist. Als Maß für diesen nicht direkt messbaren Spannungseinbruch wird die aus dem Koppelkondensator *nachfließende Ladung* erfasst, indem der Ankopplungsvierpol als Strommesswiderstand aufgefasst und das Signal im Teilentladungsmessgerät integriert wird. Dabei spielt es keine Rolle, ob die Strommessung im Zweig des Koppelkondensators oder im Zweig des Prüflings erfolgt, vgl. Bild 6.4.2-1. Diese messtechnisch erfassbare nachfließende Ladung wird als **„scheinbare Ladung“**

$$Q_S = C_p \Delta u = \Delta u_h \cdot C_S = \Delta Q C_S / C_h \quad (6.4.2-3)$$

bezeichnet, wobei angenommen wird, dass eine starre Quelle den Spannungseinbruch Δu vollständig ausgleichen kann.

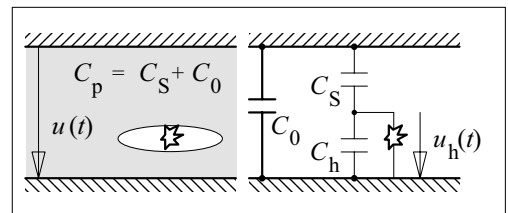


Bild 6.4.2-2: Vereinfachtes Ersatzschaltbild des Prüflings zur Beschreibung innerer Teilentladungen.

Diese scheinbare Ladung ist sehr viel kleiner als der tatsächliche Ladungsumsatz, der Zusammenhang ist völlig unbekannt, weil Art, Lage und Größe der Fehlstelle nicht bekannt sind. Trotzdem hat sich die *scheinbare Ladung* Q_S als **Kenngröße für die Bewertung der TE-Intensität** in der Praxis bewährt. Hierfür werden zwei Gründe genannt [67]: -

1. Die scheinbare Ladung steht in Beziehung zur **Energie** des TE-Impulses. Sie entspricht der vor dem TE-Ereignis in C_h kapazitiv gespeicherten Energie. Bei Annahme einer vollständiger Entladung gilt näherungsweise:

$$W_{TE} \approx \frac{1}{2} \cdot C_h \cdot \Delta u_h^2 = \frac{1}{2} \cdot \Delta Q \cdot \Delta u_h$$

ΔQ steht nach Gl. (6.4.2-3) mit der außen erfassbaren scheinbaren Ladung Q_S in Beziehung, Δu_h ergibt sich über das kapazitive Teilverhältnis aus dem Scheitelwert der außen messbaren TE-Einsatzspannung u_{TEE} : Teilentladungseinsatzspannung

$$W_{TE} \approx \frac{1}{2} \cdot (Q_S \frac{C_h}{C_S}) \cdot (\sqrt{2} u_{TEE} \frac{C_S}{C_h})$$

$$W_{TE} \approx \frac{1}{2} \sqrt{2} \cdot Q_S \cdot u_{TEE} \quad (6.4.2-4)$$

Häufig sind bei Geräten einer Spannungsebene die *TE-Einsatzspannungen* vergleichbar, so dass die *scheinbare Ladung* auch als Orientierung für die *Energie des Entladungsimpulses* gelten kann.

2. Nach Gl. (6.4.2-3) u. (-1) steigt die *scheinbare Ladung* mit der Durchschlagspannung des Hohlraums und somit auch mit der Schlagweite d und der **Größe des Hohlraums**:

$$Q_S = \Delta Q \frac{C_S}{C_h} = C_h U_d \frac{C_S}{C_h} \quad (6.4.2-5)$$

$$\sim U_d \quad \sim d \quad \sim V$$

Für die Höhe der akzeptablen TE-Intensitäten gibt es weder allgemeinen Festlegungen noch theoretische Begründungen. I.d.R. sind Werte

aus der *praktischen Prüferfahrung* heraus in gerätespezifischen Normen festgelegt worden. Meist wird **bei der Prüfung** die Prüfspannung angefahren, beim Zurückfahren der Spannung darf die TE-Intensität dann bei einem definierten Spannungswert (deutlich oberhalb der Betriebsspannung) den festgelegten Ladungswert Q_S nicht überschreiten. Damit soll sichergestellt werden, dass im Betrieb Teilentladungen, die durch eine Überspannung gezündet worden sein könnten, **bei Betriebsspannung** auf jeden Fall wieder verloschen sind.

Üblicherweise liegen die bei einer **Prüfung** akzeptierten **Ladungswerte** für hochbeanspruchte Isolierungen (Betriebsfeldstärke ≥ 3 kV/mm) zwischen $Q_S = 1$ und 10 pC wenn es sich um *empfindliche Isolierstoffe* wie Kunststofffolien, Epoxidharz oder öl imprägniertes Papier handelt. Generatorisolierungen mit einem hohen Anteil von teilentladungsresistentem *Glimmer* können Entladungen im Bereich von 1000 pC aufweisen, 10000 pC werden als gefährlich angesehen [67]. *Glas und Porzellan* weisen eine noch weitaus höhere Resistenz gegen TE auf. *Koronaentladungen* in Luft, auch auf keramischen Oberflächen, gelten als ungefährlich. Für *Transformatoren* sind ab Spannungen von $U_m > 72,5$ kV Teilentladungsprüfungen vorgeschrieben. Die Pegel sind 100 pC bei $1,1 U_m/\sqrt{3}$, 300 pC bei $1,3 U_m/\sqrt{3}$ und 500 pC bei $1,5 U_m/\sqrt{3}$, je nach anzuwendendem Prüfzyklus, vgl. Kap. 7.1.3.5 mit Bild 7.1.3-15. Diese Pegel gelten als großzügig bemessen und werden i.d.R. deutlich unterschritten. Bei einer scheinbaren Ladung von 500 pC ist von einem gravierendem Problem im Transformator auszugehen [206].

Im Hinblick auf die **erosive Alterung** von Isolierstoffen sind sowohl die Entladungsintensität Q_S als auch die Entladungshäufigkeit N von Bedeutung. In empfindlichen organischen Isolierstoffen wird ein *Ladungsumsatz* von

$$N Q_S = 2 \text{ nC/min} = 33 \text{ pC/s} \approx 1 \text{ pC/Periode}$$

als ungefährlich genannt. Dieser Wert soll sowohl für Wechsel- als auch für Gleichspannung Gültigkeit besitzen [207].

6.4.2.3 Empfindlichkeit und Kalibrierung

Nach Gl. (6.4.2-2) führt die Entladung der Fehlstelle zu einem Spannungseinbruch Δu an den Prüflingsanschlüssen, der nach Gl. (6.4.2-3) durch Nachfließen der scheinbaren Ladung Q_S aus einer starren Quelle vollständig ausgeglichen wird. Da aber der Koppelkondensator keine starre Spannungsquelle bildet, verbleibt ein Spannungseinbruch Δu^* . D.h. es wird nicht die gesamte scheinbare Ladung ausgeglichen, sondern nur die **messbare Ladung**

$$Q_M = C_k \cdot \Delta u^*. \quad (6.4.2-6)$$

Für den Ladungsausgleich gilt

$$\Delta u^* (C_k + C_p) = Q_S = C_p \Delta u. \quad (6.4.2-7)$$

Für $C_k \gg C_p$ geht Δu^* gegen Null, d.h. es handelt sich um eine starre Quelle. Für $C_k \ll C_p$ geht Δu^* gegen Δu , d.h. es findet kein Ladungsausgleich statt.

Aus Gl. (6.4.2-6) und (-7) ergibt sich der Zusammenhang zwischen messbarer und scheinbarer Ladung:

$$Q_M = Q_S C_k / (C_k + C_p) \quad (6.4.2-8)$$

Für $C_k \gg C_p$ ist Q_M gleich Q_S . Für kleinere Werte von C_k nimmt auch Q_M ab. Insbesondere bei *großen Prüflingskapazitäten* (z.B. bei Kondensatoren, Kabeln oder Lagenwicklungen von Transformatoren) ist deshalb mit einer erheblich *reduzierten Empfindlichkeit* des TE-Messkreises zu rechnen.

In der Praxis muss deshalb *immer* der Zusammenhang zwischen Q_S und Q_M durch eine **Kalibrierung** ermittelt werden. Dabei werden Stromimpulse konstanter Ladungsmenge über die Parallelschaltung aus C_k und C_p geführt, so dass das Teilentladungsmessgerät ein Q_M entsprechendes Signal anzeigt. Wird ein gleicher Stromimpuls direkt über den Ankopplungsvierpol geführt, entspricht die Anzeige der scheinbaren Ladung Q_S . Das Verhältnis der Anzeigen entspricht dem gesuchten *Kalibrierfaktor*

$$k_c = Q_S / Q_M = (C_k + C_p) / C_k. \quad (6.4.2-9)$$

Anmerkung: Eine *direkte Kalibrierung* aus dem Verhältnis der an Prüfling und Koppelkondensator eingespeisten Impulsladung (entsprechend Q_S) und der Anzeige (entsprechend Q_M) ist nicht immer korrekt, weil je nach Art der Signalverarbeitung die Anzeige auch von *Frequenzspektrum* und *Häufigkeit* der Kalibrierimpulse beeinflusst werden kann.

Als Messgröße zur Quantifizierung von Teilentladungen wird die *scheinbare Ladung* Q_S herangezogen. Wünschenswert wäre ein Schluss von Q_S auf den *tatsächlichen Ladungsumsatz* ΔQ in der Fehlstelle. Leider liefert Gl. (6.4.2-3) aber nur einen grundsätzlichen, praktisch nicht auswertbaren Zusammenhang, weil die Größen- und Kapazitätsverhältnisse einer unbekannten Fehlstelle nicht angegeben werden können. Meist ist jedoch $C_S \ll C_p$, so dass man i.d.R. von $\Delta Q \gg Q_S$ ausgehen kann.

Anmerkung: Andere Verfahren zur Erfassung von Teilentladungen bestehen im Einsatz kapazitiver und magnetischer *Feldsensoren hoher Bandbreite*, vgl. Kap. 6.3.3. Sie sind Voraussetzung für neuere Ansätze der TE-Analyse, z.B. für die Analyse der Impulsform („time-resolved-analysis“) oder für die Analyse extrem hochfrequenter Anteile im Frequenzspektrum des Signals, vgl. Kap. 6.4.2.6. Weiterhin können Feldsonden und Antennen für die Lokalisierung von Teilentladungen in fest installierten Betriebsmitteln vor Ort eingesetzt werden.

Die beschriebenen Teilentladungsmesskreise sind nicht nur bei Wechselspannung sondern auch bei **Gleichspannung** einsetzbar. TE-Impulse bei Gleichspannung treten jedoch wesentlich *seltener und unregelmäßiger* als bei Wechselspannung auf, weil die Nachladung einer entladenen Fehlstelle nicht durch Verschiebungsströme sondern durch sehr viel kleinere Leitungsströme erfolgt. Das Teilentladungsmessgerät kann deshalb keine kontinuierliche Ladungsanzeige liefern, sondern muss die *Ladung einzelner Impulse* über der Zeit registrieren. Kriterium für das Bestehen einer Gleichspannungsprüfung ist deshalb z.B. *Ladung und Anzahl einzelner Impulse* innerhalb eines längeren Beobachtungszeitraumes.

Anmerkung: **Teilentladungsmessungen bei Gleichspannung** sind in hohem Maße anfällig gegen äußere *Störungen* und gegen Störungen im Messaufbau. Bei

Wechselspannung fallen einzelne Störimpulse im Bild der regelmäßigen und repetierenden TE-Impulse auf oder sie werden herausgemittelt. Bei Gleichspannung gibt es keine vergleichbare Differenzierungsmöglichkeit und es muss ein *hoher Entstör- und Abschirmaufwand* getrieben werden.

6.4.2.4 Signalverarbeitung und -bewertung

Die mit dem Ankopplungsvierpol messbaren Stromimpulse sind aufgrund der komplexen Systemeigenschaften des Messkreises im Rahmen der **klassischen TE-Diagnostik** meist wenig aussagekräftig. Die Stromimpulse müssen zur Bildung der Kenngröße „Ladung“ integriert werden. Die zu diesem Zweck vorgenommene „*Quasi-Integration*“ kann durch *breitbandige und schmalbandige TE-Messgeräte*, sowie durch die in den Anfängen der TE-Messtechnik eingeführten *Störspannungsmessgeräte* (radio-interference-meter, RIV-meter) der Nachrichtentechnik erfolgen.

Wichtige Kenngrößen der klassischen Diagnostik sind die *scheinbare Ladung* Q_s (*Teilentladungsintensität* TEI), die *Phasenlage* bzgl. der netzfrequenten Grundschwingung, die *Häufigkeit* N , sowie *Teilentladungseinsatz- und -aussatzspannungen* (TEE und TEA) vgl. Kap. 3.4.

a) Breitbandige TE-Messgeräte

Das Verhalten breitbandiger TE-Messgeräte sei am Beispiel einer einfachen *RC-Integration* erläutert, Bild 6.4.2-3. Für $R_m \ll R$ lädt der Teilstrom

$$i_C(t) = i(t) \cdot R_m / R \quad (6.4.2-10)$$

die Kapazität C auf die Spannung $u(t)$ auf, die der bis zu diesem Zeitpunkt geflossenen Ladung proportional ist:

$$u(t) = \{ \int i_C(t) dt \} / C \sim \int i(t) dt \quad (6.4.2-11)$$

Dieser Ladungswert wird idealerweise in C gespeichert. Aufgrund der endlichen Zeitkonstanten $\tau = R \cdot C$ ergibt sich jedoch eine allmähliche *Entladung*. Das Maximum $\hat{u}$ der Spannung $u(t)$ ist der Ladung Q proportional, wenn die *Integrationszeitkonstante* τ hinreichend groß gegen die *Impulsdauer* τ_i ist:

$$\tau = R \cdot C \gg \tau_i \quad (6.4.2-12)$$

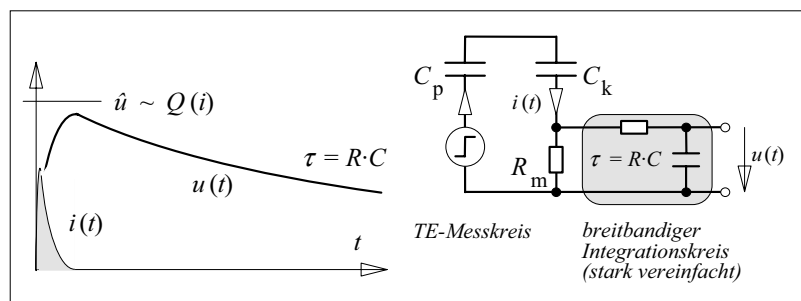
Die Zeitkonstante τ darf allerdings auch nicht zu groß sein, damit aufeinanderfolgende Impulse aufgelöst werden können. Praktische Werte liegen im μs -Bereich.

Das RC-Integrationsglied kann im *Frequenzbereich* auch als *Tiefpass* aufgefasst werden. Der Forderung nach einer großen Zeitkonstante $\tau = R \cdot C$ entspricht die Forderung nach einer niedrigen *oberen Grenzfrequenz* des Tiefpasses. Sie liegt bei praktischen Messgeräten im 100 kHz-Bereich. Systeme mit wesentlich höheren Grenzfrequenzen würden nicht mehr integrierend wirken, sondern den Stromimpuls mehr oder weniger unverändert übertragen.

Anmerkung: Auch für länger andauernde Stromimpulse ist die Bedingung (6.4.2-12) u.U. nicht mehr erfüllt, so dass sich ein Integrationsfehler ergeben kann.

Praktische TE-Messgeräte besitzen keine Tiefpass- sondern eine *Bandpasscharakteristik*, um netz- und andere niederfrequente Signalanteile unterhalb von ca. 10 kHz auszublenden. Dabei

Bild 6.4.2-3: Breitbandige Integration des Ausgleichsstromes $i(t)$ in einem TE-Messkreis durch einen einfachen RC-Tiefpass.



sind Ankopplungsvierpol (mit Beschaltung), Verbindungsleitung und Teilentladungsmessgerät als Einheit anzusehen, für die der resultierende Frequenzgang zu betrachten ist. Oft ergeben sich *schwingende Impulsantworten*, in denen die Information über der Polarität des TE-Impulses verloren gehen kann. Wegen der *geringen Signalamplituden* kommen in der Praxis aktive Integrationsverstärker zum Einsatz.

b) Schmalbandige TE-Messgeräte

Schmalbandige TE-Messgeräte besitzen sehr *stark schwingende Impulsantworten*, wobei die Frequenz der Schwingung der Mittenfrequenz f_m des Filters entspricht. Die Information über die Polarität des Impulses geht dabei verloren. Es lässt sich zeigen, dass die Amplitude der Schwingung der *Ladung* des erregenden Impulses proportional ist [141]. Bei der Auswahl der *Mittenfrequenz* ist ein Frequenzbereich zu wählen, in dem sich die Anzeige nicht mit der Frequenz verändert. Eine übliche *Bandbreite* ist der von der CISPR [158] für Störspannungsempfänger genormte Wert $\Delta f = 9$ kHz, der einer Impulsauflösungszeit von ca. 220 μ s entspricht.

Schmalbandige TE-Messgeräte mit durchstimmbaren Filtern besitzen den Vorteil, dass in elektromagnetisch gestörter Umgebung (wie z.B. in industriellen Produktionsstätten) ein weniger gestörtes Frequenzband ausgewählt werden kann. Nachteilig ist die schlechte Auflösung rasch aufeinanderfolgender Pulse.

c) Störspannungsmessgeräte

Die speziellen Teilentladungsmessgeräte sind aus den Störspannungsmessgeräten der Nachrichtentechnik hervorgegangen. Es handelt sich dabei um durchstimbare Messempfänger mit *Bandpasscharakteristik*, die sich somit als schmalbandige TE-Messgeräte für die Quasi-Integration von Impulsen eignen. Ihre *Anzeige* erfolgt als Spannung U_A in μ V und nicht wie bei speziellen TE-Messgeräten als Ladung Q_M in pC. Für kalibrierte Störspannungsmessgeräte gilt der Zusammenhang

$$U_A = Q_M \cdot R_m \cdot \Delta f \cdot a / \sqrt{2} \quad (6.4.2-13)$$

R_m ist der Widerstand des Ankopplungsvierpols, Δf die Bandbreite und Q_M die über R_m geflossene (messbare) Ladung. Der Faktor a nimmt mit der Häufigkeit N der Impulse nach einer *Bewertungskennlinie* zu, Bild 6.4.2-4. Bezugswert mit dem Gewichtungsfaktor $a = 1$ ist die Störspannung bei $N = 100$ Impulsen pro Sekunde (entsprechend einem Impuls pro netzfrequenter Halbschwingung). Die Bewertungskennlinie ergibt sich ursprünglich aus einem Netzwerk mit Gleichrichter (zur Spitzenwertspeicherung), ohmsch-kapazitivem Netzwerk und mechanisch trägem Anzeigeinstrument.

Bei einer Bandbreite $\Delta f = 9$ kHz, einem Ankopplungsvierpol $R_m = 60 \Omega$ und einen Faktor $a = 1$ (d.h. $N = 100/s$) entspricht eine Anzeige $U_A = 1 \mu$ V nach Gl. (6.4.2-13) einer messbaren Ladung $Q_M = 2,62$ pC.

Anmerkung: Die Bewertungskennlinie trägt dem subjektiven Empfinden Rechnung, dass beim Radioempfang *viele kleine Impulse* ebenso störend sind, wie *wenige große Impulse*. Auch bei Teilentladungen könnte man viele kleine Impulse als ebenso schädigend ansehen wie wenige große Impulse. Allerdings sind die Vorgänge des Erosionsdurchschlages von einer Vielzahl kaum erfassbarer Parameter abhängig, so dass die genannte qualitative Abhängigkeit *nicht* in einer Bewertungskennlinie erfasst werden kann.

Die Ermittlung der Ladung Q_M nach Gl. (6.4.2-13) unter Verwendung der Bewertungskennlinie ist nur dann korrekt, wenn die maßgeblichen Teilentladungen als *periodische*

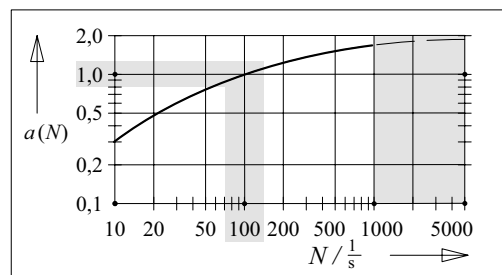


Bild 6.4.2-4: CISPR-Bewertungskennlinie für Störspannungsmeßgeräte. Für hohe Impulshäufigkeit $N > 1000/s$ kann es wegen mangelndem Impulsaufösevermögen zu Fehlanzeigen kommen.

Impulse mit *definierbarer Häufigkeit* N auftreten. Besser geeignet sind deshalb oft Spannungsmessgeräte mit abschaltbarer Bewertung.

6.4.2.5 Störungsfreies Messen

TE-Messkreise sind auf die empfindliche Erfassung kleinster Impulse im pC-Bereich ausgelegt. Sie sind deshalb auch in besonderem Maße empfindlich für alle Arten von Störungen. Störungsfreies Messen von Teilentladungen ist deshalb eine der großen Herausforderungen praktischer Hochspannungsmesstechnik. Vor einer TE-Messung unter Spannung muss deshalb zunächst ohne Spannung kontrolliert werden, dass der sog. **Grundstörmpegel** kleiner ist als das zu messende Signal. Außerdem muss die **TE-Freiheit des Aufbaus** ohne Prüfling unter Spannung nachgewiesen werden. Nachfolgend werden die wichtigsten Störungsquellen und passende Gegenmaßnahmen genannt:

1. **Äußere Elektromagnetische Strahlung** kann durch einen *allseitig geschirmten Hochspannungsraum* breitbandig gedämpft werden. Grundstörmpegel unter 1 pC sind erreichbar.
2. **Äußere netzgebundene Störungen**, z.B. durch leistungselektronische Schaltimpulse auf der niederspannungsseitigen Versorgungsseite, werden oft durch die Induktivitäten und Wicklungskapazitäten des Prüftransformators sowie durch hochspannungsseitige Strombegrenzungswiderstände bedämpft. Falls erforderlich müssen niederinduktiv mit dem Hallenschirm verbundene *Filter* auf der Niederspannungsseite eingesetzt werden.
3. **Schmalbandige Störer** (z.B. Sendeanlagen) können mit einem *schmalbandigen TE-Messgerät* ausgeblendet werden, indem die Mittenfrequenz auf einen ungestörten Frequenzbereich eingestellt wird. Dies ist für Vor-Ort-Messungen, bei denen eine Abschirmung i.d.R. nicht möglich ist, eine oftmals hilfreiche Lösung. Nachteilig ist dabei, dass die Information über Polarität und Impulsform verloren geht.
4. **Impulsstörer mit festem Phasenbezug** können durch Wahl eines entsprechenden *Zeitfensters* ausgeblendet werden. Diese bei vielen TE-Messgeräten vorhandene Option ist für orientierende Messungen hilfreich, sie wird jedoch vielfach *nicht akzeptiert*, weil die Gefahr besteht, dass auch zu erfassende Signale ausgeblendet werden.
5. **Metallteile auf freiem Potential** können sich periodisch gegen die Hochspannungs- oder die Erdseite entladen. Hier hilft nur ein sorgfältiges „Aufräumen“ des Hochspannungsraumes mit definierter Anlenkung aller leitenden Teile.
6. Schlechte, lockere oder **undefinierte Kontakte** können das sog. „Kontaktrauschen“ verursachen, das durch definierte, z.B. verschraubte oder verkeilte Leiterverbindungen beseitigt werden kann.
7. **Teilentladungen im Versuchsaufbau** an hochspannungs- oder erdseitigen Kanten oder Spitzen müssen durch ausreichend verrundete Abschirmhauben vermieden werden. Als Hilfsmittel für die Fehlersuche haben sich Richtmikrofon und Restlichtverstärker bewährt.

Vor-Ort-Teilentladungsmessungen in einer Anlage sind besonders schwierig, weil große äußere Störungen weder durch eine Halle noch durch Filter oder Abschirmhauben beseitigt werden können. Hierfür gibt es mehrere Ansätze, mit denen sich jedoch nicht der Grundstörmpegel einer Labormessung erreichen lässt:

1. TE werden als **Brückenmessung** sowohl im *Prüflingszweig* als auch in einem *Vergleichszweig* (anstelle des Koppelkondensators) gemessen und zeitsynchron aufgezeichnet [67]. *Gleichtaktsignale* sind äußere Störungen, *Gegentaktsignale* sind dem Prüfling (oder dem Koppelkondensator) zuzuordnen.
2. Durch die sog. **Richtkopplertechnik**, d.h. durch *TE-Messung an zwei verschiedenen Stellen* (z.B. links oder rechts von einer Kabelmuffe) kann unterschieden werden, ob die Impulsquelle innerhalb oder außer-

halb der Messstellen liegt. Dadurch können nicht nur äußere Störungen erkannt werden, sondern es ist auch eine **Ortung** bzw. räumliche Eingrenzung der TE-Quelle möglich. Betrachtet werden müssen die von den TE-Impulsen verursachten Ströme bzw. Magnetfelder. Äußere Quellen verursachen *Gleichtaktströme*, Quellen zwischen den Messstellen verursachen Gegen-taktströme. Für die Messung der TE-Ströme können breitbandige magnetische Sensoren oder Rogowski-Spulen eingesetzt werden [215], Kap. 6.3-7.

3. Inzwischen gibt es mehrere Verfahren, schmal- und breitbandige Störer mit Hilfe **digitaler Filter** zu bedämpfen:

Durch Transformation in den Frequenzbereich und **adaptive Filterung** der Störli-nien können *schmalbandige Störer* ausge-blendet werden. Die Trennung *äußerer (Korona-) Störer* von inneren Entladungen kann bei Transformatoren durch einen **Vergleich** zwischen zwei Signalen (z.B. Strom- und Spannungssignal) erfolgen, wobei eines der Signale so gefiltert werden muss, dass die *Übertragungseigenschaften* beider Kanäle einander entsprechen. Die Störungsunterdrückung erfolgt ähnlich wie in Pkt. 1 durch *Differenzbildung*. Bei Strom- und Spannungssignalen kann durch *Produktbildung* auch die Richtung der Störungs- ausbreitung ermittelt werden [215].

Ein anderer Ansatz besteht in der Trennung *stochastischer Störsignale* von TE-Nutzsignalen durch **neuronale Netze**. Dabei kommt eine *zeitaufgelöste Signalform-analyse* zum Einsatz, die eine breitbandige Signalauskopplung und -verarbeitung bis in den VHF-Bereich, d.h. bis zu etwa 100 MHz erfordert [249].

6.4.2.6 TE-Diagnose

Viele Teilentladungsereignisse entziehen sich der unmittelbaren physikalischen Interpretation nach Kap. 3.4.3 aufgrund der Komplexität des Entladungsgeschehens. Die moderne Da-

tentechnik hat hier durch Signalanalyse, durch statistische Verfahren und durch Verfahren der Mustererkennung Fortschritte erreichen können. Der entscheidende Durchbruch, nämlich die Beantwortung der Fragen

- „Wo befindet sich die Fehlerstelle?“
- „Welche Art von Fehler liegt vor?“
- „Wie stark ist ihre schädigende Wirkung?“
- „Wie sind mehrere Fehler zu differenzieren?“
- „Was bedeutet dies für die Lebensdauer?“

ist in allgemeiner Form noch immer nicht zu beantworten. Die TE-Diagnose ist deshalb eine scheinbar immerwährende Herausforderung für die hochspannungstechnische Forschung. Einige Ansätze sollen nachfolgend beschrieben werden.

a) Klassische Interpretation

Klassische Kenngrößen der TE-Diagnostik sind die TE-Intensität bzw. die *scheinbare Ladung*, die *Ein- und Aussetzspannungen* und die *Phasenlage* der TE-Impulse.

Die *Teilentladungsintensität* bezieht sich auf die außen an den Prüflingsklemmen messbare sog. *scheinbare Ladung* Q_s . Die geltenden Grenzwerte wurden aufgrund von Erfahrungswerten abgeleitet. Eine allgemeine Aussage über Größe und Gefährlichkeit der TE im Inneren der Isolierung und über die zu erwartende Lebensdauer ist aber **nicht** möglich, da die spezifischen Beanspruchungen von Volumina bzw. Oberflächen und die Signalaus-kopplungsverhältnisse in einer (unbekannten) Fehlstelle nicht angegeben werden können. Außerdem geht in die Anzeige von TE-Mess-geräten im wesentlichen die Amplitude der größten Impulse ein und weniger die ebenso alterungsrelevante Häufigkeit N .

Die *Ein- und Aussetzspannungen* U_{TEE} und U_{TEA} dienen als Indikator von Fertigungsfehlern und sie sollen zeigen, dass unter Betriebsbedingungen keine schädlichen Entladungen stattfinden können. Problematisch ist dabei, dass das Ein- und Aussetzen von TE über eine u.U. wenig aussagekräftige Intensitätsschwelle

definiert werden muss. Hinzu kommt bei räumlich begrenzten Fehlern oft ein erheblicher Zündverzögerung [209].

Die *Phasenlage* der Impulse gibt in einfachen Fällen Hinweise auf das physikalische Umfeld der Entladung (z.B. innere/ äußere Entladung, Anbindung an Elektroden), Kap. 3.4.3. Dieser **deterministische physikalische Ansatz** wird jedoch in vielen Fällen der Komplexität der Verhältnisse nicht mehr gerecht. Beispielsweise geht durch Überlagerung verschiedener Ereignisse die Eindeutigkeit der TE-Bilder meist verloren. Außerdem spiegelt die Interpretation oft subjektive Erfahrungen und Empfindungen wieder.

b) Statistische Ansätze

Die moderne Datentechnik hat neue Möglichkeiten zur Verarbeitung großer Datenmengen und zur statistischen TE-Analyse eröffnet. **Statistische Ansätze** für *Analysesysteme* basieren auf einer möglichst vollständigen Erfassung der Impulse, der Datenreduktion durch Speicherung einiger Impulskennwerte, der Bildung neuer Kenngrößen, Ermittlung von *Verteilungsfunktionen* und dem Vergleich mit Referenzdatenbanken. Dadurch können *Wahrscheinlichkeiten* für das Vorliegen verschiedener Fehlerarten bzw. „*Übereinstimmungsgrade*“ mit bekannten Fehlern angegeben werden [74], [78], [79]. Dabei wird keine physikalische Erklärung geboten sondern lediglich eine statistisch begründete Ähnlichkeit festgestellt. Ein Bezug zur Entladungsphysik wird oft durch *phasenaufgelöste Darstellungen* gesucht, [74] bis [80], [204], [212], [213].

Hierbei müssen die TE-Impulse zunächst mit hoher Bandbreite möglichst *unverfälscht aufgenommen*, digitalisiert und im Zusammenhang mit anderen Messwerten (Spannung, Zeit) *gespeichert* werden. Dabei beschränkt man sich auf einige Impulskennwerte, um die Datenmengen zu reduzieren. Durch *numerische Signalverarbeitung* erfolgt neben der Bildung der klassischen Kenngrößen (Ladung, Phasenlage, Häufigkeit) die Bildung weiterer Kenngrößen (z.B. Polarität, Energie und Amplitude) und Zeitkonstanten. Dadurch ent-

steht beim Auf- und Abfahren der Prüfspannung ein umfangreicher *Datensatz*, der durch Bildung statistischer Verteilungsfunktionen *komprimiert* und nach unterschiedlichen Verfahren und Ansätzen *weiterverarbeitet* werden kann. Wichtige Verteilungen sind dabei die *Impulshäufigkeit* über dem Phasenwinkel oder die *Impulsamplitude* über dem Phasenwinkel. Es ist jedoch meist üblich, ein gutes Dutzend verschiedener Verteilungen zu analysieren. Entscheidend für die Aussagekraft der statistischen Analyse ist das Vorhandensein einer umfangreichen *Datenbank* mit *eindeutig* identifizierten Fehlerfällen.

Anmerkung: Aufgrund der aufgenommenen Daten kann natürlich auch die Anzeige eines klassischen TE-Messgerätes numerisch simuliert werden.

Die **Visualisierung** der Datensätze erfolgt oft mit mehrdimensionalen Histogrammen, in denen z.B. die Größen Ladung Q_S , Häufigkeit N und Phasenlage φ dreidimensional als sog. „ φ, Q, N -pattern“ dargestellt werden. In der einfachsten Form handelt es sich dabei um sog. „*Wolkenplots*“, in denen die über viele Perioden summierten TE-Ereignisse als Ladungspunkte über der Phasenlage dargestellt sind. Die Häufigkeit N wird in der dritten Dimension entweder durch die Dichte der Wolkenpunkte, durch eine Farbabstufung (vgl. Bild 6.4.2-5 mittig) oder durch dreidimensionale Balken dargestellt.

Neben der subjektiven Bewertung der Teilentladungsbilder wird angestrebt, im Rahmen von **Expertensystemen** *Übereinstimmungen* gemessener Datensätze mit Referenzmessungen festzustellen, um eine Zuordnung zu *Fehlerart und -ort* zu erhalten. Hierzu werden Kenngrößen und Verteilungsfunktionen verglichen, Korrelationen ermittelt und Verfahren der *Mustererkennung* oder der unscharfen Logik („*fuzzi logic*“) eingesetzt. Man kann auch versuchen, mit einem *neuronalen Ansatz* Entladungsparameter und Fehlerarten über ein neuronales Netzwerk in Beziehung zu setzen [75], [76], [77]. Dadurch kann die Interpretation der TE-Ereignisse von der Ebene der subjektiven Bewertung auf die Ebene eines automatisierten objektiven Vergleiches gehoben

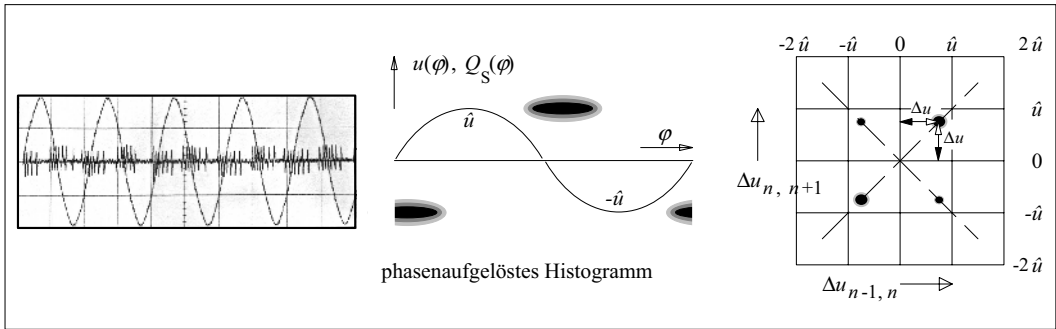


Bild 6.4.2-5: TE-Diagnose für einen Modellkörper (zylindrischer Hohlraum 1×1 mm in Epoxidharz) mit Originaldaten (links), phasenaufgelöster Summendarstellung (mittig) und Pulsfolgenanalyse (rechts).

werden. Dies ist für die Prüfpraxis ein großer Vorteil [210].

TE-Analysesysteme geben i.d.R. keine absolute Aussage über die Fehlerart sondern ermitteln einen *Übereinstimmungsgrad* der gemessenen TE-Daten mit vorher gemessenen *Referenzen*. Bei ausreichend großer Datenbank mit bekannten Fehlerfällen ist dann die Zuordnung zu einer Fehlerkategorie möglich. Eine Aussage über die Gefährlichkeit der TE oder über die Lebensdauer ist damit höchstens sehr indirekt auf der Grundlage von Betriebserfahrungen möglich.

Die Interpretation von phasenaufgelöste Darstellungen wie Wolkenplots oder φ, q, n -pattern ist mit mehreren **grundsätzlichen Schwierigkeiten** verbunden:

1. Bei Summation mehrerer Perioden geht der *deterministische Zusammenhang* zwischen einzelnen aufeinanderfolgenden und zusammengehörenden Impulsen verloren, wie er in den Originaldaten des Beispiels Bild 6.2.4-5 (links) noch gut erkennbar ist.
2. Phasenaufgelöste Darstellungen sind *nicht eindeutig*, wenn die Prüfspannung verzerrt ist, insbesondere wenn Zwischenmaxima auftreten. Dann kann es mehrere steigende und fallende Flanken der Spannung geben, in denen Entladungen unterschiedlicher Polarität entstehen. Das TE-Bild wäre völlig verändert.
3. Die Phasenlage kann sich durch Überlagerung von *Raumladungsfeldern* verschieben.

4. *Mehrere Fehler* sind kaum auseinander zu halten.

c) Pulsfolgenanalyse

Die o.g. Schwierigkeiten treten mit dem Verfahren der Pulsfolgenanalyse (pulse sequence analysis) nicht oder in geringerem Maße auf. Bei der Pulsfolgenanalyse soll durch neu definierte Entladungsparameter ein *deterministischer Zusammenhang* zwischen aufeinanderfolgenden Impulsen sichtbar gemacht werden [211], [214]. Betrachtet wird die Prüfspannungsänderung Δu zwischen zwei TE-Ereignissen.

Beispielsweise zeigt Bild 6.4.2-5 (links) innere Entladungen in einem Hohlraum, die „lehrbuchgemäß“ und analog zu Bild 3.4-2 im Bereich des steilsten Spannungsgradienten $\partial u / \partial t$ immer nach Durchlaufen der gleichen Spannungsdifferenz Δu zünden. Wird der Spannungshub zwischen den Ereignissen n und $n+1$ über dem Spannungshub zwischen den Ereignissen $n-1$ und n aufgetragen, ergeben sich bei *zusammengehörenden, gleich hohen Spannungshüben* Punkte auf der Bilddiagonalen, Bild 6.4-2-5 (rechts). Die Lage der Punkte wird vom Spannungshub Δu bestimmt. Dieser Spannungshub ist charakteristisch für die Fehlstelle und unabhängig von der Prüfspannungsform. Im Gegensatz zu den phasenaufgelösten Wolkenplots ergeben sich hier *sehr scharfe Bilder*, weil weder raumladungsbedingte Phasenverschiebungen noch Prüfspannungsverzerrungen eine Rolle spielen.

Ein *zweiter Fehler* würde sich durch einen anderen Spannungshub zeigen. Wenn dabei nicht zusammengehörende Impulse aufeinanderfolgen ergeben sich statistisch streuende Spannungsdifferenzen, ebenso bei stochastischen *Störimpulsen*. Daran wird erkennbar, dass diese Impulse nicht in einem deterministischen Zusammenhang miteinander stehen.

Auch die Pulsfolgenanalyse zeigt charakteristische und physikalisch begründbare Muster. Während sich innere Entladungen wie beschrieben in der Bilddiagonale zeigen, haben *äußere Entladungen* sehr geringe Spannungsdifferenzen und konzentrieren sich im Ursprung.

Damit verspricht die Pulsfolgenanalyse einen Beitrag zur Fehleridentifikation zu leisten. Die Frage nach der Lebensdauer einer Isolierung unter der Wirkung von TE-Erosion kann aber auch hier nicht beantwortet werden.

Anmerkung: Mit der Pulsfolgenanalyse konnte gezeigt werden, dass die Abfolge der TE-Ereignisse *sehr viel deterministischer* ist als dies die statische Analyse erkennen lässt. Beispielsweise konnte die bisher als zufällig angenommene Streuung der Phasenlage der Impulse auf eine systematische Ursache, d.h. auf die Überlagerung von *Raumladungsfeldern* zurückgeführt werden. Bei der Auswertung der Spannungshübe Δu ergeben sich deshalb sehr viel schärfere TE-Muster, die durch die statistische Mittelung nicht verwischt werden und die eine neue und genauere physikalische Interpretation der Ereignisse erlauben [214].

d) Analyse der Impulsform

Die Analyse der Impulsform erfordert eine sehr breitbandige Signalerfassung um ein *unverzerrtes Abbild des Signals* zu erhalten (*time resolved analysis*). Theoretisch enthalten die Impulsform bzw. das hochfrequente Spektrum Informationen über Art und Größe der Fehlstelle [67], [77]. Leider können die Impulse nur in günstigen Fällen, wie z.B. in gasisolierten Schaltanlagen, über breitbandige Feldsonden ausgekoppelt werden, Kap. 6.3.3.1. In den meisten Fällen ist die Erfassung der unverfälschten Impulsform nicht möglich, sie spiegelt immer mehr oder weniger die Systemeigenschaften des Übertragungsweges wieder.

e) Elektrische TE-Ortung

Für die räumliche Lokalisierung von Teilentladungsquellen gibt es einige Methoden, die aber *nur in Spezialfällen* anwendbar sind:

Mit der in Kap. 6.4.2.5 beschriebenen **Richtkopplertechnik** können nicht nur Störungen erkannt sondern auch die Richtung von TE-Quellen ermittelt werden. Durch die Messung des *TE-Stromes an zwei verschiedenen Stellen* (z.B. links oder rechts von einer Kabelmuffe) kann unterschieden werden, ob die Impulsquelle innerhalb oder außerhalb der Messstellen liegt. Äußere Quellen verursachen *Gleichtaktströme*, Quellen zwischen den Messstellen Gegentaktströme. Für die Messung der TE-Ströme können breitbandige magnetische Sensoren oder Rogowski-Spulen eingesetzt werden [215], Kap. 6.3-7.

In ausgedehnten Systemen mit verteilten Parametern können Laufzeitmessungen von TE-Impulsen den Fehlerort anzeigen (**Reflektometrie**).

Mit einem neuen Ansatz wird versucht mit einem rechnerischen „**Kurven-Fitting**“ von gemessenen Impulsformen die *Eigenschaften des Übertragungsweges in Transformatoren* zu ermitteln und dadurch auf den Entstehungsort der TE im Zuge einer Transformatorenwicklung zu schließen. Für unterschiedliche Übertragungswege wird dabei mit Hilfe von Netzwerkmodellen eine theoretische Impulsform berechnet und mit der gemessenen verglichen, um in einem iterativen Prozess den passenden Übertragungsweg identifizieren zu können [208].

f) Synchroner Mehrstellen-TE-Messung

Bei dreiphasigen Systemen wie *Generatoren, Transformatoren* oder *Kabelanlagen* können **synchrone Vergleichsmessungen** der Identifizierung betroffener Phasen oder unterschiedlicher Fehlerprozesse dienen [217], [272]: An den drei Phasen werden die TE-Impulse synchron aufgezeichnet und mit Hilfe eines TE-Messgerätes hinsichtlich ihrer scheinbaren Ladung bewertet.

Anmerkung: Zur Unterdrückung von Störungen bei Vor-Ort-Messungen ist u.U. eine *schmalbandige Messung* empfehlenswert. Bei Transformatoren sollte sichergestellt werden, dass die *Mittenfrequenz* außerhalb der Resonanzbereiche des Transformators fällt, um eine Verfälschung der Signalamplituden zu vermeiden [273].

Mit Hilfe zeitlich zusammengehörender (synchroner) „Impuls-Tripel“ kann eine Aussage über die **Herkunft der Teilentladungen** getroffen werden: Jeder Fehlstellenort erzeugt aufgrund unterschiedlicher Übertragungs- und Kopplungswege zu den drei Messstellen *charakteristische Intensitätsverhältnisse* zwischen den drei Phasen. Zur Darstellung dieser Verhältnisse wird die größte der drei Ladung, z.B. q_{L1} , zu den beiden kleineren Ladungen in die Verhältnisse $q_{L1}/q_{L2} - 1$ und $q_{L1}/q_{L3} - 1$ gesetzt.

Diese Verhältnisse werden als *Koordinaten* benutzt, um den Fehler in einem dreiachsigen „**Sterndiagramm**“ zu lokalisieren, Bild 6.4.2-6. Einem *physikalischen Fehlerort* im Gerät wird gewissermaßen in einen *Punkt des Sterndiagramms transformiert*, wobei allerdings der Zusammenhang zwischen *tatsächlichem Fehlerort* im Gerät und *virtuellem Fehlerort im Diagramm* weder einfach noch bekannt sein muss.

Fehler *zwischen L1 und Erde* haben den gleichen „Abstand“ zu den Nachbarphasen L2 und L3 und sollten deshalb in der Nähe der Linie „L1“ liegen.

Fehler *zwischen L1 und L3* kommen auch im Sterndiagramm zwischen L1 und L3 zu liegen, weil die Koordinate $q_{L1}/q_{L3} - 1$ wegen gleicher Ladungen $q_{L1} = q_{L3}$ den Wert Null annimmt.

Alle Impulse, die als *Gleichtaktsignale in allen drei Phasen* gleich stark gemessen werden, sind **externe Störungen**. Bei der Koordinatenbildung ergeben sie den Wert Null. Der Nullpunkt ist somit eine Art „Papierkorb“ in den die Störimpulse verschoben werden.

Ein besonderer Vorteil des Sterndiagramms besteht darin, dass *unterschiedliche Fehler* jeweils *charakteristische Cluster* bilden. Da-

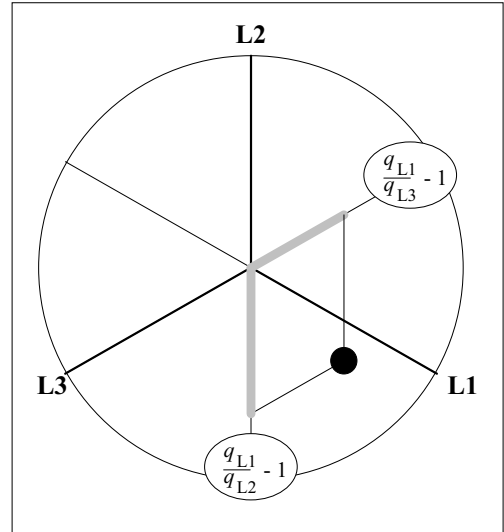


Bild 6.4.2-6: Lokalisierung eines Fehlerortes im sog. Sterndiagramm.

durch kann jedes Impuls-Tripel gewissermaßen „markiert“ und einer *Fehlerquelle zugeordnet* werden. Die **Sortierung** der Impulse nach Fehlerquellen erlaubt es dann, *individuelle* phasenaufgelöste Diagramme, Pulssequenzanalysen oder irgendwelche anderen Auswertungen durchzuführen. Für eine bisher unlösbare Aufgabe der TE-Messtechnik, die **Separierung verschiedener Fehlerquellen**, scheint damit zumindest teilweise eine Lösung in Sicht.

6.4.2.7 UHF-TE-Diagnose

TE-Impulse weisen nicht nur das für die klassische Messung verwendete, relativ niederfrequente Spektrum auf. Es hat sich gezeigt, dass bei Teilentladungen in gasisolierten Schaltanlagen (GIS) je nach Fehlerart auch *sehr hochfrequente spektrale Anteile* (UHF Ultra-Hochfrequenz) bis in den Bereich von etwa 2 GHz auftreten können. Da zahlreiche Störquellen (Mobilfunk, Radar, Fernsehen, Freiluftkorona) vorwiegend schmalbandig oder in niedrigeren Frequenzbereichen senden, ist durch eine relativ *schmalbandige Messung* im Bereich 100 MHz bis 2 GHz ein sehr hohes

Signal-Rausch-Verhältnis, auch bei einer Vor-Ort-Messung möglich [218].

Die wichtigste **Anwendung** der UHF-TE-Diagnose ist die Überprüfung einer *auf der Baustelle montierten GIS*, die vor Transport und Montage in der Fabrik nur komponentenweise geprüft werden kann. Der Funktionsnachweis der gesamten Anlage muss nach dem Zusammenbau *vor Ort* erbracht werden. Insbesondere geht es um die Erkennung von **Verschmutzungen** in Form von *hüpfenden oder fixierten Partikeln*. Außerdem können ggf. *Hohlräume* in Gießharzbauteilen (Stützer, Endverschlüsse) erkannt werden. Prinzipiell ist die UHF-Diagnose auch **online**, d.h. unter Betriebsspannung möglich [260], Kap. 6.4.8.4.

Anmerkung: Wegen des günstigen Signal-Rauschverhältnisses im UHF-Bereich wird auch vorgeschlagen, *Online-TE-Messungen an Kabelgarnituren* im UHF-Bereich durchzuführen [262].

Die UHF-Diagnose setzt weitgehend ungedämpfte Übertragungswege im Gerät und eine sehr breitbandige Auskopplung der Signale voraus. Beide Bedingungen sind in **gasisolierten Anlagen** gegeben.

Die Signalauskopplung erfolgt durch *breitbandige kapazitive Sensoren*, Kap. 6.3.3.1. Sie werden entweder in Montageöffnungen in den geerdeten Außenleiter einer Schaltanlage bündig eingesetzt oder nachträglich auf die

Glasscheiben von Sichtfenstern als sog. „Fenstersensoren“ aufgesetzt. Werden mehrere Sensoren in der Anlage verteilt, kann über Laufzeitmessungen sowie über dämpfungsbedingte Amplitudenunterschiede eine **Ortung der TE-Quelle** bis auf einige 10 cm genau erfolgen. Hierfür wird u.U. noch eine *akustische TE-Messung* hinzugezogen, Kap. 6.4.2.8.

Anmerkung: Eine weitere mögliche Anwendung der UHF-Diagnose besteht in der *Lokalisierung von Teilentladungen in Transformatoren* über die Erfassung von Laufzeitunterschieden zu mehreren Sensoren [263].

Die verstärkten Sensorsignale können über einen Multiplexer einem *Oszilloskop* und einem *Spektrumanalysator* für Zeit- und Frequenzbereichsmessungen zugeführt werden, Bild 6.4.2-7. Ähnlich wie bei der klassischen TE-Diagnose können die UHF-Signale in Bezug zur Prüfspannungsphase dargestellt werden, wobei sich ähnliche *TE-Muster* ergeben, die in vergleichbarer Weise interpretiert werden können [218]. Hierfür sind auch *klassische TE-Diagnosesysteme*, z.B. für die phasenaufgelöste Darstellung, in Verbindung mit Konvertern für die Wandlung der hochfrequenten Sensorsignale einsetzbar [260].

Im Gegensatz zur klassischen TE-Messung kann die UHF-Messung *nicht kalibriert* werden, weil i.d.R. zwischen der scheinbaren Impulsladung und der Anzeige keine eindeutige Relation besteht.

Anmerkung: An die Stelle der Kalibrierung eines Sensors tritt ein sog. „**Empfindlichkeitsnachweis**“, der in mehreren Schritten erfolgt: (1) Zunächst wird in der zu prüfenden Anlage ein künstlicher Defekt eingebracht, dessen TE-Intensität mit einem kalibrierten klassischen TE-Messsystem erfasst wird (z.B. 5 pC). Gleichzeitig wird in der Nähe mit dem zu testenden Sensor das UHF-Spektrum des Defekts aufgenommen. (2) Anschließend wird an der Stelle des Defektes über einen weiteren Sensor ein Vergleichsimpuls mit geringer Anstiegszeit ($< 0,5$ bis 1 ns) eingespeist, dessen Amplitude so verändert wird, dass sich die beste Übereinstimmung mit dem UHF-Spektrum des künstlichen Defektes ergibt. (3) Der so ermittelte *Vergleichsimpuls* kann später als Referenz für Teilentladungsimpulse mit einer dem künstlichen Defekt entsprechenden Intensität (im Beispiel 5 pC) herangezogen werden. Die Genauigkeit ist begrenzt ($\pm 30\%$). Außerdem sind die Vergleichsimpulse für unterschiedliche Anlagen und unterschiedliche Einbauorte jeweils neu zu bestimmen.

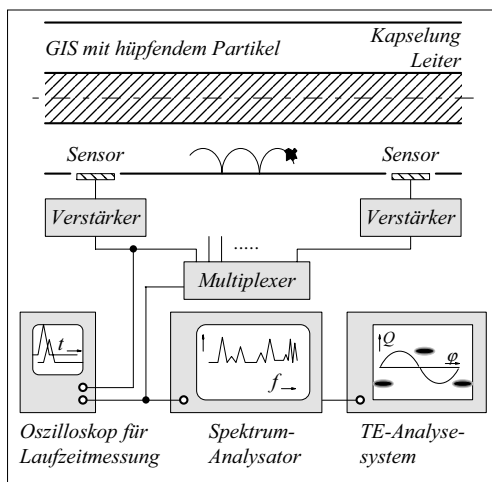


Bild 6.4.2-7: UHF-TE-Diagnose.

6.4.2.8 Nicht-elektrische Methoden der TE-Diagnose

Die Erfassung *elektrischer* Teilentladungsimpulse ist eine *immer anwendbare* Methode, die auch *quantitative Intensitätsangaben* ermöglicht. Optische, akustische und chemische Methoden sind zwar nicht universell einsetzbar, besitzen aber in Spezialfällen eine hohe Aussagekraft, vgl. Kap. 6.4.5:

Optische Entladungserfassung erlaubt in Gasen und anderen transparenten Medien eine sehr genaue Lokalisierung.

Beispielsweise können äußere Koronaentladungen mit *Restlichtverstärkern* etwa bis 10 pC gesehen werden. Dabei ist i.d.R. eine völlige Verdunklung erforderlich, um eine Überstrahlung durch Fremdlicht zu vermeiden.

Inzwischen kann durch gezielte Filterung des UV-Entladungslichts eine Detektion auch mit *Tageslicht-UV-Kameras* erfolgen. Spezialkameras überlagern dabei ein UV-Bild mit den Teilentladungen und ein Normallichtbild mit der Ansicht des Entladungsortes [219]. Damit wird eine effiziente Überwachung von *Freiluftschaltanlagen* möglich.

Die Gasvolumina *gekapselter Schaltanlagen* können über *Lichtdetektoren* überwacht werden.

Durch **akustische Laufzeitmessungen** können Entladungen in *Transformatoren* und anderen Geräten auf mehrere cm genau lokalisiert werden. Dabei werden *Körperschallmikrofone* an mehreren Stellen des Trafokessels montiert. Die Zeitunterschiede zwischen zusammengehörenden Signalen verschiedener Messstellen werden für eine *Triangulation* des Entladungsortes ausgewertet. Unsicherheiten entstehen durch Brechung, Reflexion oder materialbedingte Laufzeitänderungen. Nebengeräusche müssen durch Wahl eines geeigneten Frequenzbandes im Ultraschallbereich ausgeblendet werden. Weiterhin können äußerer Koronaentladungen durch **Richtmikrofone** detektiert werden, die im Ultraschallbereich besonders empfindlich sind.

Die akustische TE-Messung ist ein wichtiges Hilfsmittel für die Fehlersuche in Prüffeldern und bei Transformatorprüfungen.

Chemische Analysen von Isolieröl können Zersetzungsgase in sehr geringen Konzentrationen (≥ 1 ppm) nachweisen (*Gas-in-Öl-Analyse*). Dabei wird jedoch nicht das unmittelbare TE-Geschehen erfasst. Es handelt sich vielmehr um eine integrale Methode, die eine Aussage über einen vergangenen Zeitraum liefert, Kap. 6.4.3.2.

6.4.3 Chemische Analysen

Elektrische Diagnoseverfahren werden wirksam durch physikalische und chemische Methoden ergänzt.

Physikalische Größen wie z.B. der Gasdruck in druckgasisolierten Schaltanlagen, der Ölstand in ölfüllten Geräten, die Gasentwicklung in Transformatoren (Buchholz-Schutz) oder die Isolierstofftemperatur dienen der Online-Überwachung oder der routinemäßigen Überprüfung von Geräten und Anlagen.

Chemische Analysen sind vor allem für die Diagnose von *Öl-Papier-Isolationen* wichtig. Sie erlauben die Bestimmung des Wassergehaltes (Kap. 6.4.3.1), der im Öl gelösten Spaltgase (Kap. 6.4.3.2), der Zersetzungsprodukte von Zellulose (Kap. 6.4.3.3) und des Depolymerisationsgrades (Kap. 6.4.3.4).

Auf die *Vielzahl weiterer chemischer und physikalischer Untersuchungsmethoden*, die sich aus der Fülle der verwendeten Isolierstoffe ergibt, soll hier nicht weiter eingegangen werden. In der Praxis muss häufig die Eignung von Materialien unter anwendungsnahen Bedingungen geprüft werden. Häufig interessierende Fragen betreffen dabei z.B. Temperatur-, Alterungs- oder Hydrolysebeständigkeiten, Materialverträglichkeiten, mechanische Festigkeiten, Glasumwandlungstemperaturen, Topfzeiten, thermische Dehnungen, Hydrophobie, Materialzusammensetzungen, Verunreinigungen und viele weitere Größen.

6.4.3.1 Bestimmung des Wassergehalts

Feuchtigkeit hat in Öl eine stark *festigkeitsmindernde Wirkung*, Bild 3.3.1-4. Feuchtigkeit in zellulosehaltige Isolierungen beschleunigt die thermische Alterung durch *Depolymerisation*, wobei wiederum Wasser als Zersetzungsprodukt entstehen kann, Bild 3.3.2-6. Trocknung bei der Fertigung und dauerhafter Abschluss gegen Luftfeuchtigkeit sind deshalb Grundvoraussetzungen für hochspannungsfeste Öl-Papier-Isolierungen. Der Feuchtigkeitsgehalt muss deshalb routinemäßig überprüft werden, um rechtzeitig Nachtrocknungs- und Dichtungsmaßnahmen einleiten zu können.

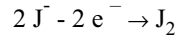
Die Bestimmung der **Durchschlagsfestigkeit** des Öles liefert nur *bei sehr hohen Feuchten* in der Nähe der Sättigungskonzentration aussagekräftige Resultate zum Feuchtigkeitsgehalt, Bild 3.3.1-4. Außerdem wird das Ergebnis von weiteren Parametern wie Temperatur und Partikelgehalt beeinflusst. Die Durchschlagsmessung kann deshalb nur eine *grobe Orientierung* geben.

Genauere Bestimmungen geringer Wassergehalte in *Mineralöl* und anderen *niederviskosen Flüssigkeiten* sind durch **Karl-Fischer-Titration** möglich [220]. Hierfür ist zunächst eine sorgfältige *Probenentnahme* ohne Eintrag zusätzlicher Feuchtigkeit erforderlich: Eine trockene Spritze wird mit dem zu analysierenden Öl gespült, ehe die eigentliche Ölprobe gezogen wird. Das Einziehen von Luft ist dabei strikt zu vermeiden. Die Ölprobe wird über ein luftdichtes Diaphragma in das Analysegefäß mit konditioniertem Lösungsmittel (z.B. Methanol) gegeben, in dem unmittelbar zuvor alle Feuchtigkeit durch dosierte Zugabe von Titriermittel gebunden wurde (Stand-by-Betrieb).

Die eigentliche *Analyse* erfolgt durch dosierte Zugabe von Titriermittel bis die aus der Probe gelöste Feuchtigkeit gebunden ist, was durch eine Leitfähigkeitsänderung detektiert wird.

Die Dosierung des Titriermittels kann durch eine Dosierpumpe erfolgen (*Volumetrische Methode*). Aus der Menge des Titranten und aus dem Gewicht der Ölprobe wird der Feuch-

tigkeitsgehalt des Öls in ppm berechnet. Bei der *Coulometrischen Methode* [220] wird das bei der Titrierung erforderliche Jod elektrolytisch aus Jodionen direkt im Analysegefäß erzeugt:



Da ein Mol Wasser stöchiometrisch mit einem Mol Jod reagiert, ist die zur Erzeugung des Jods erforderliche Elektrizitätsmenge der Wassermenge proportional.

Für die Karl-Fischer-Titration stehen verschiedene Lösungsmittel und Titranten zur Verfügung [221]. Bei *Silikonflüssigkeiten* sind spezielle Reagenzien erforderlich, weil Wassermoleküle über Wasserstoffbrücken an die Siloxane angelagert werden [16].

Anmerkung: Bei *hochviskosen Flüssigkeiten* kann die Wasserbestimmung nach dem unten für Pressspan erläuterten Verdampfungsverfahren, oder durch Verdünnung mit sehr trockenem Lösungsmittel erfolgen.

Problematisch ist die Bestimmung der Feuchtigkeit in **festen zellulosehaltigen Isolierungen**. Sie ist zwar theoretisch über *Gleichgewichtskurven* aus der Ölfeuchtigkeit und der Temperatur bestimmbar, Bild 5.5-3. Praktisch darf jedoch wegen sehr langer Diffusionszeitkonstanten *nicht* vom Vorliegen eines Gleichgewichtszustandes ausgegangen werden. Außerdem kann auch bei geringer gemessener Ölfeuchte (z.B. 5 ppm) die Papierfeuchte im Gleichgewicht noch bis zu mehreren Prozent betragen. Darüberhinaus weichen die Kurven verschiedener Autoren voneinander ab. Auch Messungen des **Isolationswiderstandes** und die neuen Methoden der **dielektrischen Diagnose** (Kap. 6.4.7) haben sich noch nicht als quantitative Methoden für die Feuchtigkeitsbestimmung etabliert.

Als sichere Möglichkeit bleibt die *zerstörende Prüfung* durch direkte chemische Analyse von *Papierproben*. Sie müssen unter Luftabschluss im Öl aus dem Prüfling unmittelbar zur Untersuchung gebracht werden. Bei Luftkontakt würde die hygroskopische Zellulose sehr rasch zusätzliche Feuchtigkeit aufnehmen. Papierproben können unter Öl beispielsweise aus

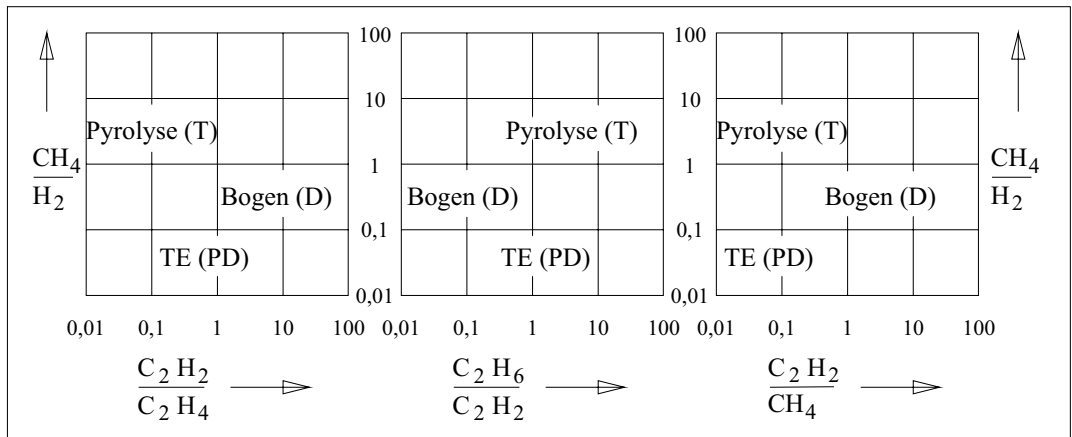


Bild 6.4.3-1: Zuordnung der drei grundsätzlichen Fehlerarten "Pyrolyse" (thermische Überhitzung), "Bogen" (Lichtbogen, Funken) und "TE" (Teilentladung) zu charakteristischen Verhältniszahlen [98].

gnoseverfahren für ölgefüllte Geräte wie Transformatoren, Messwandler, Durchführungen, Ölkabel und ölgefüllte Schaltgeräte entwickelt.

Elektrische Entladungen führen zur Abspaltung von Wasserstoff und bei hoher Energiedichte in Lichtbögen und Funken auch zu niedermolekularen ungesättigten Kohlenwasserstoffen (Acetylen). Thermische Überhitzung verursacht am sogenannten Heißpunkt („hot spot“ eine Zersetzung von Ölmolekülen durch Pyrolyse. Dadurch entstehen auch nennenswerte Mengen an länger-kettigen Kohlenwasserstoffen mit zwei und drei Kohlenstoffatomen. Fehler unter Zersetzung von Zellulose sind durch Kohlenmonoxid und Kohlendioxid erkennbar. Die Sauerstoffatome stammen dabei aus den Zellulosemolekülen, Bild 5.5-4.

Für die Differenzierung verschiedener Fehlerarten wurden eine Reihe empirisch begründeter Kriterien entwickelt, die sich nicht auf absolute Konzentrationen sondern auf **Verhältniszahlen** aus verschiedenen Gaskonzentrationen beziehen, Bild 6.4.3-1. Sie gelten zunächst für Transformatoren, können aber auch auf andere ölgefüllte Geräte übertragen werden [95] bis [100], [163], [164], [165]. IEC 60599 schlägt eine Interpretation auf der Grundlage von drei sog. *Basis-Gasquotienten* vor [393], Tab. 6.4-2.

Für eine **grobe Klassifizierung** werden Teilentladungen (PD: partial discharges) durch $\text{CH}_4/\text{H}_2 < 0,2$, Entladungen (D: discharges) durch $\text{C}_2\text{H}_2/\text{C}_2\text{H}_4 > 0,2$ und thermische Fehler (T) durch $\text{C}_2\text{H}_2/\text{C}_2\text{H}_4 < 0,2$ charakterisiert. Bei Durchführungen geht man bei $\text{CH}_4/\text{H}_2 < 0,07$ von Teilentladungen (PD), bei $\text{C}_2\text{H}_2/\text{C}_2\text{H}_4 > 1$ von Entladungen (D), bei $\text{C}_2\text{H}_4/\text{C}_2\text{H}_6 > 1$ von thermischen Fehlern (T) und bei $\text{CO}_2/\text{CO} < 1$ oder > 20 von thermischen Fehlern in Papier (TP) aus.

Die Bildung sinnvoller Verhältniszahlen setzt voraus, dass die gemessenen Gaskonzentrationen wesentlich größer sind, als die *Nachweisgrenze* und dass in dem zu bildenden Verhältnis mindestens ein Wert über den **signifikanten Gaskonzentrationen** liegt. Dabei gibt es deutliche Unterschiede zwischen verschiedenen Betriebsmitteln, Tab. 6.4-3.

Die Bildung von Verhältniszahlen kann durch **vorhandene Gaskonzentrationen** verfälscht werden. Ursachen sind z.B. die CO_2 -Aufnahme aus der Luft (bis zu 300 $\mu\text{l/l}$), die CO_2 -Erzeugung durch Papieralterung oder Öloxydation, die H_2 -Produktion durch Reaktion von Stahl mit Wasser, durch Schutzanstriche oder durch überhitzte Kernbleche oder die durch natürliche Alterung oder von früheren Fehlern vorhandene Grundkonzentration. Nach Mög-

Tabelle 6.4-2: Gas-in-Öl-Analyse nach IEC 60599 [393].					
Fall		Basis- Gasquotienten:	$\frac{C_2H_2}{C_2H_4}$	$\frac{CH_4}{H_2}$	$\frac{C_2H_4}{C_2H_6}$
PD	Teilentladungen (partial discharges) in Form kalter Korona- oder Sprühentladungen, verbunden mit X- Wachs-Bildung oder kleinen Perforationen im Papier.		nicht signifikant	< 0,1 < 0,2 *) < 0,07 **)	< 0,2
D1	Entladungen niedriger Energie (discharges), verbunden mit größeren Perforationen im Papier (Löcher), Karboni- sierung der Papieroberfläche (Kriechwegbildung) oder Kohlenstoff- teilchen im Öl (wie bei Lastschaltervorgängen).		> 1	0,1 – 0,5	> 1
D2	Entladungen hoher Energie (discharges) mit Energiedurchsatz (oft erkennbar durch Abschaltung), verbunden mit umfangreicher Zerstörung des Papiers, Metallschmelze an den Entladungsfußpunkten oder umfangreicher Karbonisierung des Öls.		0,6 – 2,5	0,1 – 1	> 2
T1	Thermischer Fehler bis 300 °C , verbunden mit bräunlicher Verfärbung von Papier		nicht signifikant	> 1, nicht signifikant	< 1
T2	Thermischer Fehler von 300 °C bis 700 °C , verbunden mit Karbonisierung von Papier		< 0,1	> 1	1 - 4
T3	Thermischer Fehler über 700 °C , verbunden mit Karbonisierung von Öl und ggf. mit Metallverfärbun- gen (ab 800 °C) oder Metallschmelze (ab 1000 °C).		< 0,2	> 1	> 4
TP	Thermischer Fehler im Papier		$\frac{CO_2}{CO}$	< 3 ^{****)} < 1, > 20 ^{**) , ***)}	
*) : gilt für Messwandler, **) : gilt für Durchführungen ***) : die CO ₂ und CO-Werte sollen um die Untergrundwerte aus Papieralterung, Öloxidation und Absorbierung von CO ₂ aus der Luft (bei offenen Geräten bis zu 300 µl/l) korrigiert werden.					

lichkeit sind solche Einflüsse zu **korrigieren**, z.B. durch Bewertung der *Konzentrationsänderungen (Trendanalyse)*.

Die übliche Klassifizierung durch *Fehlercodes* aus Verhältniszahlen ist oft etwas unanschaulich. Es ist deshalb oft üblich, **graphische Veranschaulichungen** einzusetzen.

Als *Beispiel* soll deshalb auf ein *Nomogramm* [98] hingewiesen werden, in dem die gemessenen Gaskonzentrationen auf logarithmischen Skalen markiert und durch Geraden verbunden werden, Bild 6.4.3-2. Die Verhältniszahlen werden dabei durch die Geradensteigungen in anschaulicher Weise erkennbar. Sie können über eine Legende mit den grundsätzlichen Fehlerarten *Lichtbogen* (D), *Teilentladung* (PD), *Pyrolyse/ Überhitzung* (T) und *Zersetzung von Zellulose bzw. Papier* (TP) in Beziehung gesetzt werden.

Das beschriebene Nomogramm weist eine Reihe von Vorzügen für die praktische Anwendung auf: Die Interpretation der Daten ist sehr anschaulich, hohe Gaskonzentrationen sind sofort augenfällig und bei vergleichenden Darstellungen im gleichen Bild werden Unterschiede besonders deutlich. Dies ist besonders wertvoll für den Vergleich gleichartiger Objekte sowie für Trendanalysen am gleichen Objekt.

Tabelle 6.4-3: Typische 90 %- oder 95 %-Werte, die in individuellen Netzen beobachtet wurden. Abweichungen in anderen Netzen sind möglich [393]. Werte in µl/l (bzw. ppm)				
Gas	Transformatoren	Durchführungen ^{**)}	Messwandler	Ölkabel
H ₂	60 - 150	140	6 – 1000 300 *)	150 - 500
CO	540 - 900	1000	250 – 1100 300 *)	40 - 100
CO ₂	5100 - 13000	3400	800 – 4000 900 *)	220 - 500
CH ₄	40 - 110	40	11 – 120 30 *)	5 - 30
C ₂ H ₆	50 - 90	70	7 – 130 50 *)	10 - 25
C ₂ H ₄	60 - 280	30	3 – 40 10 *)	3 - 20
C ₂ H ₂	3 - 50	2	1 – 16 2 *)	2 - 10
*): Vorschlag für max. zuläss. Werte bei geschlossenen Wandlern ohne Handlungsbedarf. **): Vorschlag für typ. Werte bei Durchführungen.				

Die *Gaskonzentrationen* werden nicht nur vom Energieumsatz in der Fehlerstelle sondern auch von der Zeit, vom Ölvolumen und von den Diffusionszeitkonstanten bestimmt. Bei der Beurteilung eines Analyseergebnisses steht deshalb zunächst die *Art der Gase* im Vordergrund und weniger die Höhe der Konzentrationswerte. Die zeitliche Entwicklung der Konzentrationswerte ist jedoch ein wichtiges Kriterium im Rahmen einer *Trendanalyse*, um über die Herausnahme eines Betriebsmittels aus dem Netz zu entscheiden. Problematisch ist dabei, dass die Eskalation eines Fehlers bis zum Durchschlag innerhalb sehr kurzer Zeiträume erfolgen kann. Jährliche oder halbjährliche *Kontrollmessungen* sind deshalb nicht immer ausreichend, um gefährliche Entwicklungen zu erkennen. Wünschenswert wäre bei großen Transformatoren eine *kontinuierliche Überwachung* mit einfachen und robusten Messsystemen [166].

Für die **klassische Messung** der im Öl gelösten Gase wird eine *Ölprobe* unter Luftabschluss gezogen und in ein evakuiertes *Entgasungsgefäß* injiziert, Bild 6.4.3-3. Eine spezi-

elle Kolbenpumpe (*Toepler-Pumpe*) saugt die ausdampfenden Gase ab, die in einer *Sammelbürette* komprimiert werden.

Anmerkung: Der Kolben der *Toepler-Pumpe* besteht aus einem auf- und absteigenden Quecksilberspiegel in einem Glaszylinder. Dadurch wird eine ideale Dichtigkeit gewährleistet. Zustrom und Abgabe des Gases erfolgt über kontaktlos gesteuerte Magnetventile.

Anmerkung: Anstelle einer Toepler-Pumpe wird in automatisierten Analysesystemen auch eine rohrförmige *Füllschleife* verwendet, die sich mit den ausdampfenden Schadgasen füllt. Die Komprimierung erfolgt durch ein Hilfsgas, das das Schadgas in der Füllschleife zu einem „Pfropf“ zusammenschiebt.

Die zu analysierenden Gase werden in einem *Gaschromatographen* dem Trägergasstrom beigegeben (*mobile Phase* aus Ar, He oder N₂) und durchlaufen eine kapillare keramische *Trennsäule*. Durch Interaktion mit der Oberfläche (*stationäre Phase*) ergeben sich je nach Gasart unterschiedliche Laufzeiten. Das Erscheinen einer Gaskomponente am Säulenausgang wird von einem *Detektor* registriert und im *Chromatogramm* als Spitze („peak“) aufgezeichnet. Die Zuordnung der Peaks zu

Bild 6.4.3-2: Nomogramm zur Interpretation der im Öl gelösten Spaltgase [98]:

Die gemessenen Gaskonzentrationen werden auf logarithmischen Skalen in ppm aufgetragen und untereinander durch Geraden verbunden. Die Geradensteigung ist ein Maß für das Konzentrationsverhältnis. Die Zuordnung zu den drei grundsätzlichen Fehlerarten erfolgt mit Hilfe der Legende. Sie gibt an, in welchen Winkelbereichen die Gerade bei den verschiedenen Fehlerarten verläuft:

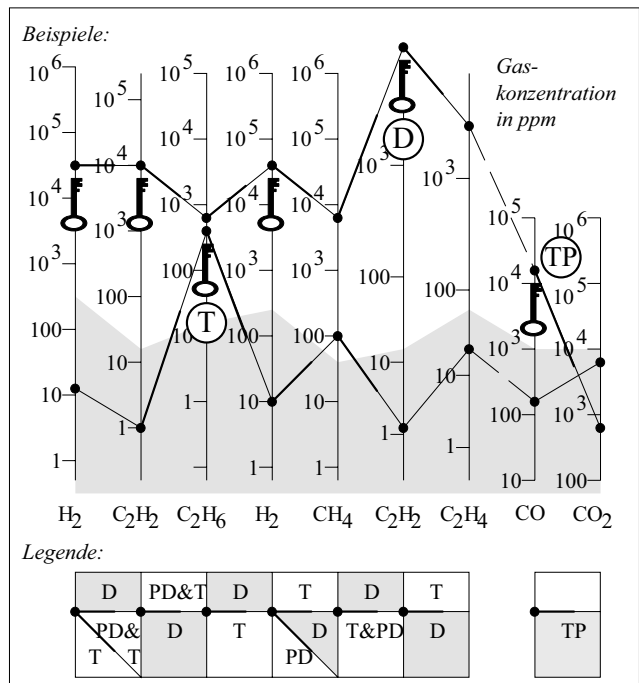
D: Lichtbogen, Funken (Discharge)
T: Pyrolyse, Überhitzung (Therm. Fehler)
PD: Teilentladungen (Partial Discharge)
TP: Thermische Zersetzung von Papier

Analysenbeispiele mit Schlüsselgasen:
D und TP:

Stark geschädigter Öl-Papier-Wickel einer Durchführung mit Teildurchschlag über 15 % der Isolation.

T: Hinweis auf thermisch belastetes Öl.

Der Konzentrationsbereich unterhalb der Grenzkonzentrationen ist grau hinterlegt.



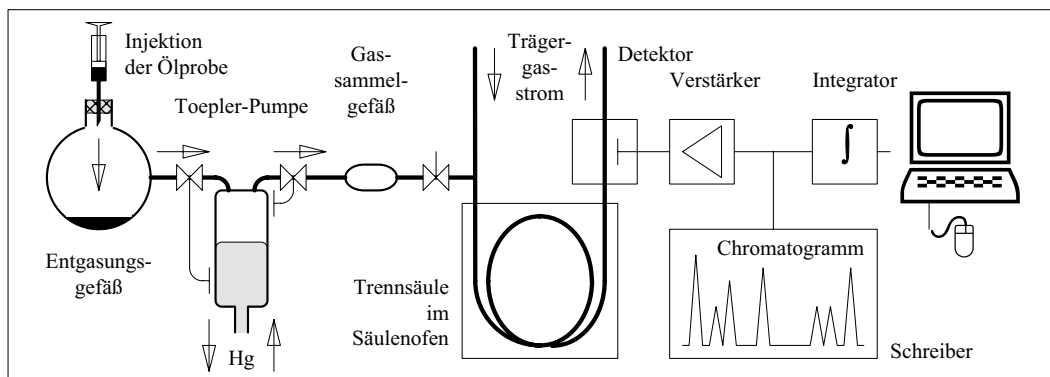


Bild 6.4.3-3: Gas-in-Öl-Analysesystem mit Ölprobeninjektion, Entgasung, Gassammlung und Chromatograph.

verschiedenen Gasarten ist von den individuellen Eigenschaften der Säule abhängig und muss mit Hilfe eines sog. „Eichgases“ bekannter Zusammensetzung vorgenommen werden. Die quantitative Auswertung erfolgt durch *Integration* der Flächen unter den Peaks.

Anmerkung: Als Detektor kann für brennbare Gase ein *Flammenionisationsdetektor* (FID) eingesetzt werden, der die Gase in einer Wasserstoff-Flamme verbrennt und die durch Ionisation entstehende Leitfähigkeitsänderung im Gas registriert. CO und CO₂ werden zuvor katalytisch zu Kohlenwasserstoffverbindungen umgesetzt. Wasserstoff und die nicht brennbaren Gase N₂ und O₂ müssen durch *Wärmeleitfähigkeitsdetektoren* (WLD) über die Veränderung der Wärmeleitfähigkeit im Gasstrom erfasst werden.

Für *automatisierte Messsysteme zur kontinuierlichen On-line-Überwachung* großer Transformatoren stehen auch **Infrarot-Spektrometer** zur Verfügung, die die relevanten Schadgase mit Ausnahme von Wasserstoff erfassen können. Für Wasserstoff ist deshalb ein zusätzlicher Sensor erforderlich [166].

Bei Transformatoren kann ergänzend zur Analyse der im Öl gelösten Gase auch das im *Ölausdehnungsgefäß* (Buchholz-Schutz) gesammelte **freie Gas** bewertet werden. Im *Gleichgewichtszustand* ist das Verhältnis der Gaskonzentrationen von flüssiger zu gasförmiger Phase durch die sog. *Ostwald-Koeffizienten* gegeben, so dass mit den umgerechneten Konzentrationen die Analyse nach Tab. 6.4-2 prinzipiell möglich ist. Die Einstellung des Gleichgewichtszustandes ist aber oft fraglich.

Trotzdem kann der *Konzentrationsvergleich* zwischen flüssiger und gasförmiger Phase Hinweise auf die Dynamik der Fehlerentwicklung geben [393].

6.4.3.3 Hochdruck-Flüssigkeitschromatographie (HPLC)

Bei der *Alterung von Zellulose* werden die Zelluloseketten verkürzt. Es entstehen teilweise im Öl lösliche *Furan-Derivate* (Furfurale, oft auch als Furfurole oder Furane bezeichnet). Diese höhermolekularen Verbindungen sind gaschromatographisch *nicht* bestimmbar.

Für die *Analyse* werden die Spaltprodukte durch Lösungsmittel oder Silicagel-Säulen extrahiert (Flüssig-Flüssig- bzw. Flüssig-Fest-Extraktion). Die Trennung der Spaltprodukte erfolgt durch *Hochdruck-Flüssigkeitschromatographie* (HPLC: high pressure/performance liquid chromatography). In einer Trennsäule werden die von einer *flüssigen mobilen Phase* transportierten Spaltprodukte durch Anlagerung an eine stationäre Phase unterschiedlich stark verzögert und durch einen UV-Detektor registriert [84], [112], [167], [168].

Anmerkung: Die stationäre Phase besteht aus Kügelchen mit einem Durchmesser von ca. 5 µm in einer Stahlsäule mit einem Durchmesser von ca. 4 mm. An der Kugeloberfläche aus SiO₂-Atomen sind Kohlenwasserstoffketten gebunden. Unpolare Moleküle werden dadurch stärker verzögert als polare Moleküle. Wegen der engen Hohlräume sind hohe Drücke bis zu 400 bar für die Bewegung der mobilen Phase erforderlich. [49].

Die Analyse der Furan-Derivate liefert, ähnlich wie die Gas-in-Öl-Analyse, eine *integrale Aussage* über das gesamte ölimprägnierte Volumen und über den gesamten Zeitraum, in dem das Öl weder getauscht noch aufbereitet wurde. D.h. es werden auch die unzugänglichen inneren Bereiche einer Isolation überwacht. Zwischen dem *Polymerisationsgrad* gealterter Zelluloseisolierungen und dem Gehalt an Furan-Derivaten im Isolieröl besteht allerdings noch kein in der Praxis gesicherter Zusammenhang. Für die Beurteilung des Alterungszustandes gibt es deshalb noch kein einheitliches Interpretationsschema [84], [112].

6.4.3.4 Bestimmung des Polymerisationsgrades von Zellulose

Die durchschnittliche Anzahl der Glukosemoleküle im Kettenmolekül der Zellulose wird als „durchschnittlicher Polymerisationsgrad“ (DP-Wert) bezeichnet, Bild 5.5-4. Er liegt im Neuzustand bei etwa 1300 bis 1400 und sinkt durch *thermische Alterung*, insbesondere in Anwesenheit von *Feuchtigkeit* ab, Bild 3.3.2-6. Dadurch wird die Zellulose spröde und brüchig. Die Grenze für die Betriebssicherheit von Transformatoren wird aus mechanischen Gründen bei einem DP-Wert von 150 bis 200 gesehen [84].

Die Bestimmung des DP-Wertes erfolgt nach IEC 450 durch Auflösen von *Zelluloseproben* in Kupferethyldiamin. Die Viskosität der Lösung ist ein Maß für die durchschnittliche Kettenlänge der Zellulosemoleküle.

Für die Analyse müssen *Papierproben* aus elektrisch unbelasteten Teilen der Isolation entnommen werden. Diese *Stichproben* sind nicht immer repräsentativ für den Alterungszustand des Heißpunktes (hot spot).

6.4.4 Isolierstoffprüfungen

Die Eigenschaften von Isolierstoffen werden durch eine Vielzahl chemischer und physikalischer Methoden ermittelt und geprüft. In die-

sem Rahmen sollen eine Beschränkung auf die wichtigsten *elektrischen Prüfverfahren* erfolgen. Ihre Anwendung ist in den Normen beschrieben (z.B. DIN VDE Gruppe 3).

6.4.4.1 Dielektrische Messungen

Dielektrische Messungen an Isolierstoffen wurden bereits im Zusammenhang mit dielektrischen Messungen an Geräten in Kap. 6.4.1 beschrieben. Wichtige Kenngrößen sind die *Dielektrizitätszahl* ϵ , der *Verlustfaktor* $\tan \delta$, der *Durchgangswiderstand* R_D und der *Oberflächenwiderstand* R_O , [178].

Die Messungen erfolgen in *Schutzringanordnungen*, um eine definierte Feldgeometrie zu erhalten, und um die Verfälschung der Messung durch Leckströme zu vermeiden, Bild 6.4.1-3 und -4. Bei festen plattenförmigen Isolierstoffen werden ring- und kreisförmige Elektroden auf die Oberfläche aufgesetzt oder mit Leitlack aufgetragen. Messungen an flüssigen Isolierstoffen erfolgen in speziellen zylindrischen Messzellen, Bild 6.4.1-4.

Wichtige Parameter, die das Ergebnis der Messung beeinflussen können, sind *Frequenz* und *Temperatur*. Bei der Ermittlung des Oberflächenwiderstandes ist auch die *Luftfeuchtigkeit* von Bedeutung.

6.4.4.2 Durchschlagsmessungen

Durchschlagsspannungen werden in hohem Maße von vielen verschiedenen Randbedingungen beeinflusst, vgl. Kap. 3. Aus diesem Grund sind in *Normen* genau definierte Bedingungen für Durchschlagsmessungen festgelegt, um einen *Vergleich* zwischen verschiedenen Stoffen zu ermöglichen.

Die **Ergebnisse** hängen sehr stark von den verwendeten *Elektroden*, vom *Einbettmedium* und von der Art der *Spannungssteigerung* ab und sind deshalb bei abweichenden Prüfbedingungen **nicht vergleichbar**. Die ermittelten Durchschlagsspannungen sind somit auch keine „Materialeigenschaften“ sondern nur Ver-

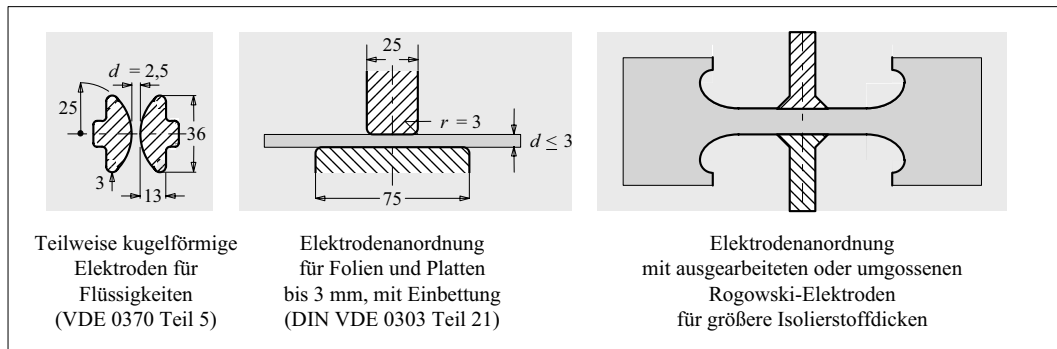


Bild 6.4.4-1: Bestimmung von Durchschlagsspannungen bei Gasen, Flüssigkeiten und festen Stoffen.

gleichswerte für Prüflinge, die unter *exakt gleichen Bedingungen* geprüft wurden. Die Angabe einer *Durchschlagsfestigkeit ohne Angabe genauer Prüfbedingungen* ist wertlos.

Die unter *Normbedingungen* ermittelte Durchschlagsfestigkeit weicht darüberhinaus oft stark von der für die Anwendung relevanten Festigkeit ab. Der Anwender muss deshalb die für seinen *Anwendungszweck* gültige Festigkeit aus den allgemeinen Abhängigkeiten nach Kap. 3 erschließen oder unter anwendungsnahen Bedingungen experimentell ermitteln.

Probleme bei Durchschlagsmessungen ergeben sich oft durch Feldstärkeerhöhungen an den *Elektrodenrändern*, durch *Oberflächenentladungen*, durch Einflüsse der *Spannungssteigerungsgeschwindigkeit* und durch *statistische Streuung* der Messwerte.

a) Elektrodenanordnungen

Für die Prüfung von **Flüssigkeiten** nach DIN VDE 0370 [176] [177] wird ein Abstand $d = 2,5$ mm zwischen kugelförmigen Elektroden ($D = 12,5$ bis 13 mm) oder teilweise kugelförmigen Elektroden (Kugelkalotten) nach Bild 6.4.4-1 (links) verwendet. Letztere weisen in ihrer Achse ein nur schwach inhomogenes Feld ($\eta = 0,97$) auf, nach außen nimmt die Feldstärke ab. Andere Normen beziehen sich auf andere Elektrodenanordnungen und ergeben andere Messwerte, Bild 3.3.1-6.

Feste Stoffe in Form von **Platten und Folien** können nach DIN VDE [173]-[175] beispielsweise zwischen scheibenförmigen **Elektroden**

($D_1 = 25$ mm, $D_2 = 75$ mm oder $D_1 = D_2 = 25$ mm) geprüft werden, Bild 6.4.4-1 (mittig). Dabei erfolgt die Beanspruchung *senkrecht zur Oberfläche* bzw. *senkrecht zu den Lagen* in geschichteten Werkstoffen. Für viele andere Prüflinge, die nicht zwischen scheibenförmigen Elektroden geprüft werden können (Bänder, Streifen, Rohre, Schläuche, Zylinder, Gießwerkstoffe, feste Formteile etc.), erlaubt die Norm sehr *unterschiedliche Elektroden* (Stäbe, Folien, Kugeln, Stifte). Darüberhinaus gibt es Vorschriften für Prüfungen *parallel zur Oberfläche* oder *parallel zu den Lagen* in geschichteten Werkstoffen.

Bei den Elektrodenanordnungen handelt es sich oft um typische „*Gleit*anordnungen“ mit sehr niedrigen Einsetzspannungen für Oberflächenentladungen, vgl. Kap. 3.2.6. Der Einsatz von Gleitentladungen sollte aber für Prüfbeanspruchungen senkrecht zur Oberfläche vermieden werden, damit nicht durch Erosion des Dielektrikums im Randbereich eine Verfälschung der Messwerte entsteht. In *Luft* ist deshalb der Einsatz auf sehr dünne Folien beschränkt. Durch **Einbettung** in ein Medium mit hoher elektrischer Festigkeit und feldverdrängender Wirkung, d.h. mit hoher Dielektrizitätszahl, kann der Einsatz von Gleitentladungen nach Gl. (2.4-35) bis zu einigen 10 kV hinausgeschoben werden. Theoretisch muss die *Festigkeit des Zwickels* bei *Wechselspannung* die Bedingung

$$(\epsilon_r \cdot E_d)_{\text{Zwickel}} > (\epsilon_r \cdot E_d)_{\text{Isolation}} \quad (6.4.4-1)$$

und bei *Gleichspannung* die Bedingung

$$(\kappa E_d)_{\text{Zwickel}} > (\kappa E_d)_{\text{Isolation}} \quad (6.4.4-2)$$

erfüllen, Bild 2.4-18. Dabei steigt die Festigkeit des Zwickels mit enger werdendem Spalt i.d.R. stark an, Bild 2.4-19. In der Praxis wird oft (getrocknetes) Transformatorenöl als umgebendes Medium verwendet, wobei sicherzustellen ist, dass das zu prüfende Material nicht von dem Öl verändert wird, z.B. durch Quellung oder durch unerwünschte Imprägnierung.

Anmerkung: Auch bei der Prüfung fertiger Isolationen stellt der Einsatz von Gleitentladungen häufig einen spannungsbegrenzenden Faktor dar. Neben der Einbettung in Öl oder SF₆ sind dann noch *potentialsteuernde Maßnahmen* denkbar, z.B. durch kapazitive Steuerbeläge oder durch resistiv steuernde Leitlackschichten [26]. Besonders vorteilhaft sind nichtlineare Materialien, deren Leitfähigkeit mit der elektrischen Feldstärke steigt.

Für den Durchschlag **dickwandiger fester Isolierungen** müssen wegen der höheren Spannungen ausreichend *verrundete Elektroden in das Material eingelassen* werden, Bild 6.4.4-1. Dies ist recht aufwendig und i.d.R. nicht für routinemäßige Prüfungen sondern nur für grundsätzliche Untersuchungen durchführbar. Das Einlassen der Elektroden kann z.B. durch Verguss von Kugeln oder Rogowski-Elektroden mit einer zu prüfenden Reaktionsharzmasse erfolgen. Bei gegebenen festen Materialproben muss die Elektrodenkontur herausgearbeitet und leitfähig beschichtet werden. Durch zusätzliches Einbetten in Isolieröl sind Spannungen über 100 kV erreichbar.

b) Spannungssteigerung

Die an die Elektroden angelegte **Prüf-Wechselspannung** wird bis zum Durchschlag gesteigert. Bei **Flüssigkeiten** ist ein Spannungsanstieg von 2 kV/s zu verwenden [177]. Bei **festen Stoffen** unterscheidet man verschiedene Arten der Spannungssteigerung [173]:

- Bei der *Kurzzeitprüfung* soll die Mehrzahl der Durchschläge nach 10 bis 20 s auftreten (Anstiegsgeschwindigkeit 0,1, 0,2, 0,5, 1, 2 oder 5 kV/s).
- Bei der *20 s oder 60 s-Stufenprüfung* wird die Spannung in 20 oder 60 s langen Stufen gesteigert, wobei man mit etwa 40 %

der erwarteten Durchschlagsspannung beginnt und jeweils um 5 bis 10 % des Anfangswertes steigert.

- Bei der *Prüfung mit niedriger oder sehr niedriger Spannungssteigerungsgeschwindigkeit* soll die Mehrzahl der Durchschläge zwischen 120 bis 240 s oder zwischen 300 bis 600 s liegen, Anfangswert ist etwa 40 % der erwarteten Durchschlagsspannung.
- Bei der *Prüfspannungsprüfung* ist eine vorgegebene Spannung über eine vorgegebene Zeit zu halten (Stehspannungsprüfung).

c) Statistische Streuung, Auswertung

Wegen der statistischen Streuung der Durchschlagsspannungen ist eine *Mittelwertbildung* aus mehreren Einzelwerten zur *Schätzung* der 50 %-Durchschlagsspannung U_{d50} erforderlich.

Bei *Isolierflüssigkeiten* wird die Durchschlagswechselspannung nach DIN VDE als *Mittelwert* in kV aus 6 Messwerten bestimmt [176], [177]. Gasblasen und Zersetzungsprodukte sind durch Rühren und zweiminütige Wartezeit zwischen den Versuchen aus dem beanspruchten Volumen zu entfernen, vgl. Kap. 3.3.1.1.

Bei *festen Isolierstoffen* werden 5 Proben durchschlagen. Prüfergebnis ist der *Median* (d.h. der mittlere Wert der Reihe) der Durchschlagsspannung in kV oder der Durchschlagssfestigkeit in kV/mm. Liegt ein Wert um mehr als 15 % vom Median entfernt, ist die Probenzahl um 5 weitere Proben auf 10 zu erhöhen [173].

Für *grundsätzliche Untersuchungen* müssen aus einer größeren Anzahl von Versuchen der Typ und die Parameter der *Verteilungsfunktion* geschätzt werden, um Aussagen über Durchschlagswahrscheinlichkeiten treffen zu können, vgl. Kap. 3.1.

d) Prüfungen mit Stoß- oder Gleichspannung

Bei Durchschlagsprüfungen mit Gleich- oder Stoßspannung an festen Isolierstoffen gelten die o.g. Ausführungen und Normen für *Wech-*

selspannung sinngemäß [173]. Besonderheiten sind in ergänzenden Normen geregelt [174], [175]. Bei Gleich- und Stoßspannung ist oft mit zwei- bis dreifach höheren Durchschlagswerten zu rechnen.

Bei **Gleichspannungsprüfungen** wird die Art der Spannungssteigerung auf die Kurzzeitprüfung, die Prüfung mit niedriger oder sehr niedriger Steigerungsgeschwindigkeit und die Prüfspannungsprüfung eingeschränkt [174].

Bei der **Stoßspannungsprüfung** besteht die angelegte Spannung aus Serien von jeweils 3 gleichen Blitzstoßspannungsimpulsen 1,2/50 μ s. Es wird mit etwa 70 % der erwarteten Durchschlagspannung begonnen. Die Spannung wird mit jeder Serie um 5 bis 10 % des Anfangswertes gesteigert [175].

6.4.4.3 Kriechstromfestigkeit

Auf der Oberfläche elektrisch beanspruchter Isolierstoffe fließen sogenannte *Kriechströme*, deren Größe durch den Oberflächenwiderstand bestimmt wird. Kriechströme können ähnlich wie beim Fremdschichtüberschlag auf enge Strombahnen zusammengedrängt werden. Dabei ergibt sich eine lokale thermische und elektrochemische Beanspruchung der Oberfläche. Außerdem können infolge von Abtrocknungen kleine Teillichtbögen entstehen. Je nach Widerstandsfähigkeit des Isolierstoffes entstehen leitfähige oder nicht leitfähige *Kriechspuren*, die flächig ausgedehnt oder linienförmig eingegraben sein können. Leitfähige Kriechspuren führen zum Überschlag, nicht leitfähige Spuren begünstigen zumindest die Ablagerung von Schmutz und schwächen damit ebenfalls die Festigkeit der Oberfläche, vgl. Kap. 3.2.6.4.

a) Bestimmung von Prüf- und Vergleichszahl

Die Kriechstromfestigkeit wird durch eine **Prüfzahl** und eine **Vergleichszahl der Kriechwegbildung** nach DIN VDE 0303 Teil 11 (IEC 60112) bestimmt [169]: Aus einem Tröpfchengeber werden 50 Tropfen einer leitfähigen Lösung auf die Oberfläche zwi-

schen zwei Elektroden gegeben, an denen eine betriebsfrequente Wechselspannung liegt, Bild 6.4.4-2. Kriterium für einen Ausfall ist ein Strom $I > 0,5$ A für eine Zeit $t > 2$ s oder das Auftreten einer andauernden Flamme. An nicht ausgefallenen Prüflingen wird die Erosionstiefe gemessen.

Als *Prüfzahl* (PTI, proof tracking index) wird ein vorgegebener Spannungswert bezeichnet, für den an einer bestimmten Anzahl von Proben (i.d.R. 5 Stück) nachgewiesen wird, dass bei 50 Auftropfungen kein Ausfall eintritt.

Als *Vergleichszahl* (CTI: comparative tracking index) wird die maximale Spannung bestimmt, bei der 5 Prüflinge der Prüffolge mit 50 Tropfen widerstehen. Außerdem muss nachgewiesen werden, dass 25 V unter diesem Wert eine Prüffolge mit 100 Tropfen bestanden wird.

Das Verfahren dient der Unterscheidung zwischen Materialien mit verhältnismäßig geringem bis gutem Widerstand gegen Kriechwegbildung, auch unter feuchten Umgebungsbedingungen. Materialien für den Hochspannungs-Freilufteinsatz müssen allerdings mit strengeren Verfahren geprüft werden.

b) Schiefe-Ebene-Prüfung

DIN VDE 0303 Teil 10 (IEC 60587) beschreibt deshalb ein weiteres Verfahren für die Prüfung der **Beständigkeit gegen Kriechwegbildung und Erosion unter erschwerten Bedingungen**, Bild 6.4.4-3 [172]: An der Unterseite einer schräg gestellten Isolierstoffplatte (Schiefe-Ebene-Prüfung) fließt eine leitfähige und mit Netzmittel versehene Lösung (Leitfähigkeit 2,5 mS/cm bei 23 °C) aus der oberen Elektrode zur unteren Elektrode. Die anliegende netzfrequente Wechselspannung speist einen Kriechstrom, der zu Teillichtbögen und ggf. zu Erosion und Kriechspurbildung führt.

Beim *Festspannungsverfahren* werden Spannungen von 2,5, 3,5 oder 4,5 kV angelegt. Es wird der Spannungswert ermittelt bei dem während einer sechsstündigen Prüfzeit bei 5 Prüflingen noch kein Ausfall auftritt. Als Ausfallkriterium gilt wahlweise das Anwachsen

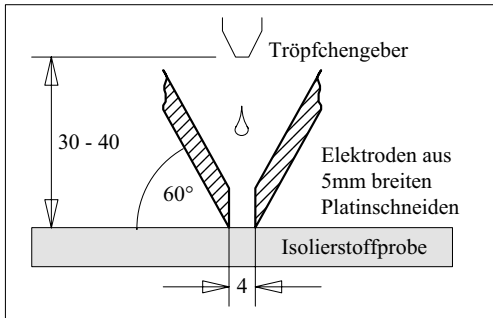


Bild 6.4.4-2: Bestimmung der Vergleichszahl der Kriechwegbildung CTI nach DIN VDE 0303 Teil 1.

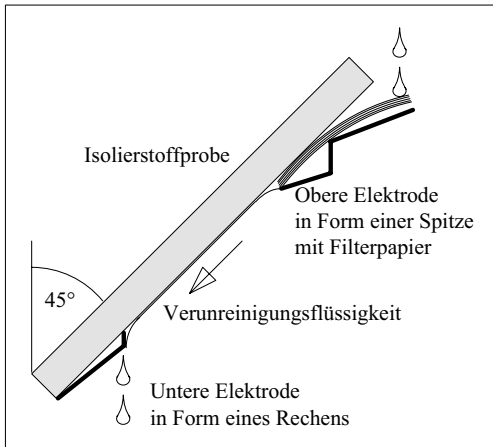


Bild 6.4.4-3: Bestimmung der Beständigkeit gegen Kriechwegbildung und Erosion unter erschwerten Bedingungen nach DIN VDE 0303 Teil 10 (IEC 587).

des Stromes über 60 mA oder das Vorwachsen einer Kriechspur über eine Länge von 25 mm.

Beim *Stufenspannungsverfahren* wird in Stufen von 250 V die Spannung ermittelt, der 5 Prüflinge eine Stunde ohne Ausfall widerstehen. Als Kriterium gilt das Anwachsen des Stromes über 60 mA.

c) Zyklische Prüfung

Die Schiefe-Ebene-Prüfung wird für *Silikonelastomere* als nicht angemessen angesehen, weil die Hydrophobieigenschaften durch das Benetzungsmittel unterdrückt werden [381]. Es wurde deshalb eine an den Betriebsbeanspruchungen orientierte **zyklische Prüfung** zur Beurteilung des Widerstandes gegen Kriechwegbildung und Erosion entwickelt

(DIN VDE 0303-12 bzw. IEC 61302 [382]). Mindestens 5 identische stabförmige Prüflinge (Durchmesser 25 mm, Kriechweg 140 mm, um 15° gegen die Horizontale geneigt) werden dabei auf einem Rad montiert und dreimal pro Minute abwechselnd einer leitfähigen Flüssigkeit und einer elektrischen Wechselbeanspruchung auf der Oberfläche in Höhe von 10 kV ausgesetzt. Ausfallkriterium ist ein Ableitstrom über 300 mA oder ein Überschlag.

6.4.4.4 Lichtbogenfestigkeit

Überschläge entlang von Oberflächen sollen zwar durch entsprechende Dimensionierung vermieden werden, sie sind jedoch nicht grundsätzlich ausgeschlossen. Viele Isolierstoffe müssen deshalb lichtbogenfest sein, d.h. sie dürfen unter der *thermischen Wirkung von Lichtbögen* nicht unzulässig stark angegriffen werden.

a) Niederspannungs-Hochstrom-Prüfung

Die Beurteilung des Verhaltens von hochtemperaturbeständigen Werkstoffen, die durch *Lichtbögen niedriger Spannung* und großer Stromstärke beansprucht werden erfolgt aufgrund einer sog. **Niederspannungs-Hochstrom-Lichtbogenprüfung** nach DIN VDE 0303 Teil 5 [170]: Mit zwei spitzenförmigen Kohlestäben, an denen über einen Vorwiderstand von 20 Ω eine *Gleichspannung* (220 V) liegt, wird ein Lichtbogen auf der Isolistoffoberfläche gezündet. Durch Bewegung der negativen Elektrode mit einer Geschwindigkeit $v = 1$ mm/s verlängert sich der Lichtbogen bis zum Stromabriss. Das Prüfergebn wird als *Lichtbogen-Verhaltens-Kennzahl LV* mit vier Ziffern angegeben, Tab. 6.4-4.

Beispiel: Lichtbogen-Verhaltenskennzahl

Die Beurteilung **LV 1.2.0.1** bedeutet, dass die Lichtbogenstrecke kleiner 20 mm und leitend ist, dass der Werkstoff nach dem Abkühlen weder als leitend noch nichtleitend eingestuft werden kann und der Probekörper keine wesentlichen Beschädigungen aufweist.

Anmerkung: Die früher übliche Klassifizierung in sechs Stufen L1 bis L6 wird durch die (wertfreie) LV-Klassifizierung ersetzt. Es gelten folgende Entsprechungen:

L1 = LV 2.2.2.2, L2 = LV 1.2.1.2, L3 = LV 2.2.1.0,
L4 = LV 1.1.1.2, L5 = LV 2.1.1.1, L6 = LV 1.1.1.1

b) Hochspannungs-Niederstrom-Prüfung

Die Bewertung von Werkstoffen bzgl. der *Hochspannungs-Lichtbogenfestigkeit* erfolgt nach DIN VDE 0303 Teil 71 (IEC 61621) durch eine **Hochspannungs- Niederstrom-Lichtbogenprüfung** [171]:

Zwischen zwei auf der *trockenen* Isolierstoffoberfläche aufliegenden Elektroden ($d = 6,35$ mm) werden mit einem Prüftransformator (12,5 kV) Lichtbögen gezündet und über niederspannungsseitige Vorwiderstände auf *bestimmte Stromstärken* begrenzt. Die Prüfung beginnt mit 10 mA. Innerhalb einer Minute wird jeweils die Einschaltdauer gesteigert (1/8, 1/4, 1/2 s) anschließend fließen die Prüfströme von 10, 20, 30 und 40 mA jeweils dauernd für eine Minute. Die maximale Prüfdauer beträgt damit 420 s. Ausfallkriterium ist das Verschwinden des Lichtbogens im Material oder das Brennen der Probe. Aus 5 Prüflingen wird die Lichtbogenbeständigkeit als *Zeit bis zum Ausfall* (Median, Minimum und Maximum) angegeben.

6.4.4.5 Weitere Isolierstoffprüfungen

Die o.g. Prüfungen stellen nur eine Auswahl dar. Neben weiteren allgemeinen Prüfungen (z.B. für die Einflüsse von Feuchtigkeit oder UV-Strahlung) gibt es ein große Zahl werkstoffspezifischer Methoden (z.B. für Silikonelastomere), die den jeweiligen *Werkstoff- oder Gerätenormen* zu entnehmen sind [381].

6.4.5 Optische und akustische Diagnoseverfahren

6.4.5.1 Lichtwellenleiter

Lichtwellenleiter dienen in der Hochspannungstechnik vorwiegend der *potentialfreien Signalübertragung* in digitalen oder analogen Signalübertragungsstrecken sowie als *Sensoren* für magnetische Felder, Temperaturen,

Tabelle 6.4-4: Bedeutung der Lichtbogen-Verhaltenskennzahl LV nach DIN VDE 0303 Teil 5.

Kennzahl *)	1	2
Erste Ziffer	Die Länge der Lichtbogenstrecke ist < 20 mm	≥ 20 mm **)
Zweite Ziffer	Die Lichtbogenstrecke unter dem Lichtbogen ist nicht leitend	leitend **)
Dritte Ziffer	Die Lichtbogenstrecke nach dem Abkühlen ist nicht leitend	leitend **)
Vierte Ziffer	Veränderungen des Probekörpers sind nicht wesentlich	wesentlich **)
*) Wenn keine eindeutige Zuordnung möglich ist, wird die Kennzahl „0“ vergeben.		
**) Die genaue Beschreibung der Zuordnungskriterien ist VDE 0303 Teil 5 zu entnehmen.		

mechanische Spannungen, Drücke oder Lichtemissionen.

Wichtige Beispiele für die **Potentialtrennung** bei der *Signalübertragung* sind potentialfreie Feldsonden, Kap. 6.3.3.3, optische und hybridoptische Stromwandler, Kap. 6.3.5.2, Differenzspannungsmessungen auf Hochspannungspotential oder die Übertragung von *Steuerimpulsen*, z.B. für die Triggerung von Funkenstrecken oder für die Ansteuerung von Thyristorventilen. Außerdem sind potentialtrennende Maßnahmen in *Rechnernetzen* und in *Messsystemen* oft aus Gründen der elektromagnetischen Verträglichkeit erforderlich. Weiterhin können Lichtleiter für die *Übertragung von Hilfsenergie* für potentialfreie elektronische Systeme eingesetzt werden. Die Leistungen sind wegen der mäßigen Laser-Wirkungsgrade jedoch meist auf den mW-Bereich beschränkt.

Lichtwellenleiter sind auch direkt als **Sensoren** einsetzbar, wie z.B. für die Überwachung von *Ölfüllständen* in Durchführungen. In ausgedehnten *gasisolierten Schaltanlagen* kann eine optische Erfassung von Lichtemissionen in den einzelnen Kammern zur Lokalisierung von Entladungen eingesetzt werden. Mechanische Spannungen, Temperaturänderungen und magnetische Felder verändern die optischen

Eigenschaften (d.h. die sog. optische Aktivität) von Glasfasern, Kap. 6.3.3.5. Dadurch ergeben sich neue Anwendungsfelder, die sich vielfach noch im Stadium von Forschung oder Prototypen befinden, wie z.B. *magneto-optische Stromwandler*, Kap. 6.3.5.2, *thermische Überwachung* von Kabeln, Leiterseilen und Transformator-Heißpunkten und potentialfreie *Druck- oder Lichtsensoren* für Teilentladungsdetektion in Transformatoren [372], [373].

Anmerkung: Alle Lichtleiter, die Potentialdifferenzen überbrücken, dürfen weder leitfähige Mäntel, noch Umhüllungen oder Schichten enthalten. Sie müssen ausreichende *Kriechwege* besitzen, die z.B. durch spiralförmige Anordnung erreichbar sind. Dadurch kann auch die *tangentiale Belastung* in Faserrichtung niedrig gehalten werden. Zum Schutz gegen Umgebungseinflüsse werden die Lichtleiter oft in einem *Silikonschirm-Verbundisolator-Gehäuse* geführt und mit einem kompressiblen Medium *eingeschäumt*, Bild 6.3.5-3 c), d). Bei Verlegung von Lichtwellenleitern durch elektrisch sehr hoch beanspruchte Medien (z.B. Öl) muss u.U. auch *Hohlraumfreiheit* und entsprechende elektrische Festigkeit gefordert werden.

6.4.5.2 Visuelle Diagnostik

Für die visuelle Diagnostik stehen leistungsfähige Werkzeuge in unterschiedlichen Spektralbereichen zur Verfügung [374]:

Mit Hilfe von **Restlichtverstärkern** können in *Freiluft- und Innenraumanlagen* *Koronaentladungen*, z.B. an scharfkantigen Armaturen oder auf verschmutzten bzw. befeuchteten Oberflächen, durch geortet werden. Voraussetzung ist jedoch *völlige Dunkelheit*, weil schon geringe Fremdlichtanteile zur Übersteuerung des Gerätes führen. In der Praxis bleibt der Einsatz der Restlichtverstärker deshalb oft auf vollständig verdunkelbare Hochspannungsprüffelder beschränkt.

Inzwischen gibt es aber auch **Tageslicht-UV-Kameras**, die das Tageslicht- und das UV-Lichtbild der Koronaentladungen getrennt für die unterschiedlichen Spektralbereiche aufnehmen und überlagern. Dadurch ergeben sich neue Möglichkeiten der visuellen Diagnostik, z.B. bei Inspektionsflügen entlang von Freileitungen [219].

Infrarot-Wärmebildkameras erlauben die Visualisierung von Heißstellen oder ungleichmäßigen Belastungen bei thermisch hoch beanspruchten Komponenten, z.B. an Leitern und Kontakten [266], an Durchführungen, an Kühlkörpern von Transformatoren oder an Überspannungsableitern.

Für die visuelle Inspektion von Generatoren, Transformatoren oder Schaltanlagen werden **Endoskope** eingesetzt. Möglicherweise werden in Zukunft Endoskope auch sensorische Fähigkeiten erhalten, Kap. 6.4.5.1.

6.4.5.3 Akustische Diagnostik

Koronaentladungen, können auch durch **Richtmikrofone** akustisch geortet werden. Bei Kombination des Mikrofons mit einem Laser lässt sich die geortete Stelle durch den Aufpunkt des Laserstrahls markieren.

Innerhalb von Betriebsmitteln kann eine Ortung von Entladungen durch außen aufgesetzte **Körperschallmikrofone** erfolgen, vgl. Kap. 6.4.2.8. Auf Isolierstoffoberflächen und oft auch auf geerdeten Oberflächen werden aus Gründen der Sicherheit und der elektromagnetischen Verträglichkeit potentialfreie Mikrofone eingesetzt.

Besonders wichtig ist die **akustische Ortung** bei der *Prüfung von Transformatoren*, um die ggf. zu reparierende Stelle eingrenzen zu können. Hierzu werden die Zeitverschiebungen zwischen den Signalen mehrerer Mikrofone analysiert (Triangulation). Sie entsprechen den akustischen Laufzeitunterschieden für verschiedene Wege. Die Ortung ist jedoch oft schwierig, weil es komplexe Schallausbreitungsverhältnisse, parallele Wege und Reflexionen gibt.

Bei der **Kabelfehlerortung** werden geladene Hochspannungsstoßkondensatoren in ein fehlerhaftes Kabel entladen. Der Zeitunterschied zwischen Entladungsstromsignal und Entladungsgeräusch ist ein Maß für die Entfernung zur Fehlerstelle. In Fehlernähe kann durch repetierende Entladungsgeräusche der genaue

Fehlerort mit Hilfe eines Bodenmikrofons aufgesucht werden.

Bei *Transformatoren* ist die *Wicklungseinspannkraft* entscheidend für die mechanische Stabilität im Kurzschlussfall. Es hat sich gezeigt, dass die Wicklungen auf Stossstrombelastungen je nach Einspannkraft mit unterschiedliche großen Bewegungen reagieren. Dadurch entstehen *transiente Druckstöße im Öl*, die eine gedämpfte Schwingung mit einer Periodendauer von mehreren Sekunden und mit Amplituden im Bereich einiger 10 mbar anregen. Die Drücke hängen quadratisch von den Stromamplituden ab. Durch die sog. **transiente Öldruckmessung** im Rohr zum Ölausdehnungsgefäß und durch Umrechnung des gemessenen Drucks p_{mess} auf p_K im Kurzschlussfall soll eine *tendenzielle Einschätzung der Einspannkraft* ermöglicht werden:

$$p_K = p_{\text{mess}} \left(\hat{i}_K / \hat{i}_{\text{mess}} \right)^2 \quad (6.4.5-1)$$

Für $p_K < 20$ mbar wird die Wicklung als fest genug, für $p_K > 50$ mbar als zu locker angenommen [371].

6.4.6 Bestimmung von Systemeigenschaften

Windungsschlüsse in Transformatoren, Verschiebung von Wicklungen, Teildurchschläge in Kondensatorwickeln oder zwischen Durchführungselägen, Kurzschlüsse in Kabeln und andere *elektrische oder geometrische Veränderungen* in Geräten führen zu veränderten *elektrischen Systemeigenschaften*. Sie können im Rahmen klassischer Stoßspannungsprüfungen (Kap. 6.4.6.1), durch Bildung von Transferfunktionen (Kap. 6.4.6.2), durch Frequenzgangmessungen (Kap. 6.4.6.3) und durch Reflektometrie (Kap. 6.4.6.4) diagnostiziert werden. *Dielektrische Systemeigenschaften* können im Zeit- und Frequenzbereich erfasst werden. Dabei geht es i.d.R. um diagnostische Aussagen über Werkstoffeigenschaften, wie z.B. über Ölleitfähigkeiten oder Feuchtigkeits-

gehalte in Öl-Papier-Isolationen. Dieses Thema wird ausführlich in Kap. 6.4.7 behandelt.

6.4.6.1 Stoßstromverlauf

Isolationsfehler können bei der klassischen Blitzstoßspannungsprüfung nur im Extremfall eines Spannungszusammenbruchs zweifelsfrei am Verlauf der *Stoßspannung* erkannt werden. Der Spannungsverlauf wird durch geringfügige Veränderungen im Prüfling i.d.R. kaum beeinflusst. Für eine differenziertere Analyse ist deshalb die störungsfreie Aufnahme des transienten *Stoßstromes* erforderlich, vgl. Kap. 6.3-7 und -8.

Anmerkung: Bei *Transformatoren* kann der Strom durch die geprüften Wicklungen, der Nullpunktstrom, der Strom über den isoliert aufgestellten Kessel (Kesselstrom), der induktiv oder kapazitiv auf ein anderes Wicklungssystem übertragene Strom oder der Gesamtstrom analysiert werden. Prüfschaltungen sind in der Literatur und den entsprechenden Normen enthalten [52], [159], [160].

Üblicherweise werden die Stromverläufe der *Prüfstöße* (mit voller Prüfspannungsamplitude) untereinander und mit den Stromverläufen der sogenannten *Einstellstöße* (mit halber Amplitude) verglichen. Die mehr oder weniger stark schwingenden Stromverläufe sollten unter Berücksichtigung des Amplitudenmaßstabes *deckungsgleich* sein. Unterschiedliche Stromverläufe im Laufe einer Prüffolge sind ein empfindlicher Indikator für veränderte geometrische oder elektrische Verhältnisse, beispielsweise für Teildurchschläge, die zu Windungsschlüssen führen.

Anmerkung: Die Systemeigenschaften eines Wicklungssystems hängen auch von der *Stufenschalterstellung* ab. Messungen sind deshalb nur vergleichbar, wenn die Stufenschalterstellungen gleich sind.

6.4.6.2 Übertragungsfunktionen

Stoßstromverläufe sind nicht nur von den Systemeigenschaften des Prüflings sondern auch vom Verlauf der anliegenden Spannung abhängig. Man strebt deshalb die Bildung einer

prüflingsspezifischen Systemfunktion an, deren *Veränderungen* beobachtet werden.

Anmerkung: Dies ist prinzipiell bei allen Betriebsmitteln denkbar, die Untersuchungen zielen allerdings vor allem auf **große Transformatoren**, für die ein erhöhter Diagnoseaufwand gerechtfertigt ist [160]. Diagnoseziel ist die Detektion von *Windungsschlüssen* und von *Wicklungsdeformationen*.

Eine *Übertragungsfunktion* ($\underline{ÜF}$, *Transferfunktion*) wird üblicherweise im *Frequenzbereich* in Bezug auf die Eingangsspannung $\underline{U}_1(j\omega)$ aus dem Eingangsstrom $\underline{I}_1(j\omega)$, aus dem Ausgangsstrom $\underline{I}_2(j\omega)$ oder aus der Ausgangsspannung $\underline{U}_2(j\omega)$ als komplexe Übertragungsfunktion $\underline{ÜF}$ des Eingangsstromes (Admittanzfunktion), des Ausgangsstromes oder der Ausgangsspannung gebildet:

$$\underline{ÜF}_{I1/U1} = \underline{I}_1(j\omega) / \underline{U}_1(j\omega) = \underline{Y}(j\omega) \quad (6.4.6-1)$$

$$\underline{ÜF}_{I2/U1} = \underline{I}_2(j\omega) / \underline{U}_1(j\omega) \quad (6.4.6-2)$$

$$\underline{ÜF}_{U2/U1} = \underline{U}_2(j\omega) / \underline{U}_1(j\omega) \quad (6.4.6-3)$$

Für Vergleichszwecke eignet sich die Darstellung des Amplitudenspektrums $\underline{ÜF}(f)$ über der Frequenz f .

Für die Messung sind *breitbandige Sensoren* erforderlich, z.B. als Strom und Spannungssensoren an den ober- und unterspannungsseitigen Durchführungen eines Transformators, Bild 6.4.8-3.

Übertragungsfunktionen können unmittelbar im *Frequenzbereich* erfasst werden (Frequenzgangmessung), allerdings nur bei sehr niedrigen Spannungen.

Übertragungsfunktionen können aber auch aus den bei einer Blitzstoßspannungsprüfung im *Zeitbereich* gemessenen Funktionen $u_1(t)$, $i_1(t)$, $i_2(t)$ und $u_2(t)$ über *Fourier-Transformation* gebildet werden. Sie können damit die Aussagekraft einer Stoßspannungsprüfung erheblich erweitern. Dabei spielt es grundsätzlich keine Rolle, ob es sich um eine volle oder abgeschnittene Blitzstoßspannung oder um einen anderen transienten Spannungsverlauf handelt. Insbesondere für Prüf- und Überwachungs-

zwecke ergeben sich dadurch erhebliche Vorteile im Vergleich zur Frequenzgangmessung:

- *Zusätzliche Messungen* vor und nach einer Stoßspannungsprüfung *entfallen*.
- Veränderungen, die sich nur bei *voller Prüfspannung* auswirken, können unmittelbar erkannt werden.
- Es besteht die Möglichkeit eines „*Online-Monitoring*“ im Netz durch Analyse betriebsbedingter transienter Vorgänge [161], [391].

Anmerkung: Voraussetzung für die Bildung von Übertragungsfunktionen durch Transformation ist, dass das analysierte System *passiv, kausal, zeitinvariant* und *linear* ist. Die Linearität kann bei Transformatoren für Frequenzen **über 1 kHz** angenommen werden, weil die meisten Kernblechsorten dann keine nennenswerte Magnetisierung aufweisen [391].

Probleme ergeben sich z.B. durch die *Quantisierungsfehler*, die sich in Form von Rauschen auf die Messsignale auswirken und zu *Toleranzbändern* für die Übertragungsfunktionen führen. Weiterhin sind die **Einflüsse** der *Stufenschalterstellung* (Veränderung der Systemeigenschaften) und der *Temperatur* (Dämpfung der Amplituden) zu beachten. Wegen diverser Störungseinflüsse beschränkt man die Betrachtung i.d.R. auf einen *Frequenzbereich unter 1 MHz*. Außerdem ergeben sich besondere Anforderungen an die *elektromagnetische Verträglichkeit* bei der Erfassung der Strom- und Spannungsverläufe [162].

Bei der Bildung von **Online-Übertragungsfunktionen** sollen die im normalen Netzbetrieb durch Blitz- oder Schaltüberspannungen erzeugten Impulse genutzt werden. Problematisch ist dabei, dass nicht alle anregenden Impulse ein ausreichend *kontinuierliches Spektrum* aufweisen und somit nicht immer für die Analyse geeignet sind. Weiterhin muss eine eindeutige Erkennung und Zuordnung von *Anregung* und *Antwort* erfolgen, die durch Überlagerung mehrerer Peaks und durch Reflexionen in der Netzumgebung des Prüflings erschwert werden kann. Weiterhin hat sich gezeigt, dass unterschiedliche Temperaturen und veränderliche Widerstände in den Regler-

wicklungen unterschiedlich starke Dämpfung der Amplituden verursachen, die Lage der *Hauptresonanzstellen* wird davon aber offenbar wenig beeinflusst [391].

6.4.6.3 Frequenzgangmessungen

Systemeigenschaften können bei niedrigen Spannungen auch durch Frequenzgangmessungen mit sinusförmigen Wechselspannungen veränderlicher Frequenz oder mit Impulsantwortmessungen ermittelt werden.

Frequenzgangmessungen sind ein wichtiges Hilfsmittel zur Aufstellung von *Ersatzschaltbildern* für die Berechnung transienter und hochfrequenter Vorgänge in Anlagen, Netzen und Systemen. Dabei sind insbesondere *Resonanzstellen* von Interesse, bei denen es zu erheblichen *Spannungsüberhöhungen* und Überbeanspruchungen kommen kann.

Frequenzabhängige Spannungsverteilungen und Resonanzen innerhalb von Geräten können zur Überbeanspruchung bestimmter Isolationsstrecken führen, die bei betriebsfrequenter Belastung ausreichend bemessen sind. Durch Frequenzgangmessungen an Transformatorenwicklungen kann beispielsweise die Gültigkeit entsprechender Ersatzschaltbilder verifiziert werden. Die direkte Ausmessung von Spannungsverteilungen erfordert allerdings gegenständliche Wicklungen oder Wicklungsmo-
delle mit frei zugänglichen Windungen.

6.4.6.4 Reflektometrie

Auch *Laufzeitmessungen* an Systemen mit verteilten Parametern stellen ein Verfahren zur Bestimmung bestimmter Systemeigenschaften im Zeitbereich dar.

Laufzeitmessungen sind besonders für die *Kabelfehlerortung* geeignet, bei der die Laufzeit von Prüfimpulsen zwischen Messort und reflektierendem Fehlerort bestimmt wird.

Anmerkung: Die exakte Lokalisierung der Fehlerstelle erfolgt danach durch *akustische Ortung* von Geräuschen, die bei der Entladung von Hochspannungskondensatoren auf fehlerhafte Kabel entstehen.

6.4.7 Dielektrische Diagnose

Die klassische dielektrische Diagnostik bestimmt mit Kapazität C , Verlustfaktor $\tan \delta$ und Isolationswiderstand R_{IS} lediglich die Elemente sehr einfacher dielektrischer Ersatzschaltbilder (Kap. 4.3.1). Damit können Aussagen über einige grundlegende dielektrische Eigenschaften getroffen werden.

Genauere Aussagen sind durch die Messung *vollständiger dielektrischer Systemantworten* möglich, aus denen sich *Ersatzschaltbilder höherer Ordnung* ableiten lassen und die verschiedenartige *Polarisationsmechanismen* beschreiben (Kap. 4.3.2.1, Bild 4.3-2). Materialveränderungen, z.B. durch *Befeuchtung* oder durch thermische *Alterung* lassen sich oft an der Veränderung der dielektrischen Systemantworten bzw. der zugeordneten Ersatzelemente erkennen.

Zusammenfassende Beiträge finden sich in der weiterführenden Literatur [239] bis [242]. Nachfolgend sollen zunächst die dielektrischen Verfahren nach Zeit- und Frequenzbereichsmethoden unterschieden werden (Kap. 6.4.7.1). Außerdem ist die Selektivität der Messungen, die durch Wahl der Messelektroden beeinflusst werden kann, zu betrachten (Kap. 6.4.7.2). Anschließend werden mehrere in der Diskussion befindliche Verfahren betrachtet, wie z.B. Entladespannungsanalyse (Kap. 6.4.7.3), IRC-Analyse (Kap. 6.4.7.4), Rückkehrspannungsanalyse (Kap. 6.4.7.5), PDC-Analyse (Kap. 6.4.7.6) sowie Frequenzbereichsanalyse (Kap. 6.4.7.7)

6.4.7.1 Zeit- und Frequenzbereich

Für die dielektrische Diagnostik gibt es mehrere Ansätze, die auf der Analyse von Spannungen und Strömen im **Zeit- oder Frequenzbereich** beruhen. Bild 6.4.7-1.

Im **Frequenzbereich** werden *Kapazitäten* und *Verlustfaktoren* durch eine große Zahl von Einzelmessungen bei unterschiedlichen Frequenzen aufgenommen, um die dielektrischen

Systemeigenschaften vollständig erfassen zu können (FDS frequency domain spectroscopy). Jede Einzelmessung erfordert dabei einen eingeschwungenen Zustand, den man erst nach etwa vier Perioden annehmen darf. Deshalb ergeben sich, wenn auch sehr niedrige Frequenzen erfasst werden sollen, sehr lange Messzeiten.

Die gleiche, vollständige Information über die Systemeigenschaften kann durch **Sprungantwortmessung im Zeitbereich** in einer einzigen Messung gewonnen werden. Dabei werden nach Anlegen bzw. Abschalten einer Diagnosegleichspannung die *Polarisations- bzw. Depolarisationsströme* aufgenommen (PDC polarization and depolarization currents), Bild 6.4.7-1. Für lineare Systeme können daraus die Größen des Frequenzbereichs sowie alle anderen diagnostischen Kenngrößen durch Transformation abgeleitet werden.

Darüberhinaus gibt es noch weitere Verfahren, die nicht die gesamte Systeminformation nutzen, sondern sich nur mit **einzelnen charakteristischen Kenngrößen** begnügen. Hierzu gehören

im *Frequenzbereich*

Verlustfaktormessungen bei einer bestimmten

Frequenz, z.B. 0,1 Hz,

im *Zeitbereich*

die Bildung charakteristischer Stromverhältnisse, sog. *Polarisationsindices* oder *Adsorptionskoeffizienten*,

die *Entladespannungsanalyse*, die die Eigenentladung einer geladenen Kapazität erfasst,

die *isotherme Relaxationsstromanalyse* (IRC isothermic relaxation currents), die den Depolarisationsstrom nach einem vorgegebenen Lade- und Kurzschlusszyklus auswertet sowie

die *Rückkehrspannungsanalyse* (RVM recovery voltage method), die wiederkehrende Spannungen an einem polarisierten und vorübergehend kurzgeschlossenen Prüfling betrachtet.

6.4.7.2 Selektive Messungen

Dielektrische Messungen können unterschiedliche Bereiche einer Isolation erfassen.

Oft sind am Prüfling nur zwei Elektroden zugänglich, von denen eine geerdet ist, wie z.B. bei verlegten Kabeln. Es können dann nur **integrale Messungen** durchgeführt werden, in

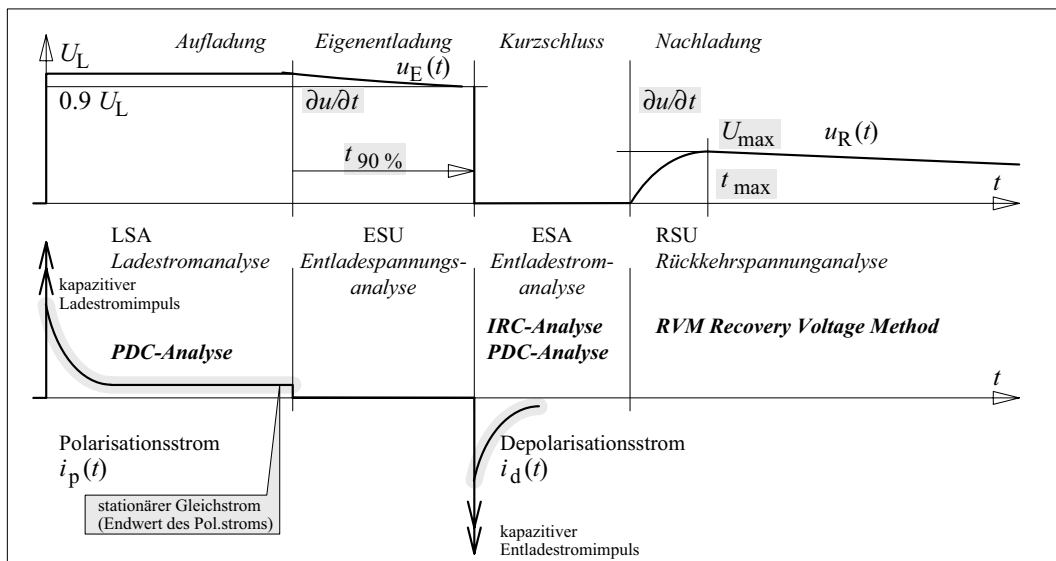


Bild 6.4.7-1: Dielektrische Diagnostik im Zeitbereich [33] (vgl. Ersatzschaltbild 4.3-3).

die alle Isolations-, Oberflächen- und Leckströme eingehen. Gleiches gilt auch bei Transformatoren, wenn Entladespannungen (ESU) oder Rückkehrspannungen (RVM) gemessen werden, weil Entladung und Spannungswiederkehr durch alle zwischen den Wicklungen und den geerdeten Teilen fließenden Ströme beeinflusst werden, Bild 6.4.7-2 (links). **Selektive Messungen** sind zwischen zwei erdfreien Elektroden möglich, Bild 6.4.7-2 (rechts). An einer Elektrode liegt die Diagnosespannung, der Messstrom wird an der anderen abgegriffen (PDC und FDS). Die *dritte geerdete Elektrode* wirkt wie eine *Schutzringelektrode* und übernimmt Leck- und Oberflächenströme ohne Einfluss auf die Messung, vgl. Bild 6.4.1-4.

Anmerkung: Strommessungen im Zeit- und Frequenzbereich (PDC und FDS) sind auch bei *einseitig geerdeten Isolationen* möglich, wenn potentialfreie Spannungsquellen eingesetzt werden, Bild 6.4.7-2 (links).

Die genannten Verfahren werden in den folgenden Kapiteln näher beschrieben.

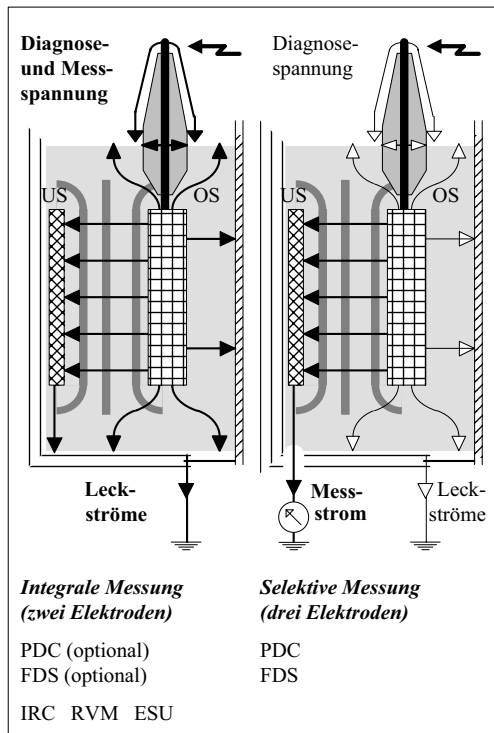


Bild 6.4.7-2: Integrale und selektive dielektrische Messungen am Beispiel eines Transformators.

6.4.7.3 Entladespannungsmessung

Entladespannungsmessungen (ESU) sind prinzipiell sehr einfach mit einer Gleichspannungsquelle ausführbar. Nach Abschalten der Spannungsquelle sinkt die Spannung aufgrund der Eigenentladung über die Isolationswiderstände des Prüflings. Messgrößen sind die Anfangsteilheit der Spannung während der Eigenentladung sowie bestimmte Zeiten (z.B. $t_{90\%}$), Bild 6.4.7-1. Die Eingangsimpedanz des Spannungsmesssystems muss wesentlich größer sein als der Gleichstromwiderstand der zu messenden Isolation. Bei hochohmigen Isolierungen ist deshalb u.U. der Einsatz von elektrostatischen Voltmetern oder generatorischen Sensoren (Kap. 6.3.2 u. 6.3.3.4) erforderlich.

Der Verlauf der Spannung $u_E(t)$ ergibt eine Aussage über die resistiven Komponenten des Materialersatzschaltbildes. Da Gleichstromwiderstände von Öl-Papier-Isolationen stark von den Feuchtigkeitsgehalten abhängen [222], ist eine sinnvolle Diagnose möglich. Es muss allerdings beachtet werden, dass Oberflächenwiderstände, parallele Strompfade und Messimpedanzen verfälschend in die Messung eingehen können.

6.4.7.4 IRC-Analyse

Bei der isothermen Relaxationsstromanalyse wird ein zuvor durch Gleichspannung polarisiertes Dielektrikum entladen. Der Entladestrom (bzw. Relaxationsstrom oder Depolarisationsstrom) wird aufgezeichnet [223]. Oberflächen- und Isolationswiderstände liegen dabei parallel zur niederohmigen Strommessimpedanz und werden nicht erfasst. Dadurch können Oberflächenwiderstände die Messung nicht verfälschen. Allerdings wird auch keine Information über die Gleichstromleitfähigkeit geliefert, die bei Öl-Papier-Isolationen ein wichtiger Feuchtigkeitsindikator ist.

Die IRC-Analyse liefert vor allem dort signifikante Ergebnisse, wo Polarisationsvorgänge mit **ausgeprägten Zeitkonstanten** existieren, die signifikant für bestimmte Materialzustände

sind. Werden den Polarisationsmechanismen mit

$$i_d(t) = \sum_j I_j \cdot e^{-t/\tau_j} \quad (6.4.7-1)$$

exponentiell fallende Depolarisationsstromkomponenten zugeordnet, ergeben sich nach Multiplikation mit der linear steigenden Zeitfunktion t für das Produkt

$$t \cdot i_d(t) = \sum_j I_j \cdot t \cdot e^{-t/\tau_j} \quad (6.4.7-2)$$

Maxima genau in den Zeitpunkten $t = \tau_j$.

Anmerkung: Dies kann leicht durch Extremwertbestimmung für das Strom-Zeit-Produkt gemäß Gl. (6.4.7-2) durch Ableiten nach der Zeit und durch Null-Setzen gezeigt werden.

Damit besteht bei einer geringen Zahl ausgeprägter Polarisationsmechanismen eine anschauliche Möglichkeit die Lage der material-spezifischen Zeitkonstanten als Maxima der Funktion **Strom mal Zeit** zu visualisieren.

Anmerkung: Bei mehr als drei Zeitkonstanten wird es schwierig, die Komponenten eindeutig voneinander zu trennen. Für Ölpapier mit kontinuierlich verteilten Zeitkonstanten ist das Verfahren deshalb nicht anwendbar.

Anmerkung: Der Depolarisationsstromverlauf wird auch von der Dauer der vorangegangenen Polarisationszeit bestimmt. D.h. nach einer der **Ladezeit** vergleichbaren **Entladezeit** wird der Depolarisationsstrom sehr klein, weil im Dielektrikum kaum noch Ladungen gespeichert

sind. Die zu diesem Stromabfall gehörende Zeitkonstante ist deshalb nicht nur vom Isolationsmaterial sondern auch vom Messverfahren verursacht.

Anwendungsbeispiele sind die Klassifizierung neuer und water-tree-geschädigter *Mittelspannungs-Kunststoffkabel* [224] sowie die Bewertung des Härtungszustandes von *Epoxydharzwerkstoffen* [225]. Es handelt sich dabei um homogene Isolationen, die aus Gründen der Vergleichbarkeit mit einer speziellen Ladezeit von 1800 s untersucht wurden. Im Fall von Kunststoffkabeln erlaubt die IRC-Analyse das Setzen von Prioritäten bei der Erneuerung alter Kabelstrecken.

6.4.7.5 Rückkehrspannungsanalyse

Die Rückkehrspannungsanalyse bzw. RVM-Analyse (recovery voltage method) ist das älteste dielektrische Diagnoseverfahren. Es ist aus der Erfahrung entstanden, dass sich ein polarisiertes Dielektrikum auch nach einem vorübergehenden Kurzschluss aus den im Dielektrikum gespeicherten Ladungen selbst wieder nachladen kann, sofern die Isolierung nicht oder nur sehr hochohmig belastet wird, Bild 6.4.7-3. D.h. die Eingangsimpedanz des Spannungsmesssystems muss sehr viel höher sein als der Isolationswiderstand der zu messenden Isolierung.

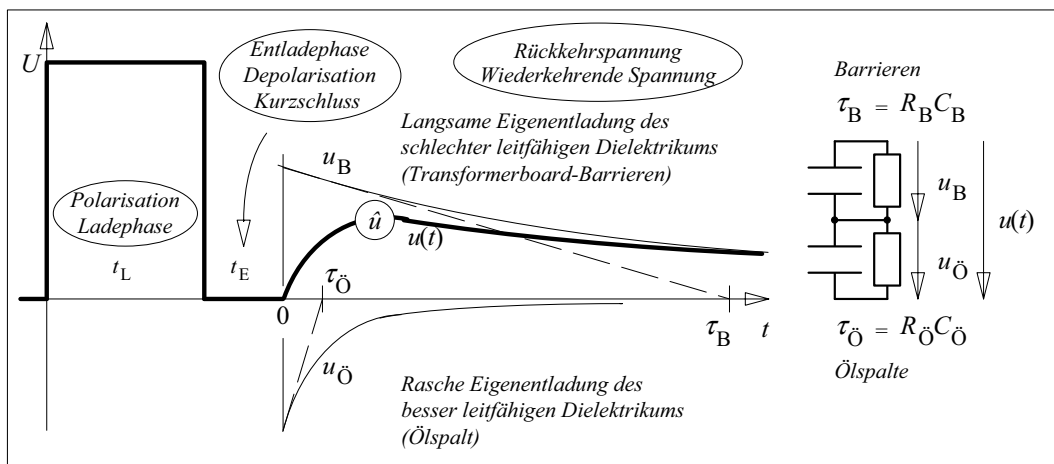


Bild 6.4.7-3: Entstehung einer Rückkehrspannung durch Grenzflächenpolarisation in einem geschichteten Öl-Papier-Dielektrikum, wie z.B. in einem Transformator.

Anmerkung: Die *Rückkehrspannungsmessung* (im Leerlauf) ist damit einer *Depolarisationsstrommessung* (im Kurzschluss) vergleichbar. In beiden Fällen werden Spannungs- bzw. Stromsignal durch die zuvor durch Polarisation gespeicherte Ladung verursacht.

Die wiederkehrende Spannung stellt nicht nur eine hochspannungstechnische Gefahr dar, sie enthält auch Informationen über Aufbau und Zustand der Isolation.

a) Entstehung wiederkehrender Spannungen

Das Zustandekommen einer wiederkehrenden Spannung wird für den Prozess der *Grenzflächenpolarisation* in einem **geschichteten Dielektrikum** schon in Kap. 2.4.4.3 mit Bild 2.4-31 sowie in Bild 6.4.7-3 erläutert. Daraus folgt z.B. für eine Transformatorisolation aus Ölspalten (Ö) und Barrieren (B), dass sich die durch den Kurzschluss entgegengesetzt gleich auf $u_{\text{Ö}}(t=0) = -u_{\text{B}}(t=0)$ geladenen Schichten nach Aufheben des Kurzschlusses aufgrund ihrer unterschiedlichen Leitfähigkeiten unterschiedlich schnell selbst entladen. Die Zeitkonstanten sind $\tau_{\text{Ö}} = R_{\text{Ö}}C_{\text{Ö}}$ und $\tau_{\text{B}} = R_{\text{B}}C_{\text{B}}$. In der Überlagerung ergibt sich zunächst eine steigende und anschließend eine fallende Summen- (bzw. Differenz-) Spannung $u(t) = u_{\text{Ö}}(t) + u_{\text{B}}(t)$, die als Rückkehrspannung wirksam wird.

Wiederkehrende Spannungen können auch für ein **homogenes Dielektrikum** mit *materialspezifischen Polarisationsvorgängen* erklärt werden, Bild 4.3-2: Nach dem Aufheben des Kurzschlusses wird die entladene (hochfrequente) Kapazität C_{geo} aus den noch geladenen Polarisationsgliedern $R_{\text{pol}}C_{\text{pol}}$ nachgeladen und schließlich über den Gleichstromwiderstand R_{iso} entladen.

b) Das sogenannte „Polarisationsspektrum“

In der Vergangenheit hat ein spezielles Messverfahren den Begriff der „Recovery Voltage Method“ RVM in Anspruch genommen (wobei aus dem Blickfeld geriet, dass es noch weitere Möglichkeiten der Rückkehrspannungsanalyse gibt). Es handelt sich dabei um eine spezielle Prüfprozedur, die aus einer Serie vie-

ler Rückkehrspannungsmessungen mit unterschiedlichen Lade- und Entladezeiten besteht [32], [83]: Lade- und Entladezeit des Prüflings stehen in einem festen Verhältnis (z.B. $t_{\text{L}}:t_{\text{E}} = 2:1$). Durch *Serienmessungen* mit unterschiedlichen Ladezeiten t_{L} , aber *mit festem Zeitverhältnis*, wird beabsichtigt, verschiedene Polarisationsmechanismen unterschiedlich stark anzusprechen, bzw. unterschiedliche Zeitkonstanten abzutasten.

Eine Darstellung, die die Maxima $\hat{u}$ der einzelnen wiederkehrenden Spannungen über der zugehörigen Ladezeit t_{L} aufträgt, wird als „*Polarisationsspektrum*“ bezeichnet. Dies ist etwas missverständlich, weil der Begriff eines Spektrums üblicherweise im Frequenz- und nicht im Zeitbereich verwendet wird.

c) Interpretation von „Polarisationsspektren“

Die Interpretation von „Polarisationsspektren“ hat zunächst sehr große Probleme bereitet, weil postuliert wurde, dass die Lage des Maximums im „Polarisationsspektrum“ (die sog. *charakteristische Zeitkonstante*) in direktem Zusammenhang mit der *Feuchtigkeit* von Transformatorbarrieren stehen soll [32], [83]. Damit ergaben sich widersprüchliche und umstrittene Ergebnisse [86], [87], [226].

Eine korrekte Interpretation muss berücksichtigen, dass in Barrierensystemen neben materialspezifischen Polarisationsvorgängen auch sehr ausgeprägte (und häufig dominierende) *Grenzflächenpolarisation* auftritt, die im wesentlichen vom geometrischen Aufbau und der Ölleitfähigkeit abhängt, Bild 6.4.7-3. Einflüsse der **Barrierefuchtigkeit**, des **geometrischen Aufbaus** und der **Ölleitfähigkeit** sind deshalb in Messungen nur sehr schwer zu unterscheiden [222]. Ein Interpretationsansatz, der alle diese Einflüsse berücksichtigt, ist z.Zt. nicht bekannt.

Anmerkung: Erhöhte *Barrierefuchtigkeit* (z.B. durch Feuchtigkeit) führt zu einer verkürzten Zeitkonstante τ_{B} , erhöhte *Ölleitfähigkeit* (z.B. durch Ölalterung) zu einer verkürzten Zeitkonstante $\tau_{\text{Ö}}$, Bild 6.4.7-3. Beide Effekte verschieben damit das Maximum der Rückkehrspannung (und auch die charakteristische Zeitkonstante des Polarisationsspektrums) zu kürzeren Zeiten.

Ein weiteres Problem besteht in einer sehr *zeitaufwändigen Messprozedur* in der eine große Zahl von Rückkehrspannungen aufgenommen werden muss. Jede Einzelmessung besteht dabei aus Ladephase, Entladephase und Rückkehrphase sowie Depolarisationsphase, in der die Isolierung so weit entladen werden muss, dass die nächste Messung nicht beeinflusst wird.

Anmerkung: Die gleiche Information kann in wesentlich kürzerer Zeit aus einer einzigen *Sprungantwortmessung* (d.h. in einer einzigen Ladephase) durch Umrechnung ermittelt werden, vgl. Kap. 6.4.7.6.

Alle Rückkehrspannungsmessungen erfolgen als Zwei-Elektroden-Messungen gegen Erde und haben dadurch das Problem, dass *Oberflächenwiderstände* parallel zu dem zu messenden Dielektrikum liegen, Bild 6.4.7-2 (links). Dadurch können kürzere Entladezeitkonstanten τ_B entstehen bzw. erhöhte Barrierenfeuchtigkeiten vorgetäuscht werden.

d) Andere Ansätze

Bei der Ermittlung des „Polarisationsspektrums“ wird aus einer einzelnen Rückkehrspannungskurve nur der Scheitelwert, d.h. nur ein Bruchteil der enthaltenen Information ausgewertet. Die vollständige *Auswertung einzelner Kurven* wäre wesentlich effizienter. Z.B. ist in der Anfangsteilheit s die Information über die Zeitkonstante τ_0 und damit über die Ölleitfähigkeit enthalten, Bild 6.4.7-3.

Für den Fall der Grenzflächenpolarisation nach Bild 6.4.7-3 ist ein neuer „ p -Faktor“

$$p = \hat{u} / (s \cdot t_{\max}) \quad (6.4.7-3)$$

(aus Rückkehrspannungsamplitude $\hat{u}$, Anfangsteilheit s und Zeitpunkt des Maximums $t_{\max}$) vorgeschlagen worden, der nur vom Verhältnis der Zeitkonstanten τ_B/τ_0 abhängt [227]. Dadurch ergibt sich eine gewisse *Temperaturkompensation*, die vorteilhaft bei einem Vergleich papierisolierter Mittelspannungskabel eingesetzt werden kann [228].

Darüberhinaus wird auch vorgeschlagen, dielektrische Systemantworten bei unterschiedlichen

Polarisierungsspannungen zu untersuchen. *Nichtlinearitäten* werden als Hinweis auf Schädigungen gewertet, wobei allerdings die Korrelation mit dem Isolationszustand noch nicht vollständig bekannt ist [223].

6.4.7.6 PDC-Analyse

a) PDC-Messung

Die PDC-Messung (PDC: Polarization and Depolarization Currents) erfasst den **Polarisationsstrom** bzw. Ladestrom $i_p(t)$ bei anliegen- der Gleichspannung, Bild 6.4.7-1 und 6.4.7-2 (rechts). Es handelt sich deshalb um eine **Sprungantwortmessung**, aus der die Eigenschaften eines *linearen Isolationssystems* errechnet werden können, z.B. in Form eines *Ersetzschaltbildes*, Bild 4.2-8. Besonders vorteilhaft ist dabei, dass die gesamte Information in *einer einzigen Messung* gewonnen wird kann, vgl. Kap. 4.2.2.3.

Die Messung des **Depolarisations-** bzw. Entladestroms $i_d(t)$ nach Ablauf der Ladezeit t_L und Kurzschluss des Prüflings liefert ebenfalls die Eigenschaften der Isolation, mit Ausnahme des Gleichstromwiderstandes R_∞ , der beim Depolarisieren kurzgeschlossen bleibt.

Werden die Beträge der eigentlich zeitlich aufeinander folgenden Ströme $i_p(t)$ und $i_d(t)$ auf der Zeitachse um die Ladezeit t_L gegeneinander verschoben dargestellt, ist der systemtheoretische Zusammenhang erkennbar, vgl. Kap. 4.2.2.3 mit Bild 4.2-8. Die Summe (bzw. Betragsdifferenz) der beiden Ströme in den um t_L verschobenen Vergleichszeitpunkten ergibt nach Gl. (4.2-6d) eine Schätzung für den **Endwert** des *Polarisationsstromes*.

Die für schnellveränderliche Vorgänge gültige *Kapazität* C_0 kann durch Integration des Ladestromimpulses beim Zuschalten der Gleichspannung ermittelt werden. Die übrigen *RC-Glieder* für die Beschreibung der langsameren *Polarisationsvorgänge* ergeben sich durch eine Approximation der gemessenen Kurven mit Hilfe von Exponentialfunktionen [229], [230].

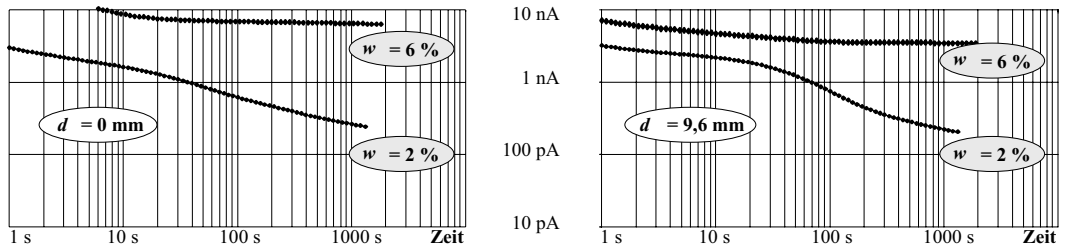


Bild 6.4.7-4: Polarisationsströme, gemessen an Isolationsmodellen aus zwei Transformerboard-Barrieren (je 1 mm) und einem dazwischenliegenden Ölpalt für unterschiedliche Feuchtigkeitsgehalte der Barrieren und für unterschiedliche Ölpaltweiten $d = 0\text{ mm}$ (homogene Anordnung, links) und $d = 9,6\text{ mm}$ (geschichtete Anordnung, rechts) [233].

Die Ermittlung dielektrischer Ersatzschaltbilder durch PDC-Messungen wurde bereits in Kap. 4.1.1, 4.2.2.3, 4.3.2 und 4.3.3 erläutert.

Da die PDC-Messung als Sprungantwortmessung die *gesamte Systeminformation* enthält, können (bei Annahme linearer Systeme) durch entsprechende Transformation oder durch Anwendung des ermittelten Materialersatzbildes *alle anderen diagnostischen Kenngrößen* wie z.B. Rückkehrspannungen, „Polarisationsspektren“ oder Frequenzgänge von Kapazität und Verlustfaktor errechnet werden. Es ergibt sich eine gute Übereinstimmung mit entsprechenden Messungen, die alle wesentlich aufwendiger sind als die zugrundeliegende PDC-Messung [232].

b) Analyse homogener Isolierungen

Für **homogene Isolierungen** wie z.B. in *Kabeln* oder *Durchführungen* lassen sich auf die beschriebene Weise direkt die Materialeigenschaften ermitteln, die dann mit *Referenzdaten* verglichen werden können. Bild 4.2-8 in Kap. 4.2.2.3 zeigt eine trockene ölprägnierte Transformerboard-Referenz [231]. Für befeuchtete Proben wird aufgrund von orientierenden Laboruntersuchungen an neuwertigen Materialien [234], [231] angenommen, dass der Endwert der Gleichstromleitfähigkeit sowohl vom *Feuchtigkeitsgehalt* w der Barrieren als auch von der *Leitfähigkeit des imprägnierenden Öles* $\kappa_{\text{Ö}}(\infty)$ abhängt, Bild 6.4.7-4 (links). Dem entspricht eine Stromleitung entlang *befeuchteter Fasern* und eine Grundleitfähigkeit aufgrund der *ölgefüllten Kapillaren*.

Anmerkung: Gl. (4.2-7) in Kap. 4.2.2.3 gibt einen experimentell ermittelten Zusammenhang an, der allerdings noch Gegenstand *laufender Untersuchungen* ist [392], vgl. Kap. 4.2.2.3 a).

Anmerkung: Bei **gealterten Materialien** lagern sich an den Zellulosefasern auch Alterungsprodukte an, die in manchen Fällen die Leitfähigkeit und die Polarisationsströme – ähnlich wie Wasser – erhöhen können. Alterungsvorgänge von Öl und Papier unter der Wirkung von Temperatur, Licht, Sauerstoff, Wasser und Metallionen können dabei ganz unterschiedlicher chemischer Natur sein. Für eine *Differenzierung von Alterungs- und Feuchtigkeitseinflüssen* auf dielektrische Messungen sind deshalb zusätzliche Informationen erforderlich. Dabei bezieht sich diese Schwierigkeit im Übrigen nicht nur auf PDC-Messungen, sondern grundsätzlich auf *alle dielektrischen Verfahren*.

Beispiel: Die o.g. Betrachtungen ermöglichten z.B. den **Befeuchtungszustand** betriebsgealterter Öl-Papier-Durchführungen aus *niedrigen Stromendwerten* richtigerweise als „trocken“ zu erkennen und zusätzlich **stark gealterte** Objekte aufgrund *erhöhter Stromanfangswerte* zu selektieren [231], [236], Bild 6.4.7-9. Von besonderer Bedeutung war dabei, dass die durch PDC-Messung bereits bei *Raumtemperatur* selektierten Objekte bei *Betriebstemperatur* und Netzfrequenz hohe dielektrische Verluste aufwiesen und die Gefahr von thermischen Instabilitäten bestand [392], [398].

c) Verhalten geschichteter Isolierungen

Das Verhalten geschichteter Isolierungen lässt sich am Beispiel ebener Isolationsmodelle aus zwei neuwertigen Transformerboardbarrieren (Weidmann T IV, 1 mm) und dazwischenlie-

gendem Ölspalt erläutern, Bild 6.4.7-4. In den in einer Schutzringanordnung gemessenen Polarisationsströmen sind die Einflüsse der Parameter Barrierenfeuchte w und Ölspaltweite d (bzw. geometrisches Schichtungsverhältnis) gut erkennbar:

Bei **feuchten** Barrieren ($w = 6 \%$) erreichen die Polarisationsströme rasch einen hohen stationären Endwert. Bei **trockneren** Barrieren ($w = 2 \%$) klingen die Polarisationsströme langsamer ab und erreichen einen wesentlich niedrigeren Endwert. Diese Endwerte sind sowohl für homogene als auch für geschichtete Isolationen weitgehend gleich, weil die Endwerte des Polarisationsstroms vor allem von den hochohmigen Barrieren bestimmt werden. Sie entsprechen deshalb auch der Gl. (4.2-7).

Eine **Schichtung** beeinflusst den zeitlichen Verlauf des Ausgleichsvorgangs: D.h. die Barrierenkapazität wird vorwiegend über den Ölspaltwiderstand geladen. Damit entspricht die Zeitkonstante des Stromabfalls etwa dem Produkt aus Ölspaltwiderstand und Barrierenkapazität. Die **homogene Isolierung** ist der Grenzfall eines sehr kleinen Ölspaltwiderstandes. Der Polarisationsstrom nimmt dann viel schneller ab und wird vor allem von materialspezifischen Polarisationsvorgängen nach Bild 4.2-8 bestimmt und nicht mehr durch die makroskopische Schichtung.

Die **Leitfähigkeit des Öls** bestimmt vor allem die Anfangswerte der Ströme, weil zunächst die Barrierenkapazitäten über die Ölspaltwiderstände geladen werden. Hohe Anfangsströme sind also (in geschichteten Isolationen) gleichbedeutend mit hohen Ölleitfähigkeiten.

Anmerkung: An den beschriebenen Isolationsmodellen wurden auch **Rückkehrspannungsanalysen** vorgenommen, die keine vergleichbar klare Differenzierung der Parameter Feuchte und Isolationsgeometrie ergaben. Teilweise nicht plausible Ergebnisse können dabei darauf zurückzuführen sein, dass Rückkehrspannungsmessungen prinzipiell nicht in Schutzringanordnung durchgeführt werden können und dadurch von undefinierten Oberflächenströmen im Versuchsgefäß und im Versuchsaufbau beeinflusst sind [222].

Ein großer Vorteil der PDC-Analyse besteht somit in der Möglichkeit, **Öl- und Barrieren-**

leitfähigkeiten den **Anfangs- und Endwerten** des Polarisationsstroms zuordnen zu können:

Nach dem Zuschalten der Spannung und der Aufladung der Kapazitäten erfolgt **zunächst** eine Nachladung der Barrierenkapazität über den **Widerstand der Ölspalte**, der somit den Stromwert bestimmt. Nach **langen Zeiten** wird der Strom durch die Reihenschaltung aus Öl- und **Barrierenwiderstand** bestimmt, wobei i.d.R. (d.h. bei nicht zu feuchten Barrieren) letzterer dominiert, vgl. *Abschnitt g*) mit Gl. (6.4.7-6) und (-7).

Durch schutzringartige Verschaltung der Wicklungen können **Leckströme** ausgeschlossen werden. Außerdem sind **selektive Messungen** von Teilbereichen der Isolation möglich.

d) Analyse von Transformator-Isolierungen

Die Analyse einer Transformator-Isolierung erfordert sowohl die Berücksichtigung der komplexen Isolationsgeometrie, Bild 6.4.7-5, als auch die Berücksichtigung materialspezifischer Polarisationserscheinungen:

Im **vollständigen Modell einer geschichteten Trafoisolation** ist die Isolierung zwischen den betrachteten Wicklungen darzustellen aus materialspezifischen Ersatzbildern für die **Barrieren**, die **Abstützungen**, die **Ölspalte** und die **parallelen Ölskanäle**, Bild 6.4.7-6. Der Messstrom setzt sich deshalb aus drei Komponenten $i_1(t)$ durch die **Schichtung** aus Öl und Barrieren, $i_2(t)$ durch die **Abstützungen** und $i_3(t)$ durch die **parallelen Ölskanäle** zusammen.

Anmerkung: Auch die Isolation gegen geerdete Bauteile wäre durch vergleichbare Modelle nachzubilden. Sie sind jedoch bei PDC- und FDS-Messungen entbehrlich, weil **Leckströme** nicht in diese Messungen eingehen.

Die PDC-Analyse erfolgt mit heute verfügbarer Diagnosesoftware durch **„Kurven-Fitting“**, d.h. durch einen **Vergleich gemessener und errechneter Polarisations- und Depolarisationsströme** [229], [230]: Für die Berechnung müssen **geometrische Isolationsdaten** eingegeben und **materialspezifische Ersatzschaltbilder**, die unterschiedliche Barrieren-

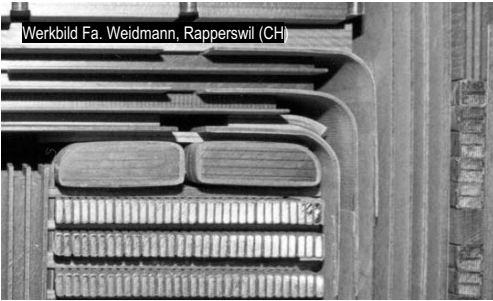
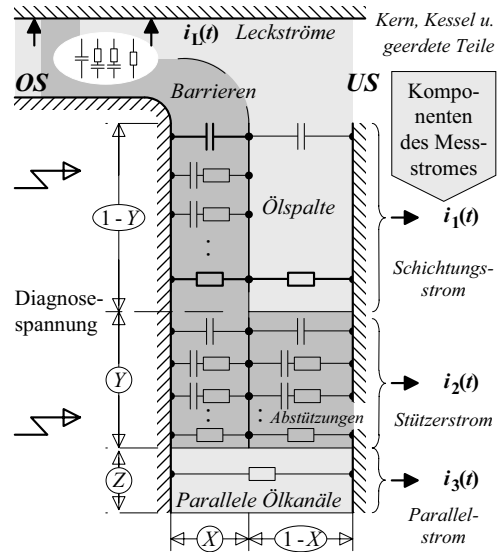


Bild 6.4.7-5: Transformatorisolation mit Ölspalten, Barrieren, Abstützungen und parallelen Ölkanälen.

Bild 6.4.7-6: Vollständige Modellbildung für Diagnosemessungen zwischen OS- und US-Wicklungen.

X, Y, Z : Relative Dicken- und Flächenanteile.

Leckströme gegen Kern und Kessel gehen in PDC- und FDS-Messungen nicht ein, wohl aber in RVM-Messungen. Der Messstrom ist die Überlagerung mehrerer Komponenten.



feuchten und unterschiedliche Ölleitfähigkeiten repräsentieren, ausgewählt werden. Durch Variation der Materialdaten werden die errechneten Kurven in Übereinstimmung mit Messungen gebracht. Aus dem besten Fitting ergibt sich die **Barrierenfeuchte** und der Anfangswert der **Ölleitfähigkeit**. Die Rechnung erfolgt dabei unter Berücksichtigung der Messtemperatur.

e) Analysebeispiele

Die PDC-Analyse konnte inzwischen erfolgreich in verschiedenen Anwendungen eingesetzt werden:

Bei *neu gefertigten* (und damit trockenen) Transformatoren wurde sowohl durch *Taupunktmessungen* in den evakuierten Kesseln, als auch durch *Karl-Fischer-Titration* an Papierproben sowie durch *PDC-Messungen* an Transformatoren eine übereinstimmende Klassifizierung der Restfeuchtigkeitsgehalte erreicht [235], Bild 6.4.7-7.

Anmerkung: Der *Taupunkt* ist diejenige Temperatur, bei der die in einem Gas vorhandene Feuchtigkeit (während einer Temperaturabsenkung) kondensiert, d.h. bei der die relative Feuchtigkeit auf 100 % steigt. Damit können die absolute Feuchtigkeit des Gases und der *Wasserdampfpartialdruck* angegeben werden. Im Gleichge-

wicht steht dieser in Beziehung zum Feuchtigkeitsgehalt von Papier.

Ein interessantes Beispiel ist die *Überwachung von Wiederaufbereitungsmaßnahmen* an einem gealterten 300 MVA-Transformator, Bild 6.4.7-8. Jeweils vor- und nach einem Öltausch sowie vor und nach einer Aktivteiltrocknung wurden PDC-Analysen durch „Kurven-Fitting“ (siehe in diesem Kap. Abschnitt d)) durchgeführt. Sie zeigen, dass durch den Öltausch (erwartungsgemäß) nur wenig Wasser entzogen wurde. Die bei der Trocknung festgestellte Feuchtigkeitsabnahme entspricht der entzogenen Wassermenge [233], [232].

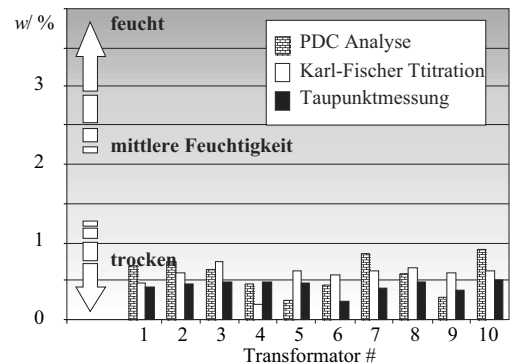


Bild 6.4.7-7: Vergleich von Diagnoseverfahren für neue Hochspannungstransformatoren [235].

f) Weiterführende Fragen

Bei *Durchführungen* hat sich gezeigt, dass auch Objekte, die vergleichbare Befeuchtungszustände (erkennbar an vergleichbaren Polarisationsstrom-Endwerten) aufweisen, aber *unterschiedlich stark gealtert* sind, durch PDC-Messungen in einem Zeitbereich von einigen Sekunden unterschieden werden können [236], [231], Bild 6.4.7-9, vgl. auch Abs. b).

Grundsätzlich ist aber die Unterscheidung von **Alterungs- und Feuchtigkeitseinflüssen** ein noch zu lösendes Problem, zu dem erst wenige Ansätze existieren [237], [238]. Wie schon in Abs. b) erwähnt, können auch Alterungsprodukte zur Erhöhung von Polarisationsströmen und Leitfähigkeiten führen und sind deshalb allein durch dielektrische Diagnose nicht immer von Feuchtigkeit zu unterscheiden. Eine weitere Schwierigkeit besteht u.a. auch darin, dass die durch dielektrische Diagnose erkennbare Feuchtigkeit sowohl aus Alterungsvorgängen (durch Depolymerisation der Zellulose) als auch aus äußeren Quellen (z.B. aus Undichtigkeiten, Diffusionsvorgängen oder Luftkontakt) stammen kann.

Bei dielektrischen Messungen an **Durchführungen** können **äußere Einflüsse** bei Zutritt von Leckströmen zu den freien Enden der Steuerbeläge zu einer Veränderung der Messgrößen führen. Im Frequenzbereich ergibt sich u.U. eine *scheinbare Verlustfaktorabsenkung*, bis hin zu negativen Werten [243]. Im Zeitbe-

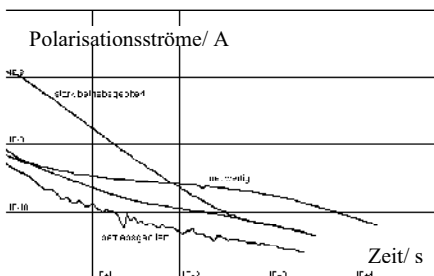


Bild 6.4.7-9: PDC-Diagnose durch Vergleich verschiedener betriebsgealterter 400 kV-Öl-Papier-Durchführungen [236].

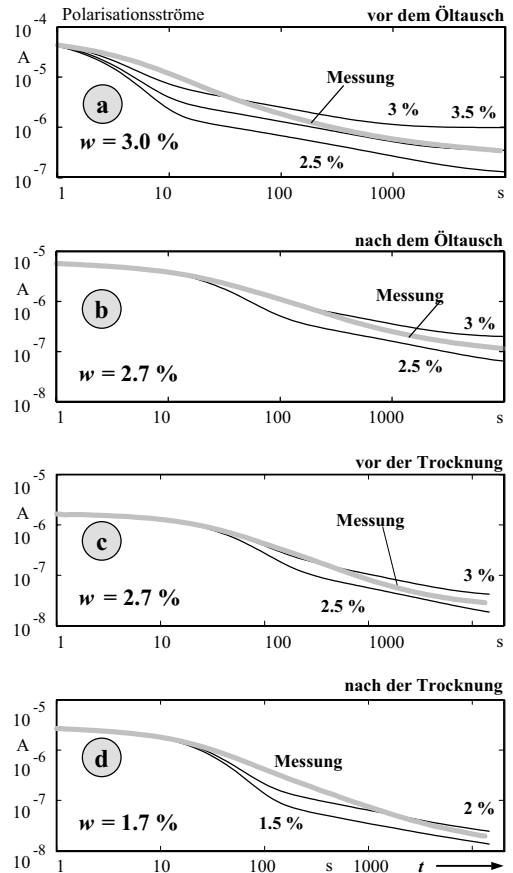


Bild 6.4.7-8: PDC-Diagnose durch „Kurven-Fitting“ nach Abschnitt d) für einen 300 MVA-Transformator vor und nach einem Öлтаusch (a und b) sowie vor und nach einer Aktivteiltrocknung (c und d) [233], [232].

reich können Polarisations- und Depolarisationsströme verändert werden, bis hin zur *Polaritätsumkehr* [244], [398].

In die Analysen sind bisher parasitäre Einflüsse stark erhöhter **Ölleitfähigkeiten** noch nicht eingeflossen. Sie können sich durch erhöhte Ströme durch mikroskopische *ölgefüllte Kapillaren* äußern, bei Transformatoren auch durch Ströme durch *makroskopische Ölkanäle*. In beiden Fällen ergeben sich erhöhte Endwerte der Polarisationsströme und täuschen erhöhte Feuchtigkeitswerte vor [231].

Für die Diagnose durch Kurven-Fitting stehen u.U. die erforderlichen **geometrischen Daten** nicht oder nur unvollständig zur Verfügung.

g) Vereinfachte Diagnose

Auch bei unvollständig bekannten Geometriedaten ist eine vereinfachte Diagnose denkbar, indem unterschiedliche Messzeitpunkte $t \geq 0$ sowie $t \rightarrow \infty$ betrachtet werden [231], Bild 6.4.7-10 (oben).

Für den **Anfangswert** des Polarisationsstromes $i_p(0)$ dominiert der Strom durch die Schichtung, d.h. es gilt $i_p(0) \approx i_{p1}(0)$, Bild 6.4.7-10 (unten links). Der Strom ergibt sich als Lösung der Netzwerk-Differentialgleichung zu

$$i_p(0) \approx \frac{U}{R_{\tilde{O}}(0)} \cdot \left(\frac{C_B}{C_{\tilde{O}} + C_B} \right)^2 + U \cdot \sum_j \left(\frac{1}{R_{pj}} \right) \cdot \left(\frac{C_{\tilde{O}}}{C_{\tilde{O}} + C_B} \right)^2 \quad (6.4.7-4)$$

R_{pj} steht für die den einzelnen RC-Gliedern zugeordneten Widerstände, mit denen die Polarisation des Transformerboards beschrieben wird.

Anmerkung: Bei *geschichteten Isolationen* gilt i.d.R. $C_B \gg C_{\tilde{O}}$, so dass der erste Term überwiegt, der mit dem Widerstand des Ölspaltes $R_{\tilde{O}}$ bzw. der **Ölleitfähigkeit** in Beziehung steht:

$$i_p(0) \approx \frac{U}{R_{\tilde{O}}(0)} \cdot \left(\frac{C_B}{C_{\tilde{O}} + C_B} \right)^2 \quad (6.4.7-5)$$

Bei *homogenen Isolationen* gilt $C_{\tilde{O}} \rightarrow \infty$, so dass der zweite Term überwiegt, der im wesentlichen von den **Polarisationsvorgängen** bestimmt wird:

$$i_p(0) \approx U \cdot \sum_j \left(\frac{1}{R_{pj}} \right) \quad (6.4.7-6)$$

Der **Endwert** des Polarisationsstromes ergibt sich näherungsweise aus den stationären Strömen i_{p1} und i_{p3} durch die Schichtung und ggf. durch parallele Ölkanäle, Bild 6.4.7-10 (unten rechts):

$$\begin{aligned} i_p(\infty) &\approx i_{p1}(\infty) + i_{p3}(\infty) \\ &= \frac{U}{R_B + R_{\tilde{O}}(\infty)} + \frac{U}{R_3} \end{aligned} \quad (6.4.7-7)$$

Wird darin der erste Term als dominierend angenommen, so enthält $i_p(\infty)$ im wesentlichen

eine Information über R_B bzw. die **Barrierenleitfähigkeit** und mit Gl. (4.2-7) eine Schätzung der **Barrierenfeuchte** w .

Aus Gl. (6.4.7-4) und (-7) ergeben sich die in *Abschnitt c)* genannten Zusammenhänge des Stromanfangswertes mit der Ölleitfähigkeit und des Stromendwertes mit der Barrierenleitfähigkeit.

Für die praktische Auswertung wird vorgeschlagen, **Anfangs- und Endwerte** des Polarisationsstromes zu messen. Dabei kann der Endwert nach Gl. (4.2-6d) bereits nach endlichen Zeiten aus der Summe (bzw. Betragsdifferenz) von Polarisations- und Depolarisationsstrom geschätzt werden, Bild 6.4.7-10 (oben).

Werden die Gl.en (6.4.7-4) und (-7) mit geometrischen Beziehungen für Kapazitäten und

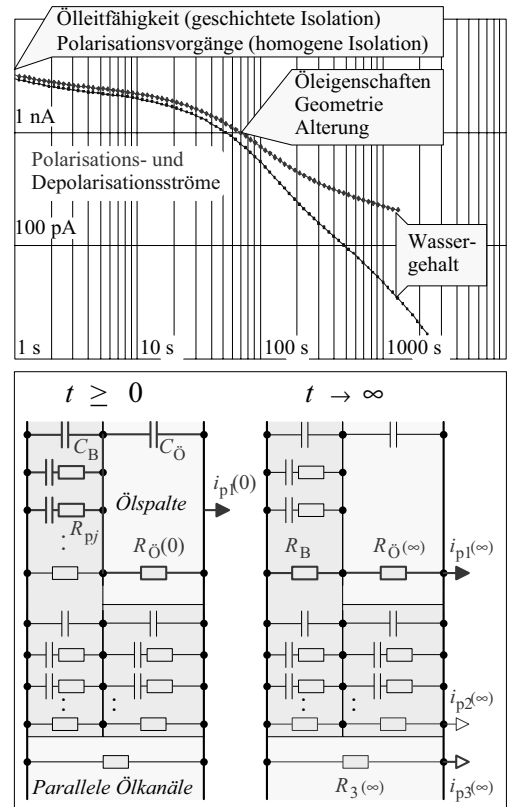


Bild 6.4.7-10: Differenzierung charakteristischer Ersatzelemente durch unterschiedliche Messzeitpunkte.

Widerstände ins Verhältnis gesetzt, ergibt sich ein physikalisch begründeter Zusammenhang zwischen einem messbaren **charakteristischem Stromverhältnis** und dem *Leitfähigkeitsverhältnis* zwischen Öl und Board:

$$\frac{i_p(0)}{i_p(\infty)} \approx \frac{i_p(t=1s)}{i_p(t) + i_d(t + t_L)} \quad (6.4.7-8)$$

$$\frac{i_p(0)}{i_p(\infty)} \approx \frac{\frac{\kappa_{\ddot{O}}(0)}{\kappa_{\ddot{O}}(\infty)} \cdot \frac{d_{\ddot{O}}}{d_B}}{\left[\frac{d_{\ddot{O}}}{d_B} + \frac{\varepsilon_{\ddot{O}}}{\varepsilon_B}\right]^2 \cdot \left[\frac{1}{\frac{d_{\ddot{O}}}{d_B} + \frac{\kappa_{\ddot{O}}(\infty)}{\kappa_B(\infty)}} + Z \cdot X\right]}$$

Z und X sind dabei die Flächen- und Dickenverhältnisse im Barriersystem nach Bild 6.4.7-6:

$$Z = \frac{A_3}{A_1 + A_2} = \frac{A_{\ddot{O}l(\text{Parallel})}}{A_{\text{Barriere}}} \quad (6.4.7-9)$$

$$X = \frac{d_B}{d_B + d_{\ddot{O}l}} = \frac{d_{\text{Barriere}}}{d_{\text{gesamt}}}$$

Aus dem *Leitfähigkeitsverhältnis* $\kappa_{\ddot{O}}(\infty)/\kappa_B(\infty)$ und der *Ölleitfähigkeit* kann die Leitfähigkeit des Boards ermittelt und über Gl. (4.2-7) mit der *Feuchtigkeit* in Beziehung gesetzt werden.

Anmerkung: Bei der Bildung des Stromverhältnisses $i_p(0)/i_p(\infty)$ handelt es sich **nicht** um einen **klassischen Polarisationsindex**, der bei willkürlichen Zeitpunkten ohne Rücksicht auf die Dynamik der Ausgleichsvorgänge gebildet wird. Es handelt sich vielmehr um ein **charakteristisches Stromverhältnis**, das in eindeutiger Beziehung zum Leitfähigkeitsverhältnis steht und dem somit eine *physikalische Bedeutung* zukommt.

Anmerkung: Ein Vorteil der Verhältnisbildung ist eine **geringere Empfindlichkeit gegen Temperaturänderungen**. Ist die Temperatur bekannt, kann darüberhinaus für das Stromverhältnis auch eine zusätzliche rechnerische Temperaturkorrektur erfolgen.

Anmerkung: Das Stromverhältnisses eignet sich auch für die Abschätzung des **Einflusses paralleler Strompfade** durch parallele Ölwidestände R_3 , Bild 6.4.7-6 und -10. Der Anfangsstrom ändert sich kaum, weil das Flächenverhältnis $A_3/A_1 = Z$ klein ist. Im stationären Strom tritt aber ein Anteil durch R_3 hinzu. Aus dem

Verhältnis der Polarisationsströme ist erkennbar, dass der parallele Strompfad mit dem Flächenanteil Z zu einer Reduzierung des Stromverhältnisses führt und damit ähnlich wirkt, wie eine Reduzierung des Leitfähigkeitsverhältnisses Öl/ Board bzw. eine Erhöhung der **Feuchte**. Die störende Wirkung des parallelen Strompfades ist besonders groß bei **stark gealtertem Öl** und großem Leitfähigkeitsverhältnis Öl/ Board, weil dann der Nenner in Gl. (6.4.7-8) klein und der Einfluss des Störterms $Z \cdot X$ groß wird [231].

6.4.7.7 Frequenzbereichsanalyse

Bei *Netzfrequenz* (50 oder 60 Hz) und Raumtemperatur gemessene Kapazitäten und Verlustfaktoren zeigen nur eine sehr schwache Abhängigkeit vom Feuchtigkeitsgehalt.

Bei *erhöhten Temperaturen* (70°C) steigt der netzfrequente Verlustfaktor von ölprägniertem Papier mit dem Feuchtigkeitsgehalt stark an. Entsprechende Messungen werden jedoch nur in Ausnahmefällen möglich sein. Bei *Raumtemperatur* treten feuchtigkeitsabhängige Verlustfaktoranstiege bei sehr *niedrigen Frequenzen* (mHz-Bereich) auf. Zu niedrigen Frequenzen hin nimmt der Verlustfaktor grundsätzlich zu, weil die Blindleistung abnimmt und damit das Verhältnis von Wirk- zu Blindleistung steigt.

Systemtheoretisch ist die Messung von Kapazitäten und Verlustfaktoren im **Frequenzbereich** (FDS-Analyse: Frequency Domain Spectroscopy) bei linearen Systemen einer Sprungantwortmessung im **Zeitbereich** (PDC-Messung) äquivalent und es ist möglich, die Ergebnisse zu transformieren [239], [240], [241]. Viele Ausführungen zu den PDC-Messungen sind deshalb auch in den Frequenzbereich übertragbar:

a) Anstelle einer Sprungantwortmessung können die Systemeigenschaften und die sie beschreibenden Ersatzschaltbilder auch durch *Frequenzgangmessung* für Real- und Imaginärteil der Dielektrizitätszahl nach Gl. (4.2-16) ermittelt werden, Bild 6.4.7-11.

Praktisch heißt dies, dass Kapazitäten und Verlustfaktoren in einer *Serie von Messungen* als Funktion der Frequenz aufgenommen wer-

den müssen. Dabei ist für jede Einzelmessung ein *stationärer Zustand* abzuwarten, von dem man nach ca. vier Perioden ausgehen kann. Bei der Erfassung niedriger Frequenzen können sich dadurch lange Messzeiten ergeben.

Vorteilhaft ist, dass die Messungen, wie PDC-Messungen auch, in einer Art „*Schutzringanordnung*“ ausgeführt werden können, um Leckströme auszuschließen, Bild 6.4.7-2.

b) Bei *homogenen Isolierungen* äußert sich der Einfluss der Feuchtigkeit durch einen starken Verlustfaktoranstieg, vor allem bei sehr niedrigen Frequenzen, nicht aber bei Netzfrequenz. Dies ist aus der feuchtigkeitsbedingten exponentiellen Leitfähigkeitszunahme nach Gl. (4.2-7) erklärbar: Bei niedrigen Frequenzen bestimmt vor allem der Parallel-Widerstand $R_\infty = R_p$ die Verluste. Seine Abnahme entspricht einer Zunahme der Verlustleistung bzw. einer Zunahme des Verlustfaktors nach Gl. (4.3-1).

c) Das *Verhalten geschichteter Isolierungen* soll am Beispiel einer Schichtung aus Ölspace und Barrieren erläutert werden. Die grundsätzlichen Zusammenhänge werden in Abschnitt 4.3.3 mit Bild 4.3-6 erläutert: Bei **höheren Frequenzen** fällt die kapazitiv geteilte Spannung zum größten Teil über der als kleiner angenommenen Kapazität des Ölspace ab. Die größere Barrierenkapazität wirkt wie ein Kurzschluss. Bei **niedrigeren Frequenzen** wirkt der i.d.R. kleinere Ölspacewiderstand wie ein Kurzschluss, weil die kapazitiven Blindwiderstände zunehmen. Der gemessene Verlustfaktor ist deshalb im wesentlichen den **Barrieren** zuzuordnen, Bild 6.4.7-12 und 4.3-2.

d) *Transformator-Isolierungen* müssen, wie schon mit Bild 6.4.7-6 erläutert, durch ein komplexes, an der Geometrie orientiertes Ersatzschaltbild nachgebildet werden. Auf dieser Basis können, ähnlich wie bei der PDC-Analyse, Frequenzgänge errechnet und mit Messungen durch „Kurven-Fitting“ zur Deckung gebracht werden, um die am besten passenden Materialparameter zu ermitteln.

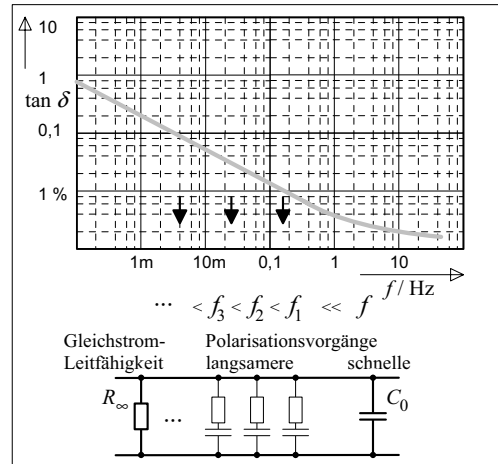


Bild 6.4.7-11: Frequenzbereichsanalyse für eine homogene Isolierung.

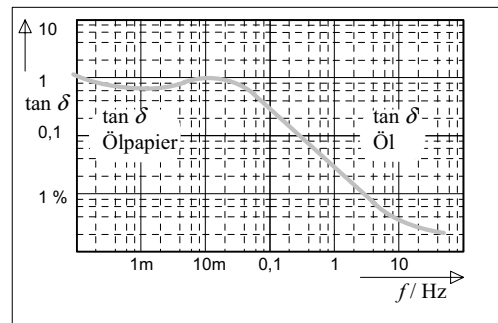


Bild 6.4.7-12: Frequenzbereichsanalyse für eine geschichtete Isolierung.

e) Als *Analysenbeispiel* sei der Öltausch an einem 300 MVA-Transformator genannt, vgl. Bild 6.4.7-8 (a) und (b). Die aus dem Zeit- in den Frequenzbereich transformierten Kurven ergeben bei niedrigen Frequenzen vor und nach dem Öltausch praktisch ungeänderte Verlustfaktoren, was einem kaum veränderten Feuchtigkeitsgehalt entspricht. Bei höheren Frequenzen zeigt die Isolierung wesentlich niedrigere Verluste, die der erheblich verbesserten Qualität des getauschten Öles entsprechen. Messungen bei 0,1 Hz stimmen mit den errechneten Frequenzgängen überein [233].

f) *Weiterführende Fragen* beziehen sich hier, wie bei der PDC-Analyse auch, auf die Unterscheidbarkeit von Feuchtigkeits- und Alterungseinflüssen, auf die Wirkung äußerer Um-

gebungseinflüsse bei Messungen an Durchführungen [243] sowie auf die Einflüsse von Ölleitfähigkeiten und parallelen Strompfaden.

Anmerkung: Systemtheoretisch sind Frequenzbereichsanalyse und PDC-Analyse bei linearen Systemen einander entsprechende Verfahren im Frequenz- und Zeitbereich. Es sei jedoch noch auf einige Unterschiede in der **praktischen Anwendbarkeit** verwiesen: Während in der PDC-Messung die Information in *einer einzigen Sprungantwortmessung* gewonnen werden kann, ist bei der FDS-Analyse eine *Serie von Messungen* erforderlich. Weiterhin können bei der PDC-Messung in einfacher Weise auch *sehr hohe Spannungssprünge* mit Hilfe externer DC-Netzteile eingesetzt werden, um Nichtlinearitäten zu untersuchen [271]. Bei der FDS-Messung ist die *frequenzvariable sinusförmige Spannung* durch die Verstärker auf niedrigere Werte begrenzt.

6.4.8 Online-Monitoring

Komplexe technische Systeme (wie z.B. Krafwerke oder Netze) sowie wichtige Komponenten (wie z.B. Generatoren) werden nicht nur innerhalb von Revisionszeiträumen, d.h. „offline“ im ausgeschalteten Zustand, sondern ständig „online“ während des laufenden Betriebes überwacht, um auf erkennbare Schadensentwicklungen rechtzeitig reagieren zu können.

Von **elektrischen Isolierungen** wurde zunächst aufgrund von Werksprüfungen und entsprechend sicherer Auslegung ein zuverlässiger Betrieb *bis zum Ablauf der nominellen Lebensdauer* erwartet. Eine laufende Online-Überwachung elektrischer Isolierungen erschien *nicht notwendig* und darüberhinaus *zu aufwendig*.

Diese Betrachtungsweise hat sich inzwischen geändert, so dass die Betreiber elektrischer Betriebsmittel mehr denn je an einem *Online-Monitoring* ihrer Geräte *unter Einschluss der Isolierung* interessiert sind. Dafür sind folgende Gründe verantwortlich:

- Viele Betriebsmittel haben ihre *nominelle Lebensdauer* längst überschritten und werden in *unbekanntem Alterungszustand* weiter betrieben, eine vorsorgliche Ersatzin-

vestition wird nicht mehr ohne Zustandsdiagnose vorgenommen.

- Der Kostendruck bei der Herstellung elektrischer Betriebsmittel lässt die Sicherheitsmargen schrumpfen, auch für die Bemessung der Isolationssysteme. Von Isolierungen wird zunehmend ein Betrieb im *Grenzlastbereich* (in elektrischer und thermischer Hinsicht) erwartet.
- Der Kostendruck beim Betrieb von Kraftwerken und Netzen führt zur Vorhaltung geringerer Redundanzen und *Reservekapazitäten*, so dass die strategische Bedeutung einzelner, möglicherweise gefährdeter Betriebsmittel steigt. Auf der anderen Seite wird zunehmend weniger *Personal* und technische *Kompetenz* vorgehalten, so dass es zunehmend schwerer fällt, den Zustand von Anlagen aufgrund von Erfahrung zu beurteilen und im Notfall angemessen zu reagieren.
- Die *Kosten für Monitoringsysteme*, bestehend aus Sensor-, Signalübertragungs- und Signalverarbeitungstechnologie, sind degressiv, so dass sich Online-Monitoringsysteme in zunehmendem Maß als wirtschaftlich sinnvoll darstellen. Außerdem steigt die *Leistungsfähigkeit* der Systeme kontinuierlich an.
- Für die Betreiber von Netzen können Monitoring-Systeme schließlich wertvolle Hinweise zum *Ablauf von Fehlerereignissen* (Fehlerhistorie) liefern.

In den folgenden Abschnitten werden das Online-Monitoring von Transformatoren (Kap. 6.4.8.1), Durchführungen (Kap. 6.4.8.2), rotierenden Maschinen (Kap. 6.4.8.3) und VPE-Kabeln (Kap. 6.4.8.4) betrachtet. Unter weiteren Betriebsmitteln sind im wesentlichen Schaltanlagen mit ihren Komponenten zusammengefasst (Kap. 6.4.8.5).

6.4.8.1 Monitoring von Transformatoren

Die hohe strategische Bedeutung großer Transformatoren hat schon frühzeitig zur Ent-

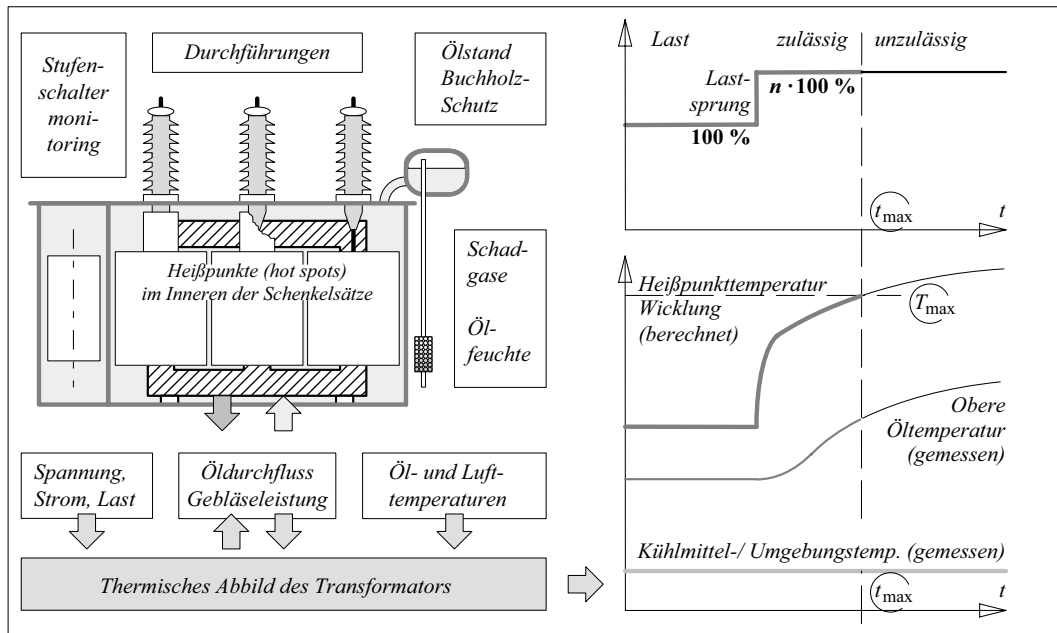


Bild 6.4.8-1: Wichtige Bestandteile eines Transformatormonitorings (links) sowie transiente Temperaturverläufe bei Änderung des Belastungszustandes (rechts).

wicklung einer Transformatorenüberwachung in Form des *Buchholz-Schutzes* geführt. Dabei wird das aufgrund von Entladungen im Transformator gebildete Gas in dem nach oben verschlossenen Ölausdehnungsgefäß gefangen und durch Verdrängung des Öles registriert. Es handelt sich dabei jedoch um eine Schutz-einrichtung, die erst bei sehr großer Gasentwicklung anspricht, wenn der Fehler schon sehr weit fortgeschritten ist.

Anmerkung: Wichtig ist eigentlich die Registrierung kleinerer Schadgasmengen im Öl (vor allem Wasserstoff) über *Gassensoren*. Das Ansteigen von Schadgasgehalten sollte dann Anlass für eine differenziertere Gas-in-Öl-Analyse sein, vgl. Kap. 6.4.3.2. Es wird allerdings auch vorgeschlagen, den Gasgehalt im Ölausdehnungsgefäß bzgl. des Schadgasgehaltes zu analysieren und über Gasaustauschmodelle mit dem Schadgasgehalt im Öl in Beziehung zu setzen [250].

Transformatoren werden inzwischen mit sehr viel weiter entwickelten **Monitoring-Systemen** ausgerüstet [251], [252], Bild 6.4.8-1. Sie dienen im Wesentlichen der Überwachung klassischer Kenngrößen wie Strom, Spannung, Ölstand oder Temperaturen. Außerdem erfolgt

eine Überwachung der wartungsintensiveren Stufenschalter. Darüber hinaus können Eigenschaften des Isolieröls, z.B. Feuchtigkeitsgehalt [248] oder Wasserstoffgasgehalt (der auf Teilentladungen hinweist) während des Betriebs durch Sensoren oder durch Probenentnahme analysiert werden.

Anmerkung: Kontinuierlich arbeitende Sensoren sind dabei die bessere Lösung, bei Probenentnahmen sind praktikable Analyseintervalle so lang, dass von Online-Überwachung nicht mehr gesprochen werden kann.

Das Monitoring-System erfasst eine große Zahl von Daten, die zusammenhängend analysiert und bewertet werden. Damit stehen die Daten für automatische Regelungen (z.B. für Kühlkreisläufe) zur Verfügung. Die Betriebsführung des Netzes erhält ununterbrochen die relevante Information über den Zustand des Betriebsmittels und wird rechtzeitig vor Eintritt kritischer Situationen alarmiert.

Von großer praktischer Bedeutung ist dabei die **Temperaturüberwachung** mit Hilfe mehrerer Temperatursensoren. Die Belastbarkeit des Transformators wird vor allem durch Er-

reichen maximal zulässiger Temperaturen für die verwendeten Isolierstoffe begrenzt. Wichtig sind dabei die direkt erfassbare *obere Öltemperatur* sowie die Temperaturen der *Heißpunkte* (hot spots) im Inneren der Wicklungen, die nicht direkt gemessen werden können. Die Heißpunkttemperatur wird mit Hilfe eines **thermischen Transformatormodells** berechnet, in das die Wärmequellen (Kupferverluste aufgrund des Belastungsstromes, Eisenverluste aufgrund der anstehenden Spannung), die Umgebungstemperaturen, die Wärmekapazitäten und die Wärmeübertragungsverhältnisse (unter Berücksichtigung der Kühlung) eingehen.

Das sogenannte *Einkörpermodell* nach IEC 60354 kann zu einem *Zweikörpermodell* erweitert werden, in dem für die Wicklung kürzere thermische Zeitkonstanten (im Bereich weniger Minuten) und für Öl, Kern und Kessel größere thermische Zeitkonstanten (im Bereich von Stunden) eingesetzt werden [251], Bild 6.4.8-2. Damit lassen sich transiente Temperaturverläufe bei Laständerungen oder Änderungen der Umgebungstemperatur online berechnen und prognostizieren, Bild 6.4.8-1 (rechts). Aus den materialspezifischen Temperaturgrenzen ergeben sich dann Prognosen für die zulässige Überlastdauer unter den gerade vorliegenden Last- und Umgebungsbedingungen, Bild 6.4.8-1. Bei Ölpapier ist die dauernd zulässige Heißpunkttemperatur 120 °C, bei einer Überlastung mit dem 1,5 fachen Nennstrom für maximal 30 Minuten darf die Heißpunkttemperatur 140 °C nicht überschreiten [295], [296]. Aus der maximal zulässigen Temperatur $T_{\max}$ ergibt sich dann die maximal zulässige Belastungszeit $t_{\max}$, Kap. 7.1.3.6.

Mit dem Transformatormodell werden die thermischen Reserven sowie die aktuelle und voraussichtliche Belastungsfähigkeit des Transformators errechnet. Damit kann das **Kühlsystem** gesteuert werden und es stehen die Daten für eine effektive Betriebsführung und für eine optimale Ausnutzung des Betriebsmittels zur Verfügung [251], [252].

Anmerkung 1: Die große Masse des Transformators (vor allem durch Öl und Eisenkern), ist mit einer sehr großen *Wärmekapazität* verbunden, die bei Großtransformatoren

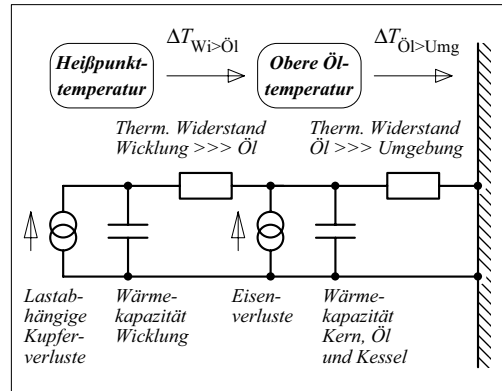


Bild 6.4.8-2: Thermisches Zweikörpermodell für einen Transformator (nach [251]).

ren *thermische Zeitkonstanten* im Bereich von Stunden bedingen. Dadurch sind **kurzfristige Lastzustände** möglich, die erheblich über den stationär möglichen Werten liegen, Bild 6.4.8-1 (rechts).

Anmerkung 2: Transformatoren, die die genannten Temperaturen im Dauerbetrieb oder sehr häufig erreichen, sind einer **beschleunigten Alterung** ausgesetzt. Reduzierte Belastung kann die *Lebensdauer* der Isolation erheblich verlängern.

Anmerkung 3: Eine stark *befeuchtete Papierisolation* erlaubt nur wesentlich geringere **Grenztemperaturen**, weil eine Ausgasung und Verdampfung erfolgt [251]:

$$T_{\text{HP}_{\max}} = 166^\circ\text{C} - 13\text{K} \cdot \frac{w_{\text{Papier}}}{\%} \quad (6.4.8-1)$$

Bei einem Feuchtigkeitsgehalt von $w = 5\%$ sind somit nur noch etwa 100 °C tolerierbar.

Anmerkung 4: **Durchführungen** besitzen eine wesentlich geringere Wärmekapazität und viel kleinere thermische Zeitkonstanten. Die Überlastungsfähigkeit eines Transformators wird somit oft durch die Durchführungen limitiert. Es ist deshalb sinnvoll, die Durchführungen in das Monitoring einzubeziehen, vgl. Kap. 6.4.8.2.

Ein wichtiger Bestandteil des Transformator-Monitoring ist die **Überwachung der Stufenschalter** [297]. Fehlfunktionen können zu erheblichen Wicklungsschäden führen. Für die Überwachung werden die Belastung und die Zahl der *Schalthandlungen* registriert. Außerdem kann während eines Schaltvorganges der zeitliche Verlauf des mechanischen *Antriebsdrehmomentes* verfolgt und mit Referenzen und Grenzwerten verglichen werden, um den *Abbrand der Schaltkontakte* verfolgen zu können [252]. Ein weitere Monitoring-Auf-

gabe ist die *Überwachung des Öles* in der Schaltkammer, das durch Schaltlichtbögen einer schnellen Alterung unterworfen ist.

Neue Diagnoseverfahren, wie dielektrischen Methoden, elektrische und akustische Teilentladungsmessungen, chemisch-analytische Sensorik oder die Online-Ermittlung systemtheoretischer Transferfunktionen sind erst in Form von *Versuchsmustern* oder konzeptionellen *Studien* in Monitoring-Systeme eingebunden. Darüberhinaus gibt es Visionen von weitgehend **optischen Monitoring-Systemen** mit *Lichtwellenleiter-Sensoren* für Ströme, Spannungen, Temperaturen, Teilentladungen und Feuchtigkeit im Transformator-Aktivteil [372].

6.4.8.2 Monitoring von Durchführungen

Durchführungen werden üblicherweise nicht online überwacht, weil dies bei ihrer großen Zahl nur mit hohen Kosten möglich wäre, die in keinem Verhältnis zu ihrem vergleichsweise geringen Wert stünden.

Andererseits sind Durchführungen aber als „*Nadelöhre des Energietransports*“ von hoher *strategischer Bedeutung* für weitaus teurere Transformatoren und Schaltanlagen. Sie sind außerdem *besonders hohen thermischen und elektrischen Beanspruchungen* ausgesetzt. Bei hoher Dauerbelastung, wie z.B. in den Maschinentransformatoren stark ausgelasteter Kraftwerksblöcke, kann dies z.B. zu einer beschleunigten Alterung von Öl-Papier-Isolationen führen. Außerdem bilden Durchführungs-schäden eine der häufigsten Ursachen für Transformatorausfälle. Die Frage nach einem Durchführungsmonitoring wird deshalb zunehmend häufiger gestellt.

Klassische Überwachungsgrößen, die auch online verfolgt werden können, sind *Ölstand*, *Öldruck* sowie verschiedene *Temperaturen*, Bild 6.4.8-3.

Für *elektrische Messungen* besitzen Durchführungen i.d.R. mit dem *Messanschluss* einen Zugang zum äußersten Belag (dem sog. Erdbelag), der meist mit Erdpotential verbunden

ist, für Messzwecke von diesem aber auch getrennt werden kann. Üblicherweise wird der Messanschluss für die **Offline-Diagnose**, d.h. für die Messung von *Kapazität*, *Verlustfaktor*, *Isolationswiderstand* sowie *Polarisations-* und *Depolarisationsströmen* genutzt. Messungen können aber nur im Rahmen von gelegentlichen Wartungsintervallen eher *stichprobenartig* und keineswegs flächendeckend erfolgen. Von einem Monitoring kann man dabei nicht sprechen. Es kommt hinzu, dass die bei einer zufälligen *Umgebungstemperatur* gemessenen Verlustfaktoren keineswegs aussagekräftig bzgl. der oftmals weit höheren *Betriebstemperaturen* sind. Damit ist nicht einmal eine sichere diagnostische Aussage gewährleistet. Auch aus diesem Grund wäre ein Monitoring unter Betriebsbedingungen wünschenswert. Der Messanschluss ist auch dafür die gegebene Anschlussmöglichkeit, Bild 6.4.8-3.

Anmerkung: Einige akute Gefährdungssituationen, wie z.B. Übertemperaturen oder Ölverluste können über Sensoren erfasst und an das Monitoring-System des Transformators gemeldet werden. Die Temperatur des Heißpunktes (hot spot) kann über ein thermisches Modell geschätzt werden [246].

Es wäre aber sehr wünschenswert, durch Überwachung dielektrischer Kenngrößen frühzeitig den **Alterungsverlauf** beobachten zu können. Hierfür kommt insbesondere der netzfrequente *Verlustfaktor bei Betriebstemperatur* in Frage: Er zeigt bei erhöhten Temperaturen Alterung und Feuchtigkeit an. Außerdem ist die Gefährdung der Isolation durch dielektrische Verlustwärme unmittelbar erkennbar, so dass auch kurzfristig *thermisch eskalierende Situationen* direkt erfasst werden können. Die Überwachung des Verlustfaktors unter Betriebstemperatur wäre auch deshalb besonders interessant, weil sich daraus unmittelbar das Verhältnis zwischen thermisch-elektrischer Belastungsfähigkeit und tatsächlicher Belastung, also die **aktuelle Sicherheitsreserve** online erkennen ließe, die theoretisch nicht erfassbar ist.

Anmerkung: Bei der *Verlustfaktormessung* ist jedoch zu beachten, dass auch *Verschmutzungen* und *Befeuchtungen der Isolatoroberfläche* zur Beeinflussung der Ergebnisse führen können.

Teildurchschläge zwischen den Steuerbelägen der Durchführung sind durch *Kapazitäts-erhöhungen* sicher detektierbar. Die zyklische Überwachungen im Rhythmus der Wartungsintervalle ist aber nicht ausreichend, weil Teildurchschläge in kurzer Zeit bis zum Totalausfall eskalieren können. Aus diesem Grund wird vorgeschlagen, ein Online-Monitoring zu realisieren, das empfindlich auf Kapazitätsänderungen reagiert [245]. Damit wäre es im Extremfall sogar denkbar, das Dielektrikum bis zum Ausfall (d.h. bis zum ersten Teildurchschlag) zu betreiben, eine **Alarmierung** unmittelbar vor weiteren, spontan verursachten Durchschlägen zu erhalten und automatische Notfallmaßnahmen über den Netzschutz einzuleiten.

Anmerkung: Bei alten *Hartpapierdurchführungen* können Kapazitätserhöhungen auch durch eine *nachträgliche Ölaufnahme* der nicht vollständig mit Harz imprägnierten Papierlagen verursacht sein. Diese Kapazitätsänderungen erfolgen aber kontinuierlich und nicht schlagartig oder stufenförmig wie bei Teildurchschlägen.

Für die **Erfassung von Kapazität und Verlustfaktor** reicht es nicht, den über den Messanschluss der Durchführung fließenden Strom auszuwerten. Um die *Kapazität* ermitteln zu können, muss die Höhe der Spannung bekannt sein, für die Bestimmung des *Verlustfaktors* ist ein **Referenz-Messzweig** erforderlich, gegen den die Phasenverschiebung bestimmt werden kann. Diese Voraussetzungen sind bei einer Offline-Messung in einer Brückenschaltung oder in einem dielektrischen Analysator gegeben [204], nicht jedoch bei einer Online-Messung mit unbekannter und veränderlicher Spannung.

Für das **Online-Monitoring** gibt es zwei Ansätze:

(1) Die Durchführung wird zusammen mit einer Unterspannungsimpedanz als *Spannungsteiler* aufgebaut, dessen *Unterspannungsimpedanz* umschaltbar ausgeführt ist. Man kann deshalb zeitlich gestaffelte Messungen mit zwei verschiedenen Teilern (aber mit gleicher Spannung) vornehmen und daraus die beiden Unbekannten C und $\tan \delta$ errechnen.

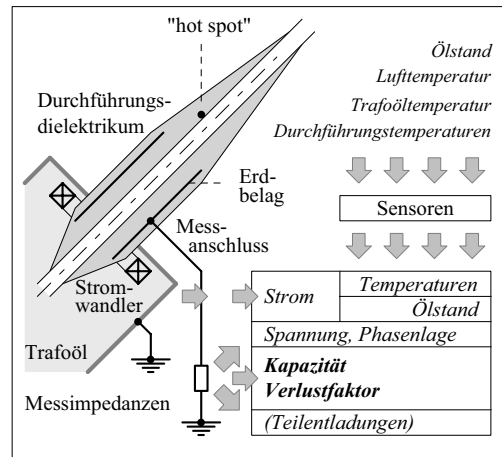


Bild 6.4.8-3: Online-Monitoring an Durchführungen.

Erste Versuche mit einer *Kapazitätsüberwachung* waren durchaus erfolgreich [245] [252], für die Bestimmung des Verlustfaktors reicht die bisher erzielte Genauigkeit noch nicht aus.

(2) Es ist auch denkbar, *Vergleichsmessungen* zwischen den *drei Durchführungen eines Drehstromsystems* zu machen. Geringfügige Abweichungen von der üblichen Phasenverschiebung um 120° zeigen an, wenn die Alterung nicht völlig zeitsynchron in allen Phasen verläuft. Dabei erhält man allerdings nur eine *relative* und keine absolute Aussage [247]. Schwierigkeiten sind dabei weiterhin gegeben durch die Trennung von Grund- und Oberschwingungen oder durch unsymmetrische Belastungen und Spannungen. Ein Vorschlag zur Elimination zeitlich streuender Netzstörungen besteht in einer graphisch-anschaulichen Mustererkennung mit Hilfe einer Wolkendarstellung, die Veränderungen der Messwerte durch Verschiebung der Wolke sichtbar machen soll [247].

Grundsätzlich kann die Durchführungskapazität über den Messanschluss auch für die **Auskopplung von Teilentladungsimpulsen** eingesetzt werden. Vor-Ort-Messungen an Durchführungen sind aber sehr problematisch, weil die niedrigen Signalpegel von TE-Quellen in der Durchführung häufig von vielfach größeren Störpegeln aus der Umgebung überlagert werden.

Anmerkung: TE-Auskopplungen an den Messanschlüssen von Durchführungen werden heute schon in geschirmten Prüflaboratorien eingesetzt, um den gesamten Prüfkreis zu überwachen. Dadurch ist u.U. ein separater Koppelkondensator entbehrlich.

6.4.8.3 Monitoring rotierender Maschinen

Generatoren und große Antriebe (Hochspannungsmaschinen) sind teure und strategisch wichtige Betriebsmittel, für die ein hoher Diagnose- und Monitoring-Aufwand betriebswirtschaftlich sinnvoll ist.

Bei der **Offline-Diagnose** wird im Rahmen von Wartungsintervallen üblicherweise das *Teilentladungsverhalten* sowie die *Änderung des Verlustfaktors* $\Delta(\tan \delta)$ als Funktion der Spannung, der *Isolationswiderstand* oder andere dielektrische Kenngrößen betrachtet und mit Erfahrungswerten über das Verhalten ähnlicher Generatoren verglichen. Für die Offline-Diagnose hat insbesondere die visuelle Kontrolle (z.B. Endoskopie) kritischer Maschinenkomponenten eine große Bedeutung. Es gibt jedoch auch eine Reihe von Größen, die **online** überwacht werden müssen [352]:

Mäßige Spannungen bis zu einigen 10 kV und sehr hohe Ströme bis in den Bereich von 30 kA führen insbesondere bei großen, kompakt gebauten Turbogeneratoren zu hohen thermischen Belastungen, die durch **Temperaturüberwachung** und aktive Kühlung, z.B. mit wassergekühlten Leitern beherrscht werden müssen. Ein weiterer Vorschlag zur **Heißstellenerkennung** besteht darin, die Kühlluft hinsichtlich thermischer Reaktionsprodukte chemisch zu analysieren [253].

Bei großen Turbogeneratoren muss das **Kühlwasser** zweimal über die Spannungsdifferenz gegen Erde transportiert und dafür entionisiert und ständig hinsichtlich seiner *Restleitfähigkeit* überwacht werden.

Außerdem wird bei großen Turbogeneratoren **Wasserstoffgas** als Kühlmedium eingesetzt, wegen seiner hohen Wärmeübertragungsfähigkeit und wegen der geringeren Reibungsverluste im sog. „Luft“-Spalt zwischen Läufer

und Ständer. Wasserstoffgas erfordert ein zuverlässiges Monitoring von Gasdruck, Leckraten und ausgetretenem Gas in der Generatorumgebung. Über Gassensoren müssen schon geringste Mengen angezeigt werden, lange bevor ein zündfähiges Luft-Gas-Gemisch entstehen kann.

Das Ständer-Isolationssystem von Generatoren und großen Motoren besteht aus glimmerhaltigen, mit Kunstharz imprägnierten Bändern sowie Leitschichten auf der Außenseite der Wicklungselemente (Stäbe oder Spulen). Dabei sind kleinste Hohlräume innerhalb der Isolierung fertigungstechnisch unvermeidbar, was bereits bei neuwertigen Isolationssystemen zu unkritischen **Teilentladungen im Betrieb** der Maschine führt. Das Dielektrikum ist hohen thermischen und mechanischen Wechselbeanspruchungen ausgesetzt, vgl. Kap. 7.1.6. Dies kann zu Ablösungen, Spaltbildungen sowie mechanischen Lockerungen und als Folge zu erhöhter Teilentladungsaktivität führen. Die im Dielektrikum enthaltenen teilentladungsresistenten Glimmerplättchen haben die Aufgabe, Erosionsdurchschläge zu verhindern. Insofern ist die Maschinenisolierung recht unempfindlich, selbst gegen hohe Teilentladungspegel, im Gegensatz zu rein organischen Isolierstoffen. Ein **Teilentladungsmonitoring** hat deshalb nicht nur die Gefährdung durch Teilentladungserosion im Blick, die Veränderung des Teilentladungsverhaltens dient vielmehr auch als *Indikator* für die durch thermisch-mechanische Beanspruchungen hervorgerufenen Veränderungen im Gefüge der Generatorisolierung. Ein großer Teil von Generatorfehlern ist auf elektrische Durchschläge der Ständerisolierung infolge von lokaler mechanischer/thermischer Überbeanspruchung zurückzuführen [257].

Die „normale“ TE-Intensität liegt im Bereich von wenigen nC und ist damit wesentlich höher als die der sonstigen über das Netz angeordneten Störquellen. Wegen des daraus resultierenden *günstigen Störabstandes* kann ein Teilentladungsmonitoring für Generatoren (z. B. in Kernkraftwerken) oder strategisch wichtige Antriebe (z.B. bei der Öl- oder Wasser-

förderung) zur Überwachung der normalen TE-Aktivität online eingesetzt werden.

Für die **diagnostische Bewertung** der TE-Signale gibt es verschiedene Ansätze, von der *phasenaufgelösten Interpretation* breitbandiger Signale im klassischen Frequenzbereich [254] oder im VHF-Bereich bei einigen 10 MHz [255] bis zur Lokalisierung von Fehlstellen durch *Laufzeitvergleiche* im Zeitbereich [256]. Untersuchungen an elektrisch bei $1,6 U_n$ gealterten Generatorstäben zeigen, dass sich während des Alterungsverlaufs die *TE-Intensität* um etwa eine Größenordnung erhöht und eine immer stärker werdende *Spannungsabhängigkeit* auftritt. Außerdem verändern sich die phasenaufgelösten *TE-Bilder* in signifikanter Weise [257]. Künstliche Defekte an Generatorstäben (innere Fehler, beschädigte Leitschicht, beschädigte Potentialsteuerung an der Wickelkopfisolierung) zeigen deutlich unterscheidbare TE-Bilder [258]. Weiterhin wird vorgeschlagen, die *Signale der drei Phasen miteinander zu korrelieren*, für Vergleichszwecke und zur Störungsunterdrückung [259].

6.4.8.4 Monitoring von VPE-Kabeln und Garnituren

Hochspannungskabel mit VPE-Isolierung sind praktisch wartungsfrei und erreichen sehr hohe Lebensdauern, wenn die Leitertemperaturen unter 90°C bleiben und das Eindringen von Feuchtigkeit verhindert wird. Die Aufgabe eines Monitoring besteht vor allem darin, diese Bedingungen zu überwachen. Außerdem kann ein Temperaturmonitoring die tatsächlich noch vorhandene Belastungsreserve des Kabels aufzeigen und damit erheblich zur wirtschaftliche Auslastung der Kabelstrecke beitragen.

Temperaturmessungen erfolgen mit *Lichtwellenleitern* im Mantel des Kabels, in die Laserlichtimpulse eingespeist werden. Aus dem aufgrund des Temperaturgradienten rückgestreuten Lichtes kann ein ortsabhängiges *Temperaturprofil* errechnet werden. Zusammen mit dem Laststrom und den Kabeldaten

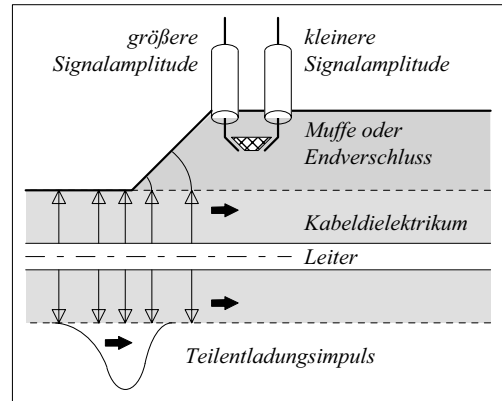


Bild 6.4.8-4: Richtkopplertechnik.

ist die *Belastungsreserve* über ein mathematisches Modell ermittelbar [264].

Wassersensoren werden ebenfalls in den Kabelmantel integriert. Sie bestehen aus Drähten, die mit einem Kunststoffgeflecht ummantelt sind. Gemessen wird der *Isulationswiderstand* gegen den Mantel, der bei eingedrungener Feuchtigkeit abnimmt. Über die Messung des Sensor-Längswiderstandes ist eine *Fehlerortung* möglich [264].

VPE-Hochspannungskabel werden im Werk schon einer empfindlichen Teilentladungsprüfung unterzogen, so dass **Teilentladungen** im verlegten Kabel üblicherweise nicht mehr zu erwarten sind. Außerdem ist eine klassische TE-Messung am Kabelende wegen der Dämpfung der TE-Impulse bei großen Kabellängen oft nicht sinnvoll.

Teilentladungen können im Betrieb aber trotzdem aufgrund von Montagefehlern an **Garnituren** (Endverschlüsse, Muffen) auftreten. Für eine Online-Erfassung wird deshalb gezielt die *Richtkopplertechnik* [215] mit Messstellen auf beiden Seiten der zu überprüfenden Garnitur eingesetzt [265], vgl. Kap. 6.4.2.5 (Störungsfreies Messen) und 6.3.3 (Feldsensoren). Unter verschiedenen Möglichkeiten zur richtungsselektiven Erfassung von Impulsen haben sich Richtkoppelsensoren bewährt, bei denen zwei hintereinander liegende kapazitive Messflächen, die sich gegenseitig verdecken, unter-

schiedlich große Signale abgeben, je nach *Ausbreitungsrichtung* der Welle, Bild 6.4.8-4.

Durch Verwendung von zwei Richtkopplern an beiden Seiten einer Kabelgarnitur kann entschieden werden, ob die Teilentladungsquelle zwischen den Richtkopplern, also innerhalb der zu überwachenden Garnitur liegt oder ob die Impulse von der linken oder der rechten Seite einlaufen und damit als *externe Störungen* zu werten sind. Beim Auftreten mehrerer Impulsquellen können verschiedene Impulse dadurch gewissermaßen sortiert, d.h. verschiedenen *Entstehungsorten* zugeordnet werden. Dabei ist eine hohe Empfindlichkeit bis zu etwa 1 pC erreichbar [265].

Anmerkung: Neben den beschriebenen Online-Monitoring-Verfahren gibt es noch eine umfangreiche **Offline-Prüftechnik** für den Test verlegter neuer oder für die Zustandsbewertung gealterter Kabelstrecken. Angesichts der hohen Kabelkapazitäten ist dabei grundsätzlich die Verfügbarkeit einer ausreichend leistungsstarken Prüfspannungsquelle ein großes Problem.

Die früher verbreitete *Gleichspannungsprüfung* wird heute als *nicht aussagefähig* angesehen, insbesondere bei den extrem gleichspannungsfesten VPE-Kabelisolierungen. Andere Prüfmethoden mit *Serienresonanzanlagen* (variable Frequenzen bis zu einigen 100 Hz), „*oscillating voltages*“ (gedämpfte Schwingung) oder sehr *niedrigen Frequenzen* (VLF 0,1 Hz Sinus oder Cosinus-Rechteck) kommen mit leistungsschwachen Quellen aus und sind deshalb mobil realisierbar. Sie werden in Kap. 6.2.1 (Erzeugung von Wechselspannungen) ausführlich beschrieben.

Der Zweck der Prüfungen besteht im Nachweis von Prüfspannungspegeln, in Teilentladungsmessungen sowie in Verlustfaktormessungen.

6.4.8.5 Monitoring weiterer Betriebsmittel

Transformatoren, Generatoren und Kabel sind teure, strategisch wichtige und nach einem Isolationsversagen kaum oder nur sehr aufwändig zu reparierende Betriebsmittel. Außerdem sind sie besonderen thermischen, elektrischen und z.T. auch mechanischen Belastungen (im Falle von Kurzschlüssen sowie bei Generatoren), oxidativen Angriffen (durch den Zutritt von Luftsauerstoff zum Öl-Papier-Dielektrikum in Transformatoren) oder der Wirkung von Feuchtigkeit ausgesetzt. Diese Be-

dingungen sind bei anderen Betriebsmitteln so nicht gegeben. Trotzdem gibt es fast bei allen Betriebsmitteln Eigenschaften, die online zu überwachen sind.

a) Gasisolierte Schaltanlagen

In Schaltanlagen ist vor allem der Druck des **SF₆-Gases** zu überwachen. Druckverlust führt zum Verlust der *elektrischen Festigkeit*, wobei allerdings bei Umgebungsdruck noch Notlaufeigenschaften, d.h. für die einfache Betriebsspannung ausreichende Festigkeiten vorhanden sein müssen. Gasverlust ist auch deshalb zu vermeiden, weil SF₆ als „*Treibhausgas*“ in geschlossenen Kreisläufen zu halten ist.

Versuchsweise gibt es auch *faseroptische Sensoren*, mit deren Hilfe **Teilentladungen** den einzelnen Kammern einer gekapselten Schaltanlage zugeordnet werden sollen.

Weiterhin ist es möglich, über kapazitive Sensoren, die als „Fensterensoren“ auch auf die Sichtfenster in der Kapselung alter Anlagen aufgesetzt werden können, das *UHF-Spektrum* von **Teilentladungsereignissen** auszukoppeln, z.B. um freie Partikel in der Anlage zu detektieren, vgl. Kap. 6.4.2.7. Für die Online-Messung ist es möglich, mit mobilen Prüfsystemen alte Anlagen unter Betriebsspannung stichprobenartig oder routinemäßig zu überprüfen [260], [261]. Bei strategisch wichtigen Anlagen können über einen Multiplexer viele Messstellen mit einem Analysesystem zyklisch aber kontinuierlich überwacht werden [260]. Externe Störungen oder Störungen durch Schaltvorgänge sind durch gleichzeitiges Auftreten in allen Phasen erkennbar.

b) Freiluftschaltanlagen und Freileitungen

Auch bei **Freileitungen** ist eine Temperaturüberwachung durch Lichtwellenleiter im Leiteseil denkbar. Ähnlich wie bei Kabeln kann ein *Temperaturprofil* aufgenommen und eine optimale Auslastung der Freileitung bis zu den tatsächlichen thermischen Grenzen vorgenommen werden.

Von praktischer Bedeutung ist auch die (stichprobenartige) Überwachung von **Kontakt-**

stellen mit Hilfe einer *Infrarot-Wärmebildkamera*. Weil durch Alterungs- bzw. Korrosionsvorgänge der Übergangswiderstand zunimmt, kann eine lokale Überhitzungen auftreten und die Stabilität der Verbindung verloren gehen. Mit Hilfe der erfassten Temperaturen kann auf Basis eines thermischen Netzwerkes der Übergangswiderstand errechnet und eine Aussage zur Restnutzungsdauer getroffen werden [266].

Andere Monitoring-Verfahren, wie z.B. die *Visualisierung* von Koronaentladungen an **Freileitungsarmaturen** durch UV-Filter (Kap. 6.4.2.8) werden höchstens bei Inbetriebnahmeprüfungen, stichprobenartig oder in begründeten Verdachtsfällen eingesetzt.

Für die Überwachung von **Verbundisolatoren** kommen vor allem auch *UV-Strahlungsemissionsmessungen* sowie Messungen mit einem *Nachtsichtgerät* in Frage, um Koronaentladungen oder andere Entladungen auf Silikonoberflächen detektieren zu können [267], die durch elektrische Entladungen ihre Hydrophobie verlieren können [9], [57]. Lokale Erwärmungen können durch die *Infrarot-Strahlungsemission* erkannt werden [267]. Gelegentlich werden Potentialverteilungen durch *Feldsensoren* vermessen und mit numerischen Feldberechnungen verglichen, um Versteuerungen an Isolator Ketten oder Felderhöhungen an Schirmen oder Armaturen erkennen zu können [267].

c) Überspannungsableiter

Für das Monitoring von **Metalloxid-Überspannungsableitern** kommen neben der Beobachtung von Ansprechmarken in *Serienfunkenstrecken* (die ein hohes Maß an Erfahrung erfordert), der Einsatz von *Ansprechzählern*, die Messung des *Leckstroms* mit Bewertung seiner dritten Oberschwingung oder seines resistiven Anteils sowie die potentialfreie *Temperaturerfassung* mit *Oberflächenwellensensoren* (die durch Mikrowellen abzufragen sind) in Frage [268]. Angesichts der hohen Zuverlässigkeit der Ableiter und des hohen Monitoring-Aufwandes, der mit i.a. wesentlich unzuverlässigerer Elektronik zu realisieren ist, ist der Sinn der genannten Verfahren heute noch fraglich [268].

d) SF₆-Schalter

Bei SF₆-Schaltern beschränkt sich das Monitoring vor allem auf die Überwachung des Gasdrucks und der hydraulischen Systeme. Weiterentwicklungen beziehen sich auf Erfassung und Bewertung von *Gas-Parametern* (Druck, Mischungsverhältnis, Temperaturen), von *mechanischen Größen* (Schaltgeschwindigkeiten, -wege), von *Federantrieben* oder *hydraulischen Antrieben* [268]. Die Aufgabe des Monitorings besteht darin, auf zustandsorientierte Wartungsintervalle übergehen zu können.

7 Anwendungen

Nachdem in den vorstehenden Kapiteln die *Grundlagen* und die *Technologien* der Hochspannungstechnik beschrieben wurden, sollen beispielhaft auch *typische Anwendungen* dargestellt werden. Die Breite der möglichen Anwendungen erlaubt es nicht, eine vollständige und tiefgehende Übersicht zu geben. Für die meisten Themen stehen jedoch spezielle Monographien zur Verfügung. Außerdem sei auf die vorstehenden Kapitel verwiesen, die bereits viele Anwendungsbeispiele behandeln.

7.1 Typische Isolationssysteme für Wechselspannungen

7.1.1 Kabel und Garnituren

Kabel zur Übertragung elektrischer Energie müssen hohe Ströme führen, die jeweiligen Betriebs- und Überspannungen isolieren und den verschiedensten Umwelteinflüssen widerstehen können. In allen Spannungsebenen werden wegen der ökonomischen und ökologischen Vorteile und der inzwischen sehr guten Betriebserfahrungen praktisch nur noch VPE-isolierte Kabel verlegt. Trotzdem werden wegen der hohen Lebensdauer von Kabelanlagen eine Vielzahl historischer Kabelbauarten in größerem Umfang betrieben [311].

Beispielsweise bestehen im deutschen 110 kV Netz Kabelanlagen mit einer Systemlänge von ca. 4600 km. Davon entfallen nur ca. 25 % auf VPE-, aber ca. 22 % auf Niederdrucköl-, ca. 36 % auf Gasaußendruck- und ca. 17 % auf Gasinnendruckkabel [311].

Mit Ausnahme von Niederspannungskabeln wird das elektrische Feld in Energiekabeln durch eine innere und eine äußere Leitschicht auf das Volumen des Dielektrikums begrenzt. Dadurch sollen Teilentladungen in undefinierten Hohlräumen ausgeschlossen werden. In einem solchen *Radialfeldkabel* besteht ein weitgehend *zylindersymmetrisches elektrisches*

Feld, das nach Kap. 2.3.1.3 berechnet und optimiert wird.

Anmerkung: Bei *Gleichspannungsbeanspruchung* kann aufgrund eines Temperaturgradienten ein Leitfähigkeitsgradient entstehen, der zu erheblichen *Feldverzerrungen* und Raumladungen führt, Bild 2.4-27.

Kabel werden als *Ein- und Dreileiterkabel* mit unterschiedlichen Isolationssystemen aufgebaut [179], Bild 7.1.1-1 a) bis g).

Eine zuverlässige Isolation erfordert einen innigen, hohlraumfreien Kontakt zwischen den Leitern und dem Dielektrikum. Er wird durch *innere und äußere Leitschichten* hergestellt. Sie bestehen bei papierisolierten Kabeln aus Graphitpapier oder Kupferbändern. Bei Polyäthylenkabeln werden die Leitschichten durch Extrusion einer leitfähig eingestellten PE-Mischung auf den Innenleiter und auf das ebenfalls extrudierte Dielektrikum aufgebracht (Mehrfachextrusion), Bild 7.1.1-2 und 5.3-3. Über der äußeren Leitschicht befinden sich ein stromtragfähiger *Adernschirm*, eine *Polsterung* und eine *Diffusionssperre*, eine *Bewehrung* und ein *Mantel* um neben der elektrischen Funktion auch Schutz gegen mechanische Beschädigung, gegen Eindiffusion von Feuchtigkeit und gegen Austreten von Öl zu gewährleisten. Dies kann je nach Kabelbauart unterschiedlich realisiert werden.

7.1.1.1 Papierisolierte Kabel

Die klassische Kabelisolation besteht aus *Papierbändern* (Kabelpapier $d = 80$ bis $130 \mu\text{m}$), die wendelförmig und gegeneinander versetzt aufgewickelt werden, Bild 5.5-5. Lücken zwischen nebeneinanderliegenden Papierkanten erlauben eine Verschiebung der Bänder beim Biegen des Kabels, Bild 5.5-8. Auf das Dielektrikum werden die weiteren zum Kabelaufbau gehörenden Schichten gewickelt. Nach der Trocknung erfolgt die Imprägnierung mit einer bei Umgebungstemperatur zähen Masse (*Massekabel*) aus Mineralöl und Harzen oder mit dünnflüssigem Mineralöl (*Ölkabel*).

Massekabel besitzen den Vorteil, dass das Imprägniermittel an Kabelmuffen oder bei

Beschädigungen nicht ausläuft. Allerdings besteht bei Temperatur- und Lastwechseln die Gefahr der Hohlrumbildung durch Ablösungen. Massekabel sind deshalb nur bis in den *Mittelspannungsbereich* einsetzbar, Bild 7.1.1-1 a) u. b).

Anmerkung: Werden drei Leiter in einem gemeinsamen Außenleiter geführt (Gürtelkabel), erfolgt auch eine Beanspruchung der *Zwickel* zwischen den Leiterisolationen, Bild 7.1.1-1 a). Dadurch ist der Einsatz auf den Niederspannungsbereich begrenzt. Werden drei Radialfeldkabel als Dreileiter- bzw. Dreimantelkabel verlegt, Bild 7.1.1-1 b), so ist im Hochspannungsbereich die *thermische Stabilität* nicht mehr gewährleistet.

Bei Massekabeln handelt es sich um eine sehr alte Kabelbauart, die aber noch immer in Altanlagen betrieben wird.

Anmerkung: Als immer noch aktuelle Anwendung von *Einleiter-Massekabeln* sind *HGÜ-Seekabel* zu erwähnen: Hierfür werden VPE-Dielektrika noch nicht eingesetzt, weil sich Raumladungen durch die niedrige Leitfähigkeit nur sehr langsam abbauen würden. Ursache

der Raumladungen sind Temperaturgradienten und Leitfähigkeitsgefälle im Kabel, Bild 2.4-27. Raumladungen würden beim Umpolen zu extremen Feldüberhöhungen führen. Allerdings wird inzwischen über erfolgreiche Entwicklungsversuche mit neuen **500 kV-VPE-Gleichspannungskabeln** berichtet [315].

In **Ölkabeln** wird das Papier mit dünnflüssigem Mineralöl imprägniert, Bild 7.1.1-1 c). Dadurch ergibt sich eine hochwertige und thermisch stabilere Isolation, die für den Einsatz bis in den *Höchstspannungsbereich* geeignet ist. Bei *Niederdruckölkabeln* müssen Ausdehnungsgefäße die thermische Dehnung ausgleichen. Ölkäle werden dabei entweder durch hohle Leiter (Einleiterkabel) oder durch die Zwickel zwischen den Leiterisolationen gebildet (Dreileiterkabel). *Hochdruckölkabel* mit Drücken von 14 bis 16 bar sind bis zur Spannungsebene $U_m = 525$ kV einsetzbar.

Trotz der hochwertigen Isolation werden Ölkabel inzwischen auch im Höchstspannungs-

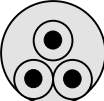
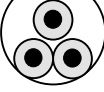
Kabelquerschnitt	Dielektrikum		Typischer Einsatz
ursprünglich		a) Massekabel — Papier u. zähflüssiges Öl (Gürtelkabel)	Niederspannung, (Mittelspg.)
		b) Massekabel — Papier und zähflüssiges Öl (Dreileiter- bzw. Dreimantelkabel, Membrankabel)	Mittelspannung (Einleiter-Massekabel heute noch für HGÜ-Seekabel)
zwischenzeitlich		c) Ölkabel — Papier und Öl (Ölkabel) Nieder- u. Hochdruckölkabel	Hoch- und Höchstspannung
		d) Gasaußendruckkabel — Massekabel im Bleimantel unter Gasaußendruck im Stahlrohr	Hochspannung
		e) Gasinnendruckkabel — Massekabel, mit Stickstoff (ca. 15 bar) imprägniert	Hochspannung
heute		f) Kunststoffkabel — (Polyvinylchlorid PVC) Vernetztes Polyäthylen VPE	Niederspannung, (Mittelspg.) Mittel- und Hochspannung Höchstspannung
		g) Rohrgaskabel (gasisolierte Leitung GIL) — Schwefelhexafluorid	Höchstspannung

Bild 7.1.1-1: Typische Kabelquerschnitte bei unterschiedlichen Isolationssystemen (schematisch). Innen- und Außenleiter, Leitschichten, Rohre, Bandagen und Mäntel sind einheitlich fett gezeichnet.

bereich durch VPE-Kabel verdrängt, weil Ölverluste eine Gefahr für die Umwelt darstellen und weil das feste Dielektrikum auch im Betrieb Vorteile bietet.

Ein **Gasaußendruckkabel** besteht aus einem Massekabel in dem die Hohlraumbildung durch äußeren Druck auf einen Bleimantel unterdrückt werden soll. Der leicht ovale Querschnitt lässt die nötige Verformung zu, vgl. Kap. 2.3.4. Das Kabel muss hierbei in einem druckfesten Stahlrohr geführt werden, Bild 7.1.1-1 d). Dadurch besteht auch ein weitgehender Schutz gegen ein Austreten des Imprägniermittels. Der Einsatz ist bis in den Hochspannungsbereich möglich.

Im **Gasinnendruckkabel** sind Hohlräume durch Druckgas hoher elektrischer Festigkeit (N_2 , ca. 15 bar) imprägniert, Bild 7.1.1-1 e). Massekabel oder ausschließlich gasimprägnierte Kabel können ebenfalls bis in den Hochspannungsbereich eingesetzt werden.

Die *Alterung* von öl-papier-isolierten Kabeln ist mit der Alterung ähnlicher Systeme in Transformatoren, Wandlern oder Durchführ-

ungen vergleichbar. Alterungsmechanismen sind z.B. Hohlraumbildung, Ölalterung oder Befeuchtung. Es kommen deshalb auch die entsprechenden Diagnoseverfahren, wie z.B. Analysen des Isolieröls, Teilentladungsmessungen oder dielektrische Messungen zum Einsatz, vgl. Kap. 6.4.7.

7.1.1.2 Kunststoffkabel

Die ersten Kunststoff-Mittelspannungskabel wurden mit **Polyvinylchlorid (PVC)** isoliert. Wegen der hohen dielektrischen *Verluste* ist jedoch im Hochspannungsbereich die thermische Stabilität nicht mehr gegeben, Kap. 5.3.2.2 und 3.3.2.2. Als billiger Werkstoff wird PVC heute noch in Niederspannungskabeln und als Mantelwerkstoff eingesetzt.

Dominierender Isolationswerkstoff ist heute in allen neuen Mittel- und Hochspannungskabeln das **vernetzte Polyäthylen (VPE)**, Kap. 5.3.2.1. VPE-Kabel ersetzen und verdrängen in zunehmendem Maße die klassischen Masse- und Ölkabel und sind inzwischen bis 500 kV qualifiziert [325], Bild 7.1.1-1 f).

Durch das *feste Dielektrikum* sind keine Öl- oder Druckgassysteme nötig, und es besteht keine Gefahr eines Öl-, Gas- oder Druckverlustes. Weiterhin hat VPE eine hervorragende *elektrische Festigkeit* und dank der niedrigen Verluste auch eine ausgezeichnete *thermische Stabilität*. Nachteilig ist die *niedrige Dauertemperaturbeständigkeit*, die selbst bei vernetztem Material nur etwa 90 °C beträgt, Kap. 5.3.2.1. Bei der Verlegung der Kabel muss deshalb besonders auf gute *Wärmeabfuhr* geachtet werden. Es ist deshalb oft empfehlenswert, mehrere Kabel nicht gebündelt zu legen.

Die **Herstellung** von Mittel-, Hoch- und Höchstspannungskabeln erfolgt als Einleiter-Radialfeldkabel durch *Mehrfachextrusion* von innerer Leitschicht, PE-Dielektrikum und äußerer Leitschicht (Dreifachextrusion) auf den Leiter in einem Arbeitsgang. Die Qualität und die elektrische Festigkeit der Kabelader hängt wesentlich von der Sorgfalt und Sauberkeit in diesem Arbeitsgang ab, Kap. 5.3.2.1 mit Bild

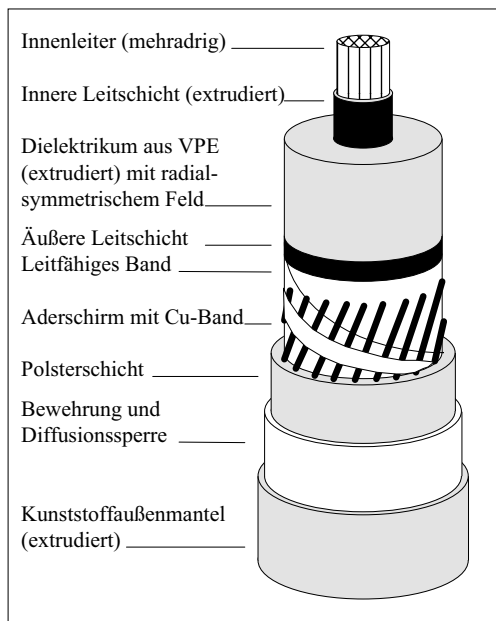


Bild 7.1.1-2: Aufbau eines Einleiter-VPE-Hochspannungskabels (schematisch).

5.3-3. Die Mehrfachextrusion garantiert eine innige Verbindung zwischen Leitschichten und Dielektrikum, die bei älteren Kabelbauarten nicht immer gegeben war. Anschließend erfolgt die *Vernetzung* des Polyäthylens (PE) in den drei extrudierten Schichten zu VPE. Beim sog. *Horizontalverfahren* wird die extrudierte Ader mit Hilfe eines Gleitmittels durch das erhitzte Vernetzungsrohr gezogen, in dem beigemengte Peroxide eine räumliche Vernetzung bewirken. Durch die horizontale Führung werden Exzentrizitäten in der Ader weitgehend vermieden [325]. Danach wird das Kabel mit leitfähigen Bändern, Adern, Polsterung, Bewehrung und Diffusionssperre *bewickelt*, Bild 7.1.1-2. Der äußere Mantel wird wiederum aus PE oder PVC *extrudiert*.

Bei der **Dimensionierung** von VPE-Kabeln wurden in den Mittelspannungsebenen zunächst recht niedrige *Betriebsfeldstärken* um 2 bis 4 kV/mm (Effektivwerte) eingesetzt. Dadurch besitzen diese Kabel eine weit über die Prüfanforderungen hinausgehende Festigkeit. Mit zunehmender Erfahrung und Verbesserung der Fertigungstechnologie wurden die Betriebsfeldstärken für höhere Spannungen immer weiter bis ca. 15 kV/mm angehoben, um die Durchmesser der Kabel auf ein für Transport und Verlegung verträgliches Maß festlegen zu können, Bild 7.1.1-3.

Anmerkung: Diese Vorgehen widerspricht dem hochspannungstechnischen *Vergrößerungsgesetz*, nach dem größere Isolationen eine geringere Festigkeit aufweisen, Kap. 3.1.3. Möglich ist dies dennoch weil die *Festigkeitsreserven des Werkstoffes VPE* bei niedrigeren Spannungsebenen bei weitem nicht ausgenutzt werden, vgl. Kap. 5.3.2.1.

Elektrische *Schwachstellen* ergeben sich weniger im Kabeldielektrikum sondern vor allem durch Montagefehler an den *Kabelgarnituren*.

Die **Alterung des VPE-Dielektrikums** ist mit der von Öl-Papier-Isolierungen nicht zu vergleichen: Es gibt weder thermische Alterung noch Hohlraumbildung. Allerdings besteht eine gewisse *Feuchtigkeitsempfindlichkeit*, die bei den ersten VPE-Kabelkonstruktionen Probleme verursacht hat: Unter der Wirkung des elektrischen Feldes bilden sich in Anwesenheit

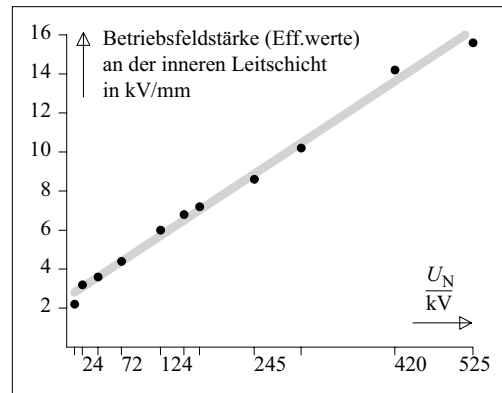


Bild 7.1.1-3: Typische Betriebsfeldstärken in VPE-Kabeln [312].

von Feuchtigkeit durch elektrochemische Prozesse bäumchenartige Strukturen, sog. „*water trees*“, die durch die hohe Dielektrizitätszahl des Wassers das lokale Feld erhöhen und in Feldrichtung wachsen. Sie bilden zwar ein augenfälliges Anzeichen für die Kabelalterung, werden aber erst dann zur unmittelbaren Gefahr, wenn sich daraus feine Entladungskanäle, sog. „*electrical trees*“ entwickeln. Als Alterungsindikator wird die Länge der „*water trees*“ angesehen, weil ein (schwacher) Zusammenhang mit der Restfestigkeit der Isolierung besteht [311]. Die Bestimmung der *water-tree*-Längen erfordert jedoch das Herausschneiden eines Kabelstückes. Darüber hinaus wurden mit der IRC-Analyse ein Verfahren gefunden, das eine Aussage über den globalen Alterungszustand des Kabels erlaubt, Kap. 6.4.7.4.

Durch Modifikation von Werkstoffen, Aufbau und Fertigungsprozessen konnte die *Empfindlichkeit gegen „water trees“* so weit reduziert werden, dass selbst in Anwesenheit von freiem Wasser eine Lebensdauer von 40 bis 50 Jahren erwartet wird. Bei Mittelspannungskabeln verzichtet man deshalb oft auf weitergehende Maßnahmen [311].

Hochspannungskabel und teilweise auch Mittelspannungskabel werden *längswasserdicht* ausgeführt, indem im **Mantel** ein Quellschleier oder Quellschleier eingebettet wird. Hochspannungskabel besitzen grundsätzlich eine *querwasserdichte* Ausführung in Form einer diffu-

sionsdichten metallischen Umhüllung. Die unempfindlichste Hülle ist der *Aluminium-Wellmantel*, weiterhin haben sich *Bleiummantelungen* und als leichtere Alternative auch *Aluminium-Schichtenmäntel* aus einem Laminat einer Al-Folie mit PE-Mantel bewährt.

7.1.1.3 Gasisolierte Leitungen (GIL)

Die von gasisolierten Schaltanlagen bekannte Technik gekapselter Rohrleiter kann auch in **gasisolierten Leitungen (GIL)** bzw. **Rohrgaskabeln** für die Energieübertragung über längere Strecken eingesetzt werden, Bild 7.1.1-1 g). Die GIL verbindet Vorteile von Kabel- und Freileitungsstrecken [313]: Ähnlich wie bei einem Kabel ist das System nach außen *geschlossen* und *geschirmt*, Dielektrizitätszahl und *Kapazität* sind aber geringer, außerdem kann das Dielektrikum *nicht altern*, es kann *thermisch nicht überlastet* werden und es ist *selbstheilend*. Neue und sehr vorteilhafte Eigenschaften sind sehr geringe *magnetische Feldstärken* im Außenraum (selbst im Vergleich mit Kabeln), und keinerlei Gefährdung der *Umgebung*, selbst bei sehr großen Kurzschlussströmen [314].

Anwendungsbeispiele sind der Ersatz von *Kabeln*, z.B. zur Reduzierung der *Brandgefahr* in Tunneln, insbesondere auch in öffentlich zugänglichen Bereichen, der Ersatz von *Freileitungsstrecken*, z.B. wegen des Platzbedarfs oder aus optischen Gründen, sowie die *Reduzierung magnetischer Feldstärken* in der Umgebung von Energieübertragungsstrassen.

In einer ersten Generation wurde eine Länge von über 100 km installiert und Erfahrung von etwa 30 Jahren gewonnen. Eine *neue Generation* zeichnet sich durch Verbesserungen aus, v.a. durch Einführung einer N_2/SF_6 -Gasmischung, durch elastische Verbindungen der Aluminium-Rohre, durch Verwendung standardisierter Module, durch automatisches Verschweißen, durch direkte Verlegung in den Boden mit Hilfe von Pipeline-Verlegungsmethoden und durch Erhöhung der Verlegegeschwindigkeit. Dadurch sind deutliche Kosten-

senkungen erreicht worden, die die GIL auch zu einer wirtschaftlichen Alternative bei *großen Leistungen* ab etwa 1000 MVA machen.

Ähnlich wie eine gasisolierte Schaltanlage ist für die GIL nach ihrem Aufbau eine *Prüfung* mit transportablen Resonanzanlagen (evtl. segmentweise) erforderlich, um Montagefehler detektieren zu können. Für *Teilentladungsmessungen* wird die UHF-Diagnose vorgeschlagen [313], Kap. 6.4.2.7.

7.1.1.4 Kabelgarnituren

Das Ende eines Kabels mit freigelegter Leiterisolierung nach Bild 7.1.1-2 stellt eine *Gleitordnung* mit extrem niedriger Teilentladungseinsetzspannung dar, vgl. Bild 3.2-35 und Kap. 3.2.6. Es ist deshalb erforderlich, für eine Feldsteuerung an der *Außenleiterkante* und für eine Festigkeitserhöhung in der Umgebung der freigelegten Kabelisolierung zu sorgen [180].

Als Beispiel soll ein **Freiluft-Endverschluss** für ein Hochspannungs-VPE-Kabel betrachtet werden, Bild 7.1.1-4. Auf die freigelegte Kabelisolierung wird ein *Steuerkonus* aus Äthylen-Propylen-Elastomer (EPR ethylene propylene rubber) oder Silikonelastomer mit integriertem leitfähigen *Deflektor* geschoben und mit der äußeren *Leitschicht* des Kabels kontaktiert, vgl. auch Bild 5.3-21. Diese Anordnung befindet sich in einem *Gehäuseisolator* (Porzellanisolator oder GFK-Silikonschirm-Verbundisolator) in einem gut isolierendem Medium (z.B. Öl, öltartige Füllmasse, SF_6 -Gas). Durch die Kontur des Deflektors werden die Potentiallinien so erweitert, dass sich im Außenraum und in den *Trennfugen* beherrschbare tangentielle Feldstärken ergeben. Der Steuerkonus muss denjenigen Raum erfüllen, in dem die Feldstärke zu groß für das umgebende Isoliermedium wäre. Der Durchmesser des *Gehäuseisolators* ist so groß zu wählen, dass sich keine unzulässigen Feldstärken in der angrenzenden Luft ergeben. Die Optimierung erfolgt i.d.R. durch Feldberechnung.

Zur Festigkeitserhöhung der *Trennfuge* zwischen Konus und Kabelisolierung ist ein dau-

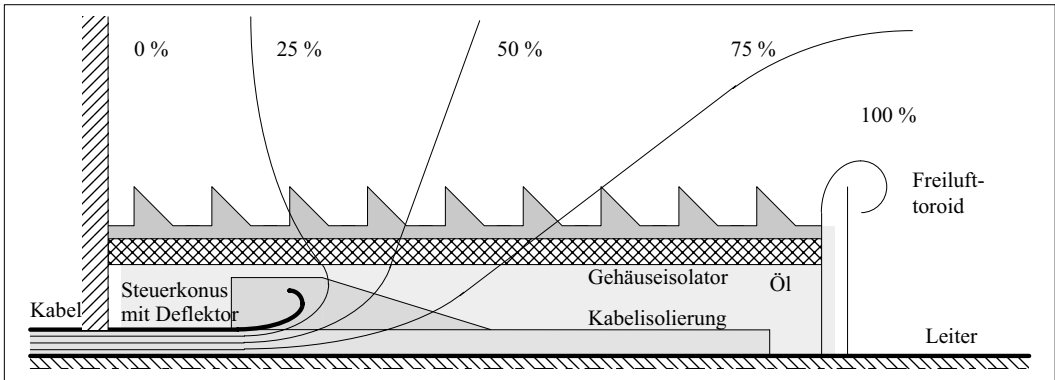


Bild 7.1.1-4: Kabelendverschluss mit Steuerkonus und Äquipotentiallinien (schematisch).

ender *Anpressdruck* durch radiale Dehnung des *dauerelastischen* Steuerkonus erforderlich. Sein Innendurchmesser ist kleiner als der Außendurchmesser der freigelegten Kabelisolierung. Beim Aufschieben wird der Steuerkonus unter Aufbau der mechanischen Spannung radial gedehnt. Der so entstandene *Presssitz* garantiert eine teilentladungsfreie Grenzflächenberührung, Hohlräume in der Fuge sind durch die beim Aufschieben erforderliche *Gleitpaste* ausgefüllt. Die Qualität der sog. „*Edelfuge*“ und die Betriebssicherheit der Ka-

belstrecke ist in hohem Maße von der *Sorgfalt* bei der Montage abhängig.

Auch der Anschluss des leitfähigen Deflektors an das Erdpotential der äußeren Leitschicht muss sehr sorgfältig, d.h. hohlraumfrei, z.B. mit leitfähigen Bandagen erfolgen.

Für VPE-Mittelspannungskabel bis 24 kV gibt es einteilige *Aufschiebeendverschlüsse* aus Silikonelastomer mit integriertem Deflektor und freiluftseitigem Schirmprofil, Bild 7.1.1-5 (oben links). Auch für VPE-Hoch- und VPE-

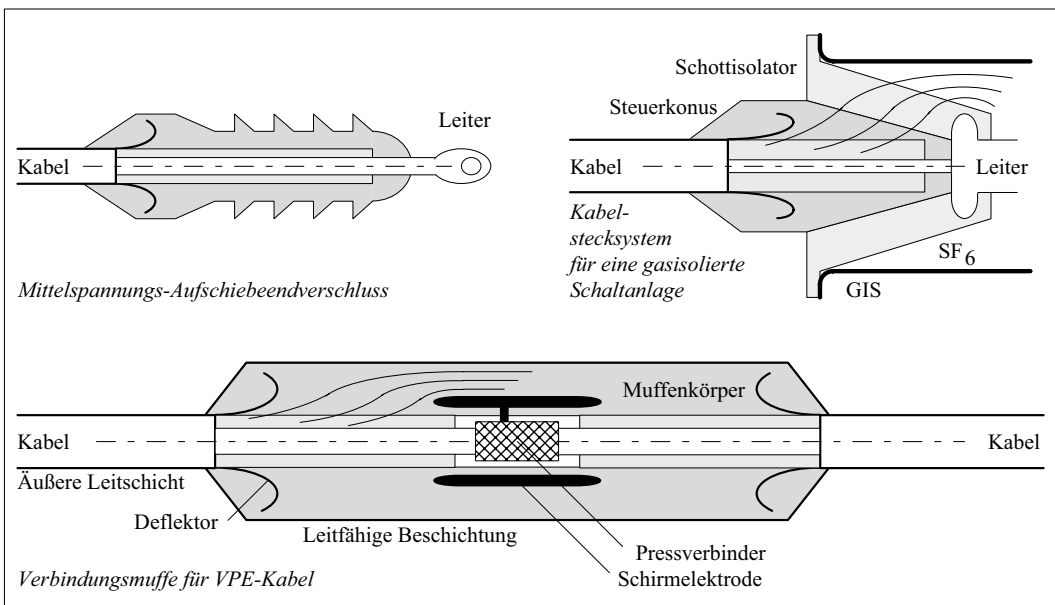


Bild 7.1.1-5: Beispiele für Kabelgarnituren.

Höchstspannungskabel kommen elastische Aufschiebesteuerelemente zum Einsatz und verdrängen die traditionelle Wickeltechnik. Die Aufschiebeelemente können im Werk unter optimalen Bedingungen gefertigt und vorgeprüft sowie relativ einfach montiert werden, so dass die Zuverlässigkeit der Endverschlüsse steigt.

Anmerkung: Bei *Papierkabeln* wird der Steuerkonus aus Isolierpapier aufgewickelt und hohlraumfrei mit Öl imprägniert. Als *Deflektor* dient ein gegen den Konus geschobener Metalltrichter. Die Feldsteuerung kann statt dessen auch durch *kapazitive Steuereinlagen* im Steuerkonus erfolgen. Dadurch ist eine Reduzierung des Isolatordurchmessers möglich, vgl. Kap. 7.1.2.

Anmerkung: Bei Kabelprüfungen werden besondere **Prüf-Endverschlüsse** mit resistiver Potentialsteuerung durch *Wasser* eingesetzt, Kap. 7.1.1.5.

Bei **Kabelstecksystemen**, z.B. für *Transformatoren* oder für *gasisolierte Schaltanlagen* füllt der elastische Steuerkonus den Schottisolator vollständig aus [181], [182]. Dadurch entsteht eine weitere hochbeanspruchte Trennfuge. Die Feldverteilung ergibt sich aus der Deflektor- und Elektrodengeometrie, Bild 7.1.1-5 (oben re.). Oberhalb von $U_m = 145 \text{ kV}$ ist eine Füllung der Fugen mit Öl erforderlich.

Kabelmuffen dienen der Verbindung zweier Kabelstücke. Bei VPE-Kabeln können heute vorgefertigte *Aufschiebemuffen* aus EPR oder Silikonelastomer bis zu den höchsten Spannungen eingesetzt werden, Bild 7.1.1-5 (unten). In den Muffenkörper sind zwei Deflektoren und eine Schirmelektrode aus leitfähig eingestelltem Elastomer eingegossen. Die Schirmelektrode deckt die Verbindungsstelle der beiden Leiter ab. Das Erdpotential der äußeren Leitschichten am Kabel setzt sich in einer leitfähigen Beschichtung des Muffenkörpers fort. Zwischen Muffenkörper und Kabelisolierung besteht eine hoch beanspruchte *Trennfuge*, die sehr sorgfältig ausgeführt werden muss. Die diesbezüglich für Aufschiebeeendverschlüsse gegebenen Erläuterungen gelten sinngemäß. Für die Montage muss die Muffe zunächst vollständig über eines der Kabel geschoben werden. Nach Herstellung der Leiterverbindung wird die Muffe in ihre endgültige Position zurückgezogen [180].

Anmerkung: Die traditionelle *Wickelmuffe* wird vor Ort aus selbstverschweißenden EPR-Bändern mit einer Wickelmaschine hergestellt. Sie werden bis etwa 220 kV eingesetzt.

Anmerkung: Bei *papierisolierten Kabeln* wird die Muffenisolation aus Isolierpapier aufgewickelt und mit Öl imprägniert. Als Deflektoren dienen Metalltrichter.

7.1.1.5 Prüfung von Kabelsystemen

Prüfspannungen für Kabelsysteme und seine Komponenten werden auf den

Effektivwert der Leiter-Erd-Spannung U_0

bezogen, mit dem das Kabeldielektrikum im Betrieb belastet wird, Tab. 7.1.1-1.

Prüfungen an **einzelnen Kabeln und Garnituren** umfassen (wie bei anderen Betriebsmitteln auch) *Entwicklungsprüfungen*, *Typprüfungen*, *Auswahlprüfungen* und *Stückprüfungen*. Nach diesen Prüfungen sind jedoch weitere Arbeitsschritte erforderlich, die die Qualität der Isolation entscheidend beeinflussen: Bei der *Verlegung der Kabel* ergeben sich erhebliche mechanische Beanspruchungen, die zu Beschädigungen führen können. Die anschließende *Montage der Garnituren* erfordert manuelle Arbeiten am Isolationssystem selbst, so dass bei aller Sorgfalt ein gewisses Fehlerisiko nicht völlig auszuschließen ist. Aus diesem Grund müssen zusätzliche Prüfungen am **fertig verlegten und montierten Kabelsystem** vorgenommen werden. Hierzu zählen die *Systemtypprüfung*, die *Langzeitprüfung*, die *Qualifikationsprüfung* und die *Vor-Ort-Prüfung*.

Neuartige Kabelsysteme, z.B. bei Erschließung neuer Spannungsebenen, müssen in umfangreichen **Qualifizierungstests** zugelassen werden, und zwar *als System*, d.h. mit Kabel, Muffen und Endverschlüssen [326].

Als *Beispiel* seien die *Präqualifizierungstests* für eine 400 kV-VPE-Kabelstrecke genannt [327], mit denen eine Betriebsbeanspruchung von 35 Jahren simuliert werden sollte:

Prüfspannung:	400 kV (1,7-fache Nennspg.)
Leitertemperatur:	90 bis 95 °C

Lastzyklen: Heizzyklen 12 h/ 36 h
 Versuchsdauer: 8760 h (ein Jahr)
 Blitz- und Schaltstoßspannungsprüfung nach Versuchsende (1175 und 950 kV)

Für die *Muffen* wurde ein zusätzlicher Qualifikationstest mit erhöhten Anforderungen an 100 m langen Kabelstücken durchgeführt:

TE-Messung: $1,7 U_0 = 400 \text{ kV}$, $q < 5 \text{ pC}$
 Dauerversuch: $2 U_0 = 460 \text{ kV}$, 30 Tage
 Heizzyklen 8/ 16 h, 90 - 95 °C
 Temp.- und TE-Monitoring
 Blitzstoßspannung: 1425 kV, 10 x pos, 10 x neg.
 TE-Messung: $1,7 U_0 = 400 \text{ kV}$, $q < 5 \text{ pC}$
 Dauerversuch: $1,7 U_0 = 400 \text{ kV}$, 4 Tage

Für den Betreiber haben die **Stückprüfung** der Einzelkomponenten und die **Vor-Ort-Prüfung** zum *Nachweis der Einschaltbereitschaft* seines individuellen Kabelsystems die höchste Bedeutung, Tab. 7.1.1-1.

a) *Stückprüfung*

Hochspannungskabel werden in ihrer vollständigen Fertigungslänge **im Werk** geprüft, um im Rahmen einer **Stückprüfung** die *Hohlraumfreiheit* des Kabels durch Teilentla-

dungsmessung bei Wechselspannung nachzuweisen. Dabei ergeben sich zwei Probleme: Zum einen müssen sehr hohe *kapazitive Ladeströme* gespeist werden, was durch entsprechend leistungsstarke Prüftransformatoren oder Serienresonanzanlagen möglich ist, Kap. 6.2.1.5. Zum anderen müssen sehr hohe Spannungen angelegt werden, was spezielle *Prüfendverschlüsse* erfordert, Bild 6.2.1-7. Sie bestehen aus einem Isoliergehäuse in das das Kabel mit freigelegter Isolierung über eine sehr große Länge ragt. Der Spalt zwischen Gehäuse und Isolierung ist mit *Wasser* gefüllt, das durch den axialen Leitungsstrom eine *resistive Potentialsteuerung* bewirkt.

VPE-Kabel müssen wegen des empfindlichen Dielektrikums praktisch *teilentladungsfrei* sein. Die in Tab. 7.1.1-1 genannten TE-Intensitäten sind deshalb nicht etwa als tolerierbare TE-Pegel anzusehen sondern eher als praktikable Festlegung im Hinblick auf realisierbare Messempfindlichkeiten und Grundstörspegel. Neuere Festlegungen fordern „*keine erkennbaren Entladungen aus dem Prüfling*“ [356].

Tabelle 7.1.1-1: Spannungsprüfungen an Kabeln und Kabelsystemen [356].						
	Stückprüfung (an Kabeln)			Vor-Ort-Prüfung (an Kabelsystemen)		
Norm	Frequenz	Spannung	TE	Frequenz	Spannung	TE
1 kV < U < 40 kV						
DIN VDE 0276-620	49 - 61 Hz	3,5 U ₀ / 5 min	2,0 U ₀ / 2 pC	45 - 65 Hz 0,1 Hz	2,0 U ₀ / 60 min 3,0 U ₀ / 60 min	--- ---
IEC 60502	49 - 61 Hz	3,5 U ₀ / 5 min	1,73 U ₀ / 10 pC	49 - 61 Hz 49 - 61 Hz DC	1,73 U ₀ / 5 min U ₀ / 24 h 4,0 U ₀ / 15 min	--- --- ---
40 kV < U < 150 kV						
IEC 60840	49 - 61 Hz	2,5 U ₀ / 30 min	1,5 U ₀ / keine erkennbare TE	49 - 61 Hz 20 - 300 Hz	U ₀ / 24 h 1,73 - 2 U ₀ / 1 h	--- ---
entfällt:	49 - 61 Hz		1,5 U ₀ / 10 pC	49 - 61 Hz DC	1,73 U ₀ / 5 min 3,0 U ₀ / 15 min	--- ---
150 kV < U < 500 kV						
IEC 62067	49 - 61 Hz	2,5 U ₀ / 30 min 2,0 U ₀ / 60 min	1,5 U ₀ / 10 pC	49 - 61 Hz 20 - 300 Hz	U ₀ / 24 h 1,1 - 1,7 U ₀ / 1 h	--- ---

b) Vor-Ort-Prüfung

Schwachstellen von Kabelsystemen liegen i.d. R. aber nicht in der Kabelisolierung sondern in *Muffen* und *Endverschlüssen* mit ihren Fugen. Zusätzlich zur Werksprüfung der Komponenten ist deshalb die **Vor-Ort-Prüfung** der *montierten Kabelanlage* zum Nachweis der Einschaltbereitschaft erforderlich, Kap. 6.2.1.6.

Die Prüfung großer Kabellängen mit Netzfrequenz ist wegen der hohen kapazitiven Ladeströme sehr schwierig. Für papierisolierte Kabel wurde deshalb ursprünglich eine *Gleichspannungsprüfung* eingeführt, in der selbst sehr große Kabellängen mit vergleichsweise kompakten Anlagen geprüft werden können. Bei VPE-Kabeln besteht jedoch eine sehr schlechte Sensitivität für Beschädigungen des Dielektrikums, selbst Einschnitte in das Dielektrikum oder eingeschlagene Nägel wurden in Versuchen nicht erkannt. Sehr hohe Gleichspannungsprüfpegel können darüber hinaus Vorschädigungen des Dielektrikums hervorrufen. Gleichspannungsprüfungen werden deshalb nur noch genutzt, um die Unversehrtheit der äußeren *Kabelumhüllung* zu überprüfen.

Anmerkung: Durch die sehr geringe Leitfähigkeit von VPE können sich bei einer Gleichspannungsprüfung *Raumladungen* oder *Flächenladungen* an Grenzflächen bilden, die sich nur sehr langsam abbauen und sogar eine Gefahr für die elektrische Festigkeit der Isolierung darstellen können.

Wechselspannungsprüfungen bilden die realen Betriebsbeanspruchungen wesentlich besser ab. In der Praxis werden Prüfungen mit *niederfrequenten Spannungen* von 0,1 Hz (Sinus oder Cosinus-Rechteck), mit *gedämpften Wechselspannungen* (oscillating voltages) oder mit *Wechselspannungen in der Nähe der Betriebsfrequenz* ($f = 20$ bis 300 Hz) durchgeführt. Kap. 6.2.1.6, Tab. 6.2.1-2, Bild 6.2.1-10. Die zugehörige Prüftechnik ist in Kap. 6.2.1.5 beschrieben.

Teilentladungsmessungen wären auch bei Vor-Ort-Prüfungen wünschenswert. Sie sind jedoch wegen der üblichen Störpegel nur schwer und nur in Sonderfällen durchführbar. Es gibt deshalb auch keine entsprechenden Vorschriften,

Tab. 7.1.1-1 (rechts). Trotzdem können TE-Messungen z.B. zur Überprüfung der Montagequalität von Kabelgarnituren eingesetzt werden: Mit Hilfe der in Kap. 6.4.2.5 beschriebenen *Richtkopplertechnik* ist es möglich, durch zwei Sensoren an beiden Seiten einer Kabelmuffe zu unterscheiden, ob ein TE-Impuls in der Muffe oder außerhalb entstanden ist.

Nach langjährigem Betrieb können dielektrische **Diagnosemessungen** an *verlegten Kabeln* Hinweise auf Alterung (bei Papierkabeln) oder water-tree-Schädigungen (bei VPE-Kabeln) geben. Im Falle eines Durchschlages kann eine **Fehlerortung** über den Laufzeitunterschied zwischen elektrischem Signal und akustischem Bodenschallsignal erfolgen.

7.1.2 Durchführungen

Die Führung eines Leiters durch eine Öffnung in einer geerdeten Wand („Durchführung“) stellt ebenfalls eine Gleitanordnung mit niedrigen Teilentladungseinsatzspannungen dar, Bild 3.2-35 und -36. Durchführungen müssen die Festigkeit so weit erhöhen und die Feldverteilung so weit gleichmäßigigen, dass die Prüf- und Betriebsbeanspruchungen gehalten werden. D.h. Durchführungen erfüllen bei Wänden, Schaltanlagen, Transformatoren und Generatoren die gleiche Funktion wie Kabelendverschlüsse bei Kabeln.

7.1.2.1 Feld- bzw. Potentialsteuerung

Ungesteuerte Durchführungen sind wegen der Entladungen an den wandseitigen Kanten nur für niedrige Spannungen von einigen kV geeignet, Bild 7.1.2-1 (a). Im Mittelspannungsbereich, z.B. in Verteiltransformatoren, werden kostengünstige *Hohlporzellane* eingesetzt, Bild 7.1.2-1 (b). Durch ihre *Ölfüllung* ergibt sich im Bereich der erdseitigen Kanten eine etwa zehnfach höhere elektrische Festigkeit. Durch Verrundungen, Ausbildung einer zweiseitigen *Deflektorgeometrie* (nach beiden Seiten) und Beschichtungen von Leiter und

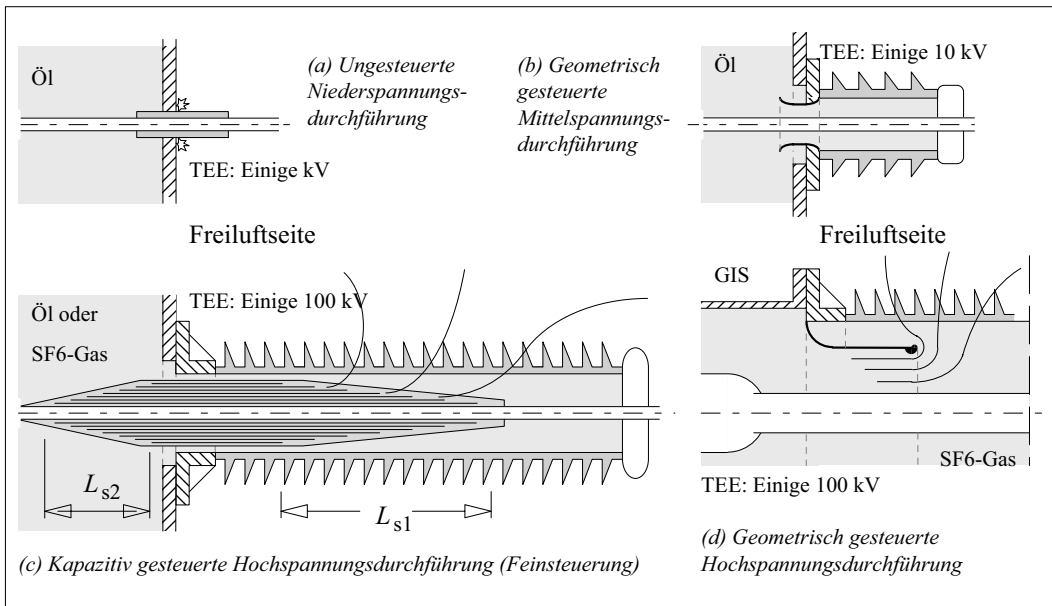


Bild 7.1.2-1: Ungesteuerte und gesteuerte Durchführungen mit typischen Größenordnungen des Teilentladungseinsatzes (TEE).

Steuerelektrode können Durchführungen bis zur Spannungsebene 123 kV mit akzeptablen Durchmessern realisiert werden.

Hochspannungsdurchführungen besitzen allerdings i.d.R. eine **kapazitive Feldsteuerung**, weil dadurch die Durchmesser gering gehalten werden können, Bild 7.1.2-1 (c). Auf den zylindrischen, in der Länge abgestuften *leitfähigen Steuerbelägen* ergibt sich eine von den gegenseitigen Kapazitäten bestimmte Potentialaufteilung [183]. Dabei wird eine gleichmäßige Potentialabstufung entlang der beiden Steuerlängen L_{s1} und L_{s2} angestrebt.

Die Potentiale der Steuerbeläge beeinflussen auch die *Feldverteilung* außerhalb des Durchführungswickels und vergleichmäßigen die Feldverteilung an der Oberfläche des Gehäuseisolators bzw. in den angrenzenden Medien. Dabei kann man sich vorstellen, dass die Steuerbeläge in die entsprechenden Äquipotentialflächen übergehen, vgl. auch Bild 1-1. Es hat sich bewährt, die Steuerlänge L_{s1} etwa halb so lang wie die Schlagweite des Isolators zu wählen und etwa mittig zu platzieren.

Anmerkung 1: Die beiden Steuerlängen können unterschiedlich sein, wenn es sich um eine Durchführung zwischen zwei Medien mit unterschiedlicher elektrischer Festigkeit handelt, wie z.B. zwischen Öl und Luft oder SF₆ und Luft. Wanddurchführungen (Luft – Luft) oder Öl-Gas-Durchführungen haben jeweils zwei vergleichbar lange Steuerstrecken.

Anmerkung 2: Es hat sich bewährt, die Steuerung sehr feinstufig als sog. **Feinststeuerung** mit Abständen von ca. 1 bis 3 mm auszuführen. Hierfür werden metallische Folien zusammen mit einem Isoliermedium (Papier, Krepppapier, Folie) aufgewickelt, das durch Trocknung und Imprägnierung hochspannungstauglich zu machen ist. Es ergibt sich dadurch ein günstiges Verhältnis zwischen der *Gleitentladungseinsetzspannung* an den Belagskanten und der tatsächlich anliegenden Spannung, vgl. Kap. 3.2.6. Da die *höchsten lokalen Feldstärken* an den **Belagskanten** auftreten, sollten diese in einem *elektrisch festen Medium* eingebettet sein und nicht etwa blank an der Wickeloberfläche zu Tage treten.

Feinststeuerung und hochspannungsfeste Einbettung der Belagskanten sind Maßnahmen, die die Isolationsfunktion auch bei hohen *Blitzstoßspannungsbeanspruchungen* garantieren.

Wird die Steuerung als **Grobsteuerung** mit nur einigen wenigen Steuerzylindern ausgeführt, entstehen wesentlich höhere Randfeldstärken an den Belagskanten. U.U. werden dann andere Konstruktionen aus frei tragenden Steuerzylindern mit verrundeten Kanten gewählt. Insges-

samt ergeben sich dadurch aber größere Isolatordurchmesser.

Auch **geometrisch gesteuerte Durchführungen** können, ähnlich wie Kabelendverschlüsse nach Bild 7.1.1-4, bis in den Hochspannungsbereich realisiert werden, Bild 7.1.2-1 (d). Um die Feldstärken an der Isolatoroberfläche, am Leiter und an der Elektrode auf die jeweils zulässigen Werte zu begrenzen, ist eine Steuerelektrode erforderlich, die ausreichend weit über dem Leiter und unter dem Isolator angeordnet ist und die eine ausreichend große Verrundung besitzt. Dadurch ergeben sich sehr viel größere Durchmesser für den Durchführungsisolator als bei einer vergleichbaren kapazitiv gesteuerten Durchführung, vgl. Bild 7.1.2-1 (d), (c).

Weitere Steuerungsprinzipien mit Hilfe von Materialien erhöhter Leitfähigkeit (**resistive Feldsteuerung**) oder erhöhter Dielektrizitätszahl (**refraktive Steuerung**) sind prinzipiell auch für Durchführungen einsetzbar, haben aber noch keine weite Verbreitung gefunden.

7.1.2.2 Berechnung kapazitiver Steuerungen

Für die Berechnung einer kapazitiven Feldsteuerung werden bei **durchgehenden Steuerbelägen** die beiden Steuerlängen zu einer

resultierenden Steuerlänge L_s zusammengefasst, Bild 7.1.2-2 (oben):

$$L_s = L_{s1} + L_{s2} \quad (7.1.2-1)$$

Für die *axialen und radialen Feldstärken* gilt

$$E_{ax} = -\Delta U / \Delta x \quad (7.1.2-2)$$

und

$$E_{rad} = \Delta U / \Delta r. \quad (7.1.2-3)$$

Die Teilspannung ΔU ergibt sich bei Annahme einer kapazitiven Spannungsteilung aus der Gesamtspannung U , der Gesamtkapazität C und der Teilkapazität $\Delta C = (\epsilon \cdot 2\pi r \cdot x) / \Delta r$:

$$\Delta U = U \cdot C / \Delta C = U \cdot C \cdot \Delta r / (\epsilon \cdot 2\pi r \cdot x) \quad (7.1.2-4)$$

Dabei sind $2\pi r$ und x der Umfang und die Länge des betrachteten zylindrischen Belages. Durch einen Übergang zu infinitesimalen Abschnitten $\Delta x \rightarrow dx$ und $\Delta r \rightarrow dr$ folgen aus den Gl.en (7.1.2-2) und (-3) mit Gl. (7.1.2-4) *Differentialgleichungen*, die den Verlauf der Steuerungskontur bestimmen [22]:

$$E_{ax}(r, x) = -U \cdot \frac{C}{2\pi\epsilon} \cdot \frac{1}{x \cdot r} \cdot \frac{dr}{dx} \quad (7.1.2-5)$$

$$E_{rad}(r, x) = U \cdot \frac{C}{2\pi\epsilon} \cdot \frac{1}{x \cdot r} \quad (7.1.2-6)$$

Anmerkung: Die einfachste Lösung ergibt sich unter der Annahme *konstanter radialer Feldstärke im Dielektrikum* nach Gl. (7.1.2-6). Die Länge der Steuerbeläge nimmt gemäß $x \sim 1/r$ hyperbolisch mit dem Radius ab. Dabei wird aber die axiale Feldstärke nach Gl. (7.1.2-5) von x bzw. r abhängig. D.h. man erhält eine *nichtlineare Spannungsverteilung entlang der Oberfläche*, die sich ungünstig auf die Spannungsverteilung an der Isolatoroberfläche auswirkt. Da die elektrische Festigkeit entlang der Oberfläche i.d.R. wesentlich geringer ist als innerhalb des Isolierkörpers, wird meist eine Lösung gesucht, bei der die *Feldstärke an der Oberfläche konstant* bleibt. Eine gewisse Inhomogenität der radialen Feldstärke im Isolierkörper muss dann in Kauf genommen und bei der Dimensionierung berücksichtigt werden.

Für eine *lineare Spannungsverteilung an der Oberfläche* muss Gl. (7.1.2-5) unter der Bedingung $E_{ax}(r, x) = U / L_s = \text{const.}$ gelöst werden. Nach Trennung der Variablen x und r ergibt die Integration vom *äußeren Erdbelag* (x_n, r_n) bis zu einem beliebigen Steuerbelag (x, r) die Bestimmungsgleichung für die Belagslänge x :

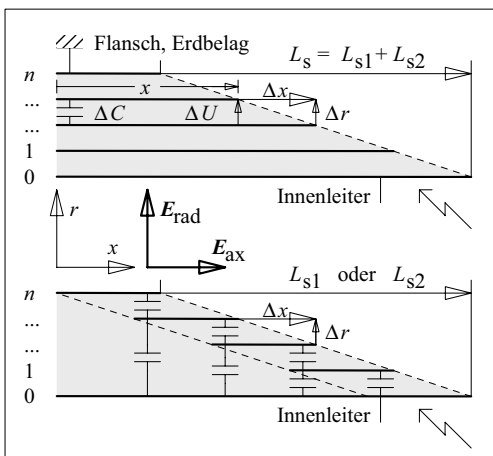


Bild 7.1.2-2: Kapazitive Steuerung in einem Durchführungs isolator als Gesamtsteuerung (oben) und als Randsteuerung (unten).

$$x_n^2 - x^2 = -L_s \cdot \frac{C}{\pi \varepsilon} \cdot \ln \frac{r_n}{r} \quad (7.1.2-7)$$

Die Gesamtkapazität C wird dabei als konstante Größe betrachtet und durch Einsetzen der *geometrischen Randbedingungen* $x = x_0$ und $r = r_0$ ermittelt. Für die Belagslänge x folgt nach Elimination von C

$$x = \sqrt{x_n^2 + (x_0^2 - x_n^2) \frac{\ln(r_n/r)}{\ln(r_n/r_0)}} \quad (7.1.2-8)$$

Anmerkung: Ein weiterer Ansatz zur Lösung der Differentialgleichungen (7.1.2-5) und (-6) ist die Vorgabe, dass das Verhältnis E_{ax}/E_{rad} konstant bleiben soll. Es ergibt sich ein linearer Zusammenhang zwischen x und r . Die Feldstärken sind aber weder in axialer noch in radialer Richtung konstant.

Bei der Berechnung **einseitiger Randsteuerungen** müssen neben den Kapazitäten der Beläge untereinander auch die nicht vernachlässigbaren Streukapazitäten zum Innenleiter (und evtl. auch zum Außenleiter) berücksichtigt werden, Bild 7.1.2-2 (unten). Es ergibt sich eine *Kettenleiterstruktur aus Längs- und Querkapazitäten*. Die Größe der Querkapazitäten kann aus den geometrischen Daten nur geschätzt werden. Genaue Werte setzen die Kenntnis der *Feldverteilung* voraus.

Über die äußeren Teilkapazitäten fließen erhöhte Ströme und verursachen erhöhte Spannungsabfälle bzw. eine *nichtlineare Spannungsverteilung* an der Oberfläche. Eine lineare Spannungsverteilung wird erreicht, wenn die äußeren Kapazitäten durch Verlängerung oder Positionsverschiebung der Beläge ins Innere des Wickels hinein vergrößert werden.

Anmerkung: Die *Dimensionierung* der Steuerung kann z.B. iterativ geschehen [26]: Bei konstanten vorgegeben Kantenabständen Δx und Isolationsdicken Δr werden die Potentialdifferenzen ΔU für einen *vorgegebenen Ausgangszustand* unter Berücksichtigung der Kettenleiterstruktur berechnet. Je nach Abweichung vom Mittelwert U/n wird die Überlappungslänge der Beläge geändert. Jeder weitere Iterationsschritt besteht aus einer Neuberechnung der Potentialdifferenzen mit anschließender *Korrektur der Belagslängen*.

Anmerkung: Die *Kanten der leitfähigen Steuerbeläge* sollten weder bei der Rand- noch bei der Gesamtsteuerung bis an die Oberfläche des Isolierkörpers treten. Bланke Elektroden setzen die elektrische Festigkeit in den angrenzenden Gas- oder Ölspalten herab, vgl. Bild 3.3.1-9. Außerdem treten an den Kanten die höchsten Feldstärken auf, so dass dieser Bereich sinnvollerweise in einem *Medium mit hoher elektrischer Festigkeit* eingebettet sein sollte.

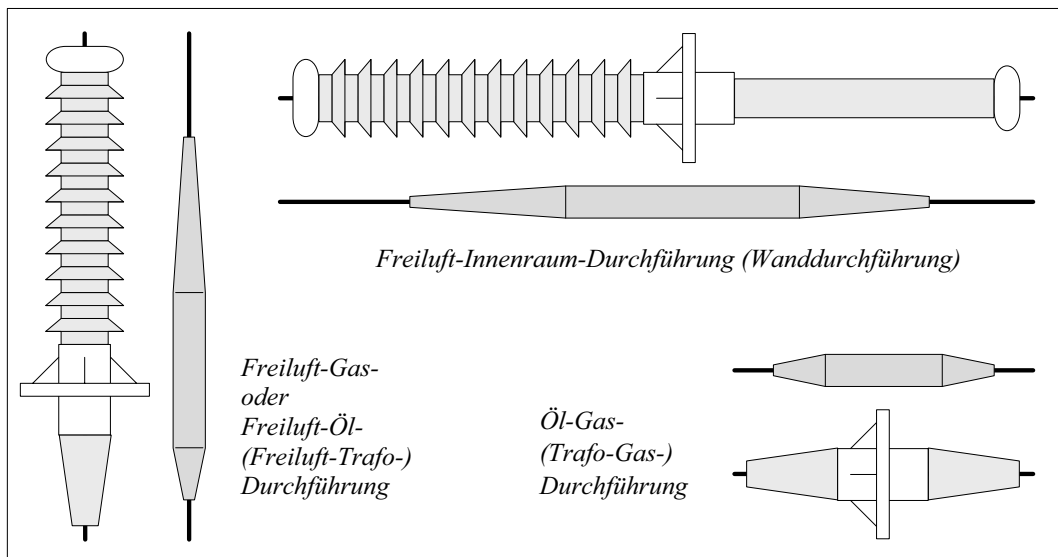


Bild 7.1.2-3: Vergleich kapazitiv gesteuerter Hochspannungsdurchführungen einer Spannungsebene für unterschiedliche Einsatzzwecke mit den zugehörigen Wickelkörpern. Die Steuerstrecken befinden sich unter den Konen.

7.1.2.3 Bauformen

Kapazitiv gesteuerte Durchführungen werden je nach Anwendungszweck in unterschiedlichen Ausführungen hergestellt, Bild 7.1.2-3. *Schlagweiten* und *Kriechweglängen* ergeben sich aus den jeweiligen Umgebungsbedingungen, vgl. Kap. 3.2.6.4 und Bild 3.2-38. Unter Öl und Druckgas sind wesentlich kürzere Längen ausreichend. Die *Durchmesser* werden von der zulässigen Beanspruchung des Dielektrikums im Wicklungskörper bestimmt. Die gängigen Betriebsfeldstärken liegen bei hochwertigen großvolumigen Isolierungen bei 2 bis 4 kV/mm vgl. Kap. 3.3.2.3 mit Bild 3.3.2-5 und Tab. 3.3-4.

Die klassische Durchführungsisololation besteht aus **ölimprägniertem Papier (OIP)**. Der Wickelkörper entsteht durch Aufwickeln einer Papierbahn, in die nach einem bestimmten Radienzuwachs im mm-Bereich metallische Folien als Steuerbeläge eingelegt werden, Bild 5.5-6. Nach Aufheizung des Wickels und Trocknung unter Vakuum und Temperatur kann die Imprägnierung mit entgastem Öl unter Vakuum erfolgen, vgl. Kap. 5.5.1.3 mit Bild 5.5-10.

Anmerkung: In Analogie zu den sog. „*Hartpapierwickeln*“ werden die ölimprägnierten Wickel auch als „*Weichpapierwickel*“ bezeichnet.

Anschließend werden die imprägnierten Wickel in einem *Durchführungsgehäuse* aus Flansch, Gehäuseisolatoren und Kopfarmaturen montiert. Das evakuierte Gehäuse wird abschließend mit Öl gefüllt. Diese kostengünstigen ölimprägnierte Durchführungen werden bevorzugt im Transformatorenbau eingesetzt.

Ölfreie („trockene“) Wickelkörper aus **Hartpapier** wurden früher aus *phenolharzimprägniertem Papier* gewickelt und heiß gehärtet. Hohlräume und damit Teilentladungen sind dabei nicht vermeidbar, vgl. Kap. 5.3.3.3. Für neue Durchführungen ist Hartpapier deshalb nicht mehr Stand der Technik, in Altanlagen ist es gleichwohl noch immer im Einsatz.

Ölfreie Wickelkörper werden heute aus *Krepppapier* gewickelt, getrocknet und mit un-

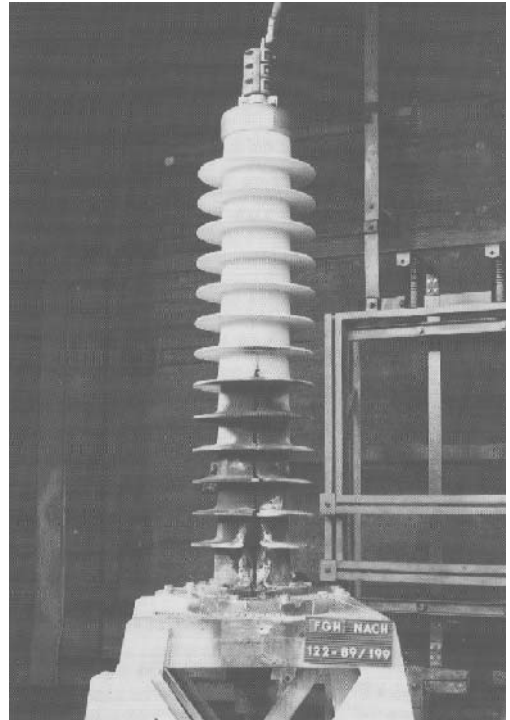


Bild 7.1.2-4: 123 kV-RIP-Durchführung mit Silikon-schirmen nach einem inneren Kurzschluss (40 kA, 0,5 s, 50 Hz) [57]. Werkbild HSP Hochspannungsgeräte Porz GmbH, Köln.

gefülltem **Epoxidharz** unter Vakuum hohlraumfrei imprägniert (**RIP** *resin impregnated paper*) [69], vgl. Bild 5.3-15. Beim Schwinden des Harzes während der Härtung kann das Krepppapier spannungsfrei folgen. Es gibt außerdem einen definierten kleinräumigen Faltenwurf für die glatt eingelegten Metallfolien vor. Die Imprägnierung und Härtung hohlraumfreier Durchführungswickel mit einer Länge von mehreren Metern stellt höchste Ansprüche an die Fertigungstechnologie, vgl. Kap. 5.3.3.1 d).

RIP-Durchführungen besitzen eine Reihe von *Vorteilen* im Vergleich zu ölisolierten Durchführungen: Es gibt weder Dichtigkeitsprobleme noch Umweltbelastungen durch austretendes Öl. Auch bei hoher thermischer Belastung kann weder Ölalterung noch Gasblasenbildung zur Verschlechterung der dielektri-

schen Eigenschaften führen. Im Schadensfall ist ein Ölbrand ausgeschlossen, Bild 7.1.2-4.

RIP-Wickel besitzen freiluftseitig entweder direkt aufvulkanisierte Silikonschirme oder sie befinden sich in einem Porzellan- bzw. GfK-Silikonschirm-Verbundisolator. Die *Nebenisolation* im Spalt zwischen Wickel und Gehäuseisolator kann durch SF₆-Druckgas oder durch einen kompressiblen, elektrisch ausreichend festen und ausreichend wärmeleitfähigen *Schaum* gebildet werden.

Anmerkung: Der Einsatz **gasimprägnierter Foliendielektrika** ist wegen vergleichsweise hoher Kosten nicht üblich. Die kapazitive Steuerung ist auch durch eine geringe Zahl **metallischer Zylinder in SF₆** möglich, die durch isolierende Stützer fixiert werden (*Grobsteuerung*). Es ergeben sich jedoch relativ große Durchmesser. Große Isolatordurchmesser ergeben sich außerdem bei **geometrischer Steuerung**. In gasisolierten Schaltanlagen (GIS) muss das Isoliergas der Anlage auch die innere Isolierung der Durchführung sicherstellen, Bild 7.1.2-1 (d).

Als **Gehäuseisolatoren** kommen *freiluftseitig Hohlporzellane* und zunehmend auch *Verbundisolatoren* aus GfK-Rohren mit *Silikonschirmen* zum Einsatz, vgl. Kap. 5.3.3.4. Bei harzimprägnierten Wickelkörpern kann die *Silikonbeschirmung* auch direkt auf den Wickelkörper aufvulkanisiert werden. Der Vorteil der Verbundisolatoren besteht neben der Hydrophobie der Oberfläche und dem geringeren Gewicht vor allem auch in einem geringeren Gefährdungspotential im Fall von inneren Kurzschlüssen, Bild 7.1.2-4. Auch bei sehr schwerwiegenden Fehlern muss *nicht* mit herumfliegenden Porzellansplittern gerechnet werden.

Die *öl- oder gasseitigen* Gehäuseisolatoren in Transformatoren oder Schaltanlagen sind i. d. R. Gießharzteile mit eingegossener Schirmelektrode zur Abdeckung der Leiteranschlüsse.

Anmerkung: Harzimprägnierte Wickel benötigen keinen öl- oder gasseitigen Gehäuseisolator. Dadurch sind sehr einfache *Öl-Gas- und Öl-Öl-Durchführungen* möglich, die praktisch nur aus einem Wickelkörper mit aufgezo-genem Flansch bestehen. Bei heißen Umgebungsmedien (Trafööl) und sehr hohen Spannungen ist die Frage der thermischen Stabilität zu prüfen, vgl. Kap. 3.3.2.2.

7.1.3 Transformatoren

Transformatoren dienen als *Leistungstransformatoren* der Übertragung elektrischer Energie zwischen verschiedenen Spannungsebenen, als *Prüftransformatoren* der Erzeugung von Prüfspannungen und –strömen und als transformatorische *Messwandler* auch der Übertragung von Strom- und Spannungssignalen.

Neben einphasigen Transformatoren spielen vor allem die *dreiphasigen Hochspannungsleistungstransformatoren* eine dominierende Rolle. Sie sind, vor allem in den höchsten Spannungsebenen, teure und strategisch wichtige Komponenten des Versorgungsnetzes. Bild 7.1.3-1 zeigt das Beispiel einer typischen *ölisolierten Ausführung* mit dreischenkligem *Eisenkern*, mit den drei *Schenkelsätzen*, die die konzentrischen *Wicklungen* enthalten und mit den drei *oberspannungsseitigen Durchführungen*. Wichtige Komponenten sind weiterhin der *Stufenschalter* für die Veränderung des Übersetzungsverhältnisses unter Last durch Umschaltung zwischen Wicklungsanzapfungen sowie der geregelte *Kühlkreislauf* des Öles über den die Verlustwärme des Transformators an Wärmetauscher übertragen wird. Das Ölausdehnungsgefäß fängt die thermische Dehnung des Öles auf. Bei Ansammlung von Gas löst der sog. *Buchholz-Schutz* Alarm aus. Neuerdings wird der Betriebszustand strategisch wichtiger Transformatoren zunehmend mit Hilfe von *Monitoring-Systemen* und thermischen Modellen online überwacht.

Der *Aufbau der Isolation* wird von den Spannungsbeanspruchungen in den Wicklungen, zwischen den Wicklungen und gegen Kern und Gehäuse bestimmt. Gewicht und Streuinduktivität eines Transformators ergeben sich aus den Isolationsabständen und Spaltweiten zwischen Wicklungen, Lagen und Windungen. D.h. es kommt immer auf eine möglichst enge, aber sichere *Isolationsauslegung* an.

Obwohl moderne Transformatoren nur sehr geringe Verluste aufweisen (ca. 0,2 bis 0,5 %), kommt auch der *Wärmeabfuhr* aus der Isolation eine besondere Bedeutung zu, da sehr große Leistungen umgesetzt werden: Bei-

spielsweise entsprächen relative Verluste von 0,2 % bei einem 800 MVA-Transformator einer Verlustleistung von 1,6 MW! Da die Verlustleistung der Wicklungen etwa quadratisch mit dem Strom steigt, ist die Isolation in einem schwach belasteten Transformator wesentlich geringeren, in einem kurzzeitig überlasteten Transformator aber auch wesentlich höheren *thermischen Belastungen* ausgesetzt.

Anmerkung: Extreme thermische Belastungen entstehen z.B. in *Lokomotiv-Transformatoren*, in denen, um am Gewicht des Eisenkerns zu sparen, die magnetische Aussteuerung des Kerns so weit getrieben wird, dass große Hystereseverluste und wesentlich größere relative Verluste entstehen.

Für viele unterschiedliche Anwendungen gibt es eine große Zahl *verschiedener Bauformen* von Transformatoren, die hier aber nicht behandelt werden sollen. Gleiches gilt für zahlreiche *Besonderheiten*, die sich z.B. durch die unterschiedlichen *Schaltgruppen* oder die Integration von *Stufenschaltern* ergeben.

Nachfolgend werden nur die wichtigsten *Isolationssysteme* angesprochen, wobei der weitere Schwerpunkt auf der im Hochspannungsbereich noch immer dominierenden Öl-Papier-Isolation liegt.

7.1.3.1 Öl- und Trockentransformatoren, Drosseln

a) Transformatoren mit Öl-Board-Isolation

Die Isolation von ölisierten Hochspannungstransformatoren besteht aus niederviskosen *Isolierflüssigkeiten* (i.d.R. Mineralöl) und imprägnierten *Faserstoffen* (i.d.R. aus Pressspan, Board bzw. Transformerboard auf der Grundlage von Zellulose). Dadurch sind gleichzeitig eine gute *Wärmeabfuhr* durch Konvektion, eine hohe Wärmekapazität bei kurzzeitiger *Überlast* und eine hochwertige *Isolation* aus Ölkanälen und Feststoffbarrieren gewährleistet, vgl. Kap. 5.4 und 5.5.

Die Isolation aus Öl und Board (Pressspan) wird wegen ihrer überragenden Bedeutung für Hochspannungsleistungstransformatoren in den folgenden Kapiteln 7.1.3.2 bis 7.1.3.5 ausführlicher behandelt. Andere Isolationssysteme, die für Transformatoren keine entsprechende Bedeutung gefunden haben, sind nachfolgend kurz erläutert:

b) Trockentransformatoren

Gießharzummantelte oder harzverklebte Wick-

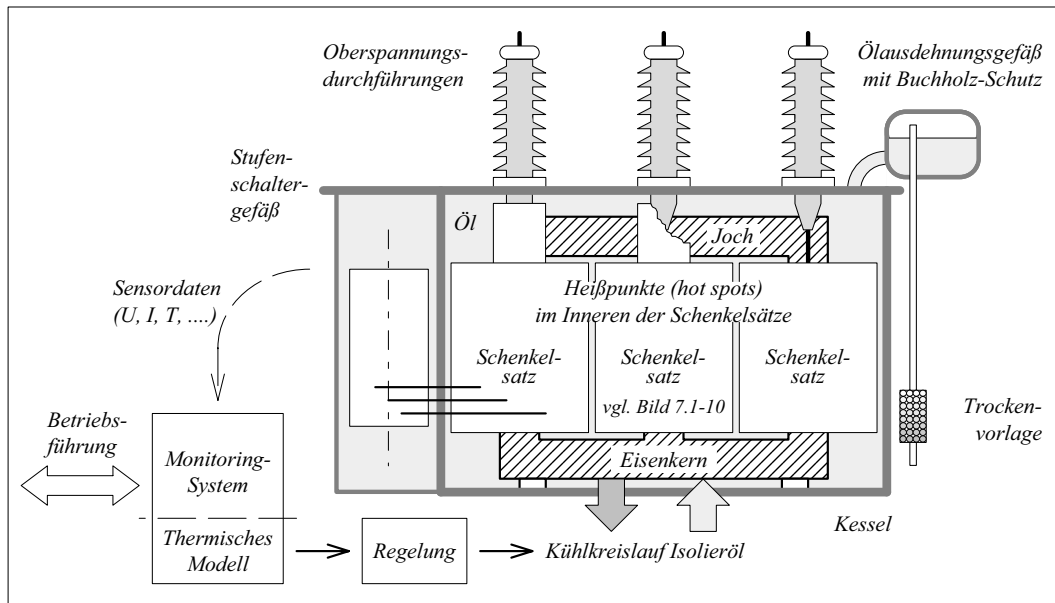


Bild 7.1.3-1: Komponenten eines ölisierten Hochspannungs-Leistungstransformators (schematisch).

lungen werden für sogenannte **Trockentransformatoren** und **Spannungswandler** im Mittelspannungsbereich eingesetzt. Die Wicklungen sind dabei durch Kunststofffolien oder Fasermaterialien isoliert. Hohe *Feldstärken* können wegen der zwischen den Lagen befindlichen Lufteinschlüsse i.d.R. nicht zugelassen werden. Die *Wärmeabfuhr* durch Wärmeleitung durch die Gießharzummantelung hindurch ist wesentlich schlechter als die konvektive Wärmeabfuhr in einem ölisierten Transformator. Es ergeben sich deshalb Leistungsbegrenzungen und oft auch hohe Temperaturen, die den Einsatz wärmestabiler Werkstoffe (z.B. Aramidfasern, Polyimidfolien) erfordern. Zur Verbesserung der Wärmeabfuhr besitzen Trockentransformatoren vertikale Kühlkanäle zwischen Kern, Wicklungen oder innerhalb der Wicklungen selbst.

Durch den Verzicht auf hygroskopische Werkstoffe (Zellulose) können in der Fertigung aufwändige Trocknungsprozeduren (wie bei pressspanisierten Aktivteilen) entfallen. Außerdem wird eine offene Bauweise ohne Kessel möglich.

Vorteilhaft ist auch der ölfreie Aufbau, durch den sich wesentlich geringere Gefahren für die Umgebung ergeben. Trockentransformatoren werden deshalb trotz ihres höheren Preises als Mittelspannungsverteiltransformatoren häufig eingesetzt.

c) Gasisolierte Transformatoren

Trockentransformatoren für den Hochspannungsbereich können in einem *Druckgaskessel* unter SF_6 mit *Folienisolierung* realisiert werden. Sie finden z.B. als **Spannungswandler** oder **Prüftransformatoren** in gasisolierten Schaltanlagen Verwendung, vgl. Kap. 6.2.1.2. Vorteilhaft ist der ölfreie Aufbau vor allem in gasisolierten Schaltanlagen, in denen das Isolationsmedium SF_6 ohnehin vorhanden ist. Aber auch in Freiluftanlagen haben sich SF_6 -isolierte Wandler wegen der geringen Brandlast inzwischen durchgesetzt. **Leistungstransformatoren** sind zwar prinzipiell möglich, stellen heute aber keine wirtschaftliche Alternative zu Öltransformatoren dar.

d) Kabeltransformatoren

Eine neue Idee zur Herstellung trockener Hochspannungstransformatorwicklungen aus aufgewickelten und von außen gekühlten *VPE-Kabeln* wird in Kap. 7.1.6.3 zusammen mit ähnlichen Anwendungen (Kabelgeneratoren) beschrieben.

e) Supraleitende Transformatoren

Mit der Vision von wesentlich verlustärmeren supraleitenden Transformatoren sind auch neue Vorstellungen über den Aufbau des Isolationssystems auf der Basis von *flüssigem Stickstoff* verbunden, vgl. Kap. 7.5.

f) Drosseln

Auch hochspannungsfeste Drosseln sind ähnlich wie Hochspannungstransformatoren aufgebaut, sie werden deshalb nicht gesondert beschrieben. Anstelle des geschlossenen Eisenkerns tritt ein Eisenkern mit einfachem oder verteiltem Spalt, der die Induktivität bestimmt. Die Wicklung entspricht einer *Transformator-Hochspannungswicklung*. Als Isolationssysteme kommen alle Transformator-Isolationen in Betracht. Beispiele sind *öl-papier-isolierte* Drosseln in Kesselbauweise für große Leistungen oder leichtere *SF_6 -druckgasisolierte* Drosseln für den mobilen Einsatz. Anwendungen von Drosseln sind *Filterkreise*, z.B. in HGÜ-Anlagen oder *Serienresonanzdrosseln* in der Vor-Ort-Prüftechnik, Kap. 6.2.1.5.

7.1.3.2 Wicklungsaufbau, Stufenschalter

Der Wicklungsaufbau kann als Folien-, Lagen- oder Scheibenwicklung erfolgen, Bild 7.1.3-2.

Folien- bzw. Bänderwicklungen werden aus breiten Leiterbahnen (d.h. z.B. aus Kupferfolien bzw. -bändern) gemeinsam mit der Windungsisolierung aufgewickelt, Bild 7.1.3-2 (oben). Da die gesamte Wicklungsspannung U an den sehr schmalen Stirnseiten der Wicklung auftritt, ist die Folienwicklung eine typische *Niederspannungswicklung*. Vorteilhaft ist dabei, dass sich durch die breite Leiterbahn eine günstige Verteilung der Stromkräfte im Fall

von Kurzschlussstrombelastungen und ein einfach zu fertigender, mechanisch stabiler Aufbau ergibt. Die *Windungsisolation* hat wegen der sehr niedrigen Windungsspannung keine Isolationsfunktion im üblichen Sinne sondern eher eine Distanzierungsfunktion zwischen den Windungen, um Windungsschlüsse zu vermeiden. Hohe Temperaturen erfordern oft den Einsatz *temperaturfester Materialien*, z.B. aus Aramid-Fasern oder Polyimid-Folien. In ölisierten Transformatoren findet auch *Papier* Verwendung. Bei der Trocknung sind dann aber die langen axialen Diffusionswege zwischen den Leiterfolien zu berücksichtigen. Nicht entfernte Feuchtigkeit würde leitfähige Brücken bilden und könnte trotz der sehr niedrigen Spannungen zu thermischen Instabilitäten führen.

Bei der **Lagenwicklung** werden Windung neben Windung und Lage auf Lage gelegt, Bild 7.1.3-2 (mittig). Als *Windungsisolation* dient eine Papierbewicklung des Leiters oder eine ölfeste Lackschicht. Zwischen den Lagen muss die doppelte Lagenspannung durch die *Lagenisolation* aus eingewickelten und später ölprägnierten Papier- oder Pressspannschichten isoliert werden. Vakuumtrocknung und -imprägnierung sind dabei besonders sorgfältig durchzuführen, weil verbleibendes Restgas aus der kompakten Lagenwicklung nur schwer in das umgebende Öl diffundieren kann.

Anmerkung: Bei gießharzummantelten Trockentransformatoren erfolgt die Lagenisolation durch Folien.

Über der relativ schmalen Stirnseite der Wicklung tritt die volle Wicklungsspannung U auf. Der Einsatz zylindrischer Lagenwicklungen erfolgt deshalb vor allem im *Mittelspannungsbereich*, aus Kostengründen inzwischen aber auch schon bis 123 kV.

Durch Verkürzung der Lagenlängen von innen nach außen entstehen Lagenwicklungen mit einer *Potentialsteuerung* in axialer Richtung bis zur halben Wicklungshöhe. Dieses Prinzip eignet sich besonders für Wicklungen, die nur einseitig gegen die Umgebung isoliert werden müssen, wie z.B. bei einphasigen Prüftransformatoren, Bild 6.2.1-3 a), d), e). Der außen in Wicklungsmitte liegende Anschluss wird als

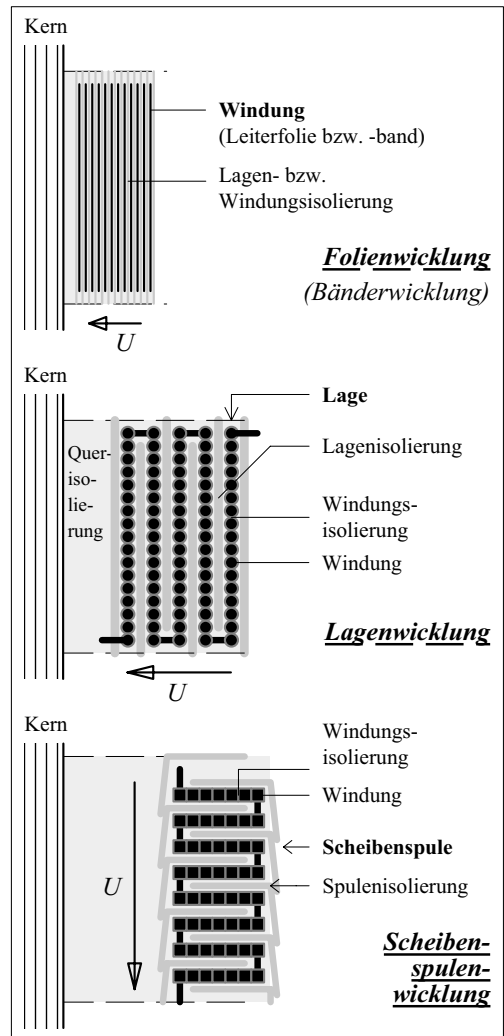


Bild 7.1.3-2: Folien-, Lagen- und Scheibenwicklung.

Hochspannungsanschluss, der innen liegende Anschluss als Erdanschluss verwendet.

Hoch- und Höchstspannungswicklungen werden als **Scheibenspulenwicklungen** aus *Scheibenspulen* gestapelt, in denen Wicklung über Wicklung gelegt ist, Bild 7.1.3-2 (unten). Die Wicklungsanschlüsse liegen an den Stirnseiten. Die einzelnen Scheiben sind abwechselnd innen und außen miteinander verbunden, so dass sich eine Reihenschaltung ergibt.

Anmerkung: Die gesamte Wicklung kann aus einem durchgehenden Leiter als sog. *gestürzte Wicklung* gewickelt werden. Dabei wird eine von innen nach außen

gewickelte Scheibe durch weiteres Drehen der Wickelbank so umgewickelt, dass das außen liegende Ende wieder innen zu liegen kommt. Dann kann die nächste Scheibe von innen nach außen gewickelt werden.

Über den schmalen Stirnseiten wird nur die relativ geringe Teilspannung einer einzelnen Scheibenspule abgebaut. Die gesamte Wicklungsspannung U verteilt sich über die gesamte Wicklungslänge. Als *Windungsisolierung* dient eine Papierbewicklung des Leiters. Die *Spulenisolation* erfolgt durch Scheiben, Kantenschutzringe und Distanzierungen aus Pressspan [27]. Die einzelnen Scheibenspulen werden häufig so weit distanziert, dass das Isolieröl an den Windungen vorbeiströmen und die Verlustwärme abführen kann. Dieser Aufbau erleichtert auch die Vakuumtrocknung und zuverlässige Imprägnierung der Isolierung, Bild 7.1.3-4b (o. links).

Die **Spannungsaufteilung in den Wicklungen** erfolgt bei *Wechselspannung* linear entsprechend der Windungszahl. Bei *Stoßspannung* überwiegt die Wirkung der *Kapazitäten* zwischen den Windungen und gegen die Umgebung, Bild 7.1.3-3. Die Kettenleiterstruktur der Kapazitäten führt zu einer *nichtlinearen Spannungsverteilung*. Windungsschlüsse treten bei Stoßspannungsbeanspruchungen deshalb bevorzugt am oberen Ende der gestoßenen Wicklung auf. *Lagenwicklungen* verhalten sich dabei wegen ihrer großen Wicklungska-

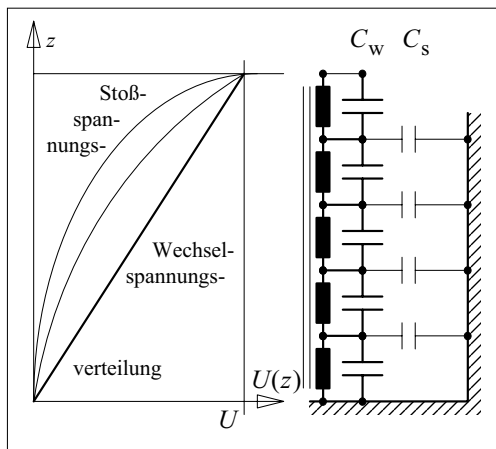


Bild 7.1.3-3: Wechsel- und Stoßspannungsverteilung in einer Hochspannungswicklung.

pazitäten besser als Spulenwicklungen, sofern die Lagen gleichmäßige Längen bzw. Kapazitäten aufweisen. Bei *Spulenwicklungen* ist eine Erhöhung der Längskapazitäten im oberenwicklungsbereich möglich, indem die Reihenfolge bei der Verschaltung der Spulen verändert wird. Dadurch entsteht aus der Reihenschaltung der Spulenkapazitäten eine Reihen-/Parallelschaltung [67]. Schließlich kann die Wirkung der Erdstreukapazitäten auch durch Streukapazitäten zu einem Hochspannung führenden *Schild* ausgeglichen werden [184].

Anmerkung: Transformatorwicklungen zeigen bei Frequenzgangmessungen mehrere *Resonanzen*, deren Anregung zur Überbeanspruchung der Wicklungen oder von Wicklungsteilen führen kann. Detailliertere Analysen erfordern aufwendigere Ersatzschaltbilder [191].

Üblicherweise besitzen die Hochspannungswicklungen von Transformatoren Anzapfungen, vorzugsweise an den erdseitigen Enden der Wicklungen. Mit Hilfe eines **Stufenschalters** kann das *Übersetzungsverhältnis* eines Transformators in den von den *Anzapfungen* vorgegebenen Stufen unter Last, d.h. ohne Unterbrechung des Stromes verändert werden. Hierzu wird durch einen sog. *Stufenwähler* die neue Anzapfung stromfrei vorgewählt. Der sog. *Lastumschalter* schaltet dann die ursprüngliche stromführende und die neue stromfreie Anzapfung über Widerstände parallel (durch die Widerstände werden Kreisströme begrenzt), ehe die Verbindung zur ursprünglichen Anzapfung geöffnet und zur neuen Anzapfung widerstandslos geschlossen wird. Für Transformatoren bis etwa 123 kV und Ströme bis etwa 600 A können die Funktionen von Stufenwähler und Lastumschalter auch in einem sog. *Lastwähler* vereinigt werden. Dabei erfolgt die Umschaltung immer zwischen benachbarten Anzapfungen mit Hilfe von rotierenden widerstandsbehafteten und widerstandsfreien Kontakten [184], [297].

Stufenschalter arbeiten unter *Öl*, das durch Kontaktabrieb und durch Abreißfunken belastet, zersetzt und verschmutzt wird und deshalb *nicht* mit dem Isolieröl des Transformators in Verbindung stehen darf. Stufenschalter befinden sich deshalb in *separaten Gefäßen*

innerhalb oder außerhalb des Transformator-kessels, Bild 7.1.3-1. Die Anzapfungen müssen als spannungsführende Leiter durch eine isolierende Wand in das Stufenschaltergefäß eingeführt werden.

Anmerkung: Um schnellere Schaltvorgänge zu ermöglichen und um mechanischen Verschleiß und Zersetzung des Schalteröles zu vermeiden, wird der Einsatz von *Vakuumschaltern*, von *Thyristoren* und von *hybriden Konzepten* diskutiert [380]. Vollständig leistungselektronische Stufenschalter haben jedoch noch Probleme mit der Stromkommutierung, mit den Verlusten, mit der Bemessung für Fehlerströme und mit der großen Zahl von Thyristoren. Im Gegensatz zu mechanischen Schaltern, die vorzugsweise die Oberspannungswicklungen wegen der dort niedrigeren Ströme umschalten, sollten Thyristoren die Unterspannungswicklungen umschalten, weil dann eine geringere Anzahl von Thyristoren in Reihe zu schalten ist. Damit wären aber neue Transformator konstruktionen erforderlich

7.1.3.3 Aufbau der Öl-Board-Isolation

a) Isolationsaufbau

Neben der Isolation innerhalb der Wicklungen ist auch eine *Isolation der Hochspannung führenden Wicklungen und Leiter* untereinander, gegen die Unterspannungswicklungen, gegen geerdete Bauteile (Kern, Kessel) und evtl. gegen die Wicklungen der anderen Phasen notwendig. Hierfür sind ausreichend bemessene *Ölspalte* vorzusehen, Bild 7.1.3-4a.

Anmerkung: In Bild 7.1.3-4a wird schematisch der *klassische Aufbau* mit Unterspannungs-, Oberspannungs- und Regulier-(Ausgleichs-)Wicklung dargestellt. Darunter zeigt Bild 7.1.3-4b die *typischen Isolationskomponenten*, jedoch in der Anordnung eines *Autotransformators* (*Spartransformators*) zur Kopplung zwischen einem 220 kV- und einem 400 kV-Netz. Die Ausgleichswicklung befindet sich innen auf dem Kern.

Die Festigkeit der Ölkanäle kann durch *Pressspanbarrieren*, die die Ölspalte in engere Teilspalte unterteilen, erheblich gesteigert werden, Kap. 3.3.1.1 mit Bild 3.3.1-9. Dadurch sind geringere Abstände, geringere Streuinduktivitäten und ein geringeres Transformatorgewicht möglich. Es ist anzustreben, dass die Barrieren etwa dem *Verlauf der Äquipotentialflächen* folgen, weil dann die Beanspruchung der Öl-

spalte normal und nicht tangential zur Pressspanoberfläche erfolgt.

Besonders hohe Feldstärken entstehen an den exponierten *Kanten der Wicklungsenden* unter dem geerdeten Joch des Eisenkerns. Die Wicklungsenden werden deshalb durch metallisierte und verrundete *Schirmringe* abgedeckt. Bei nicht starr geerdeten Wicklungen müssen auch die *unteren Wicklungsenden* gegen Kern und Gehäuse isoliert sein, Bild 7.1.3-4 und -5.

Die *Pressspan-Barrierensysteme* bestehen aus Zylindern, Winkelringen, Kappen, Scheiben, handgeformten Formteilen, Distanzstücken und Druckringen. Die Fixierung erfolgt mit einem imprägnierfähigen und ölfesten Kaseinkleber. Wichtig ist dabei der Aufbau *geschlossener Barrierenflächen* senkrecht zur Feldrichtung. Sie kann durch Überlappung der Zylinder und Formteile sichergestellt werden, Bild 7.1.3-5.

Die *Wärmeabfuhr* durch Ölströmung in den Kanälen zwischen den Barrieren erfordert allerdings Unterbrechungen und Öffnungen, die gegeneinander versetzt anzuordnen sind, so dass in Feldrichtung *immer* eine Unterteilung der Ölspalte existiert. Durch Einwickeln von Wellboard können auch innerhalb von Lagenwicklungen axiale Kühlkanäle erzeugt.

Die im Kurzschlussfall auftretenden *Kräfte* versuchen im wesentlichen den Streuspalt zu vergrößern (*Normalkraft*) und die Wicklung zu verkürzen (*Kontraktionskraft*) [184]. Sie müssen über eine ausreichend stabile Verspannung der Wicklungen durch Distanzierungen und Druckringe aufgenommen werden [27], [65], [82]. Zur Vermeidung von Scherkräften ist eine hohe Fertigungsgenauigkeit einzuhalten.

Die Wicklungen werden mitsamt den Barrieren, Distanzierungen, Schirmelektroden, Winkelringen und Kappen über *Druckringe* aus Schichtholz (KP-Holz, mit Kunstharz verpresste Buchenholzfurniere) oder Blockspan (verklebte Pressspantafeln) nach oben und unten gegen den Kern verspannt. Blockspan wird dabei in Bereichen mit höheren, Holz in Bereichen mit niedrigeren Feldstärken eingesetzt.

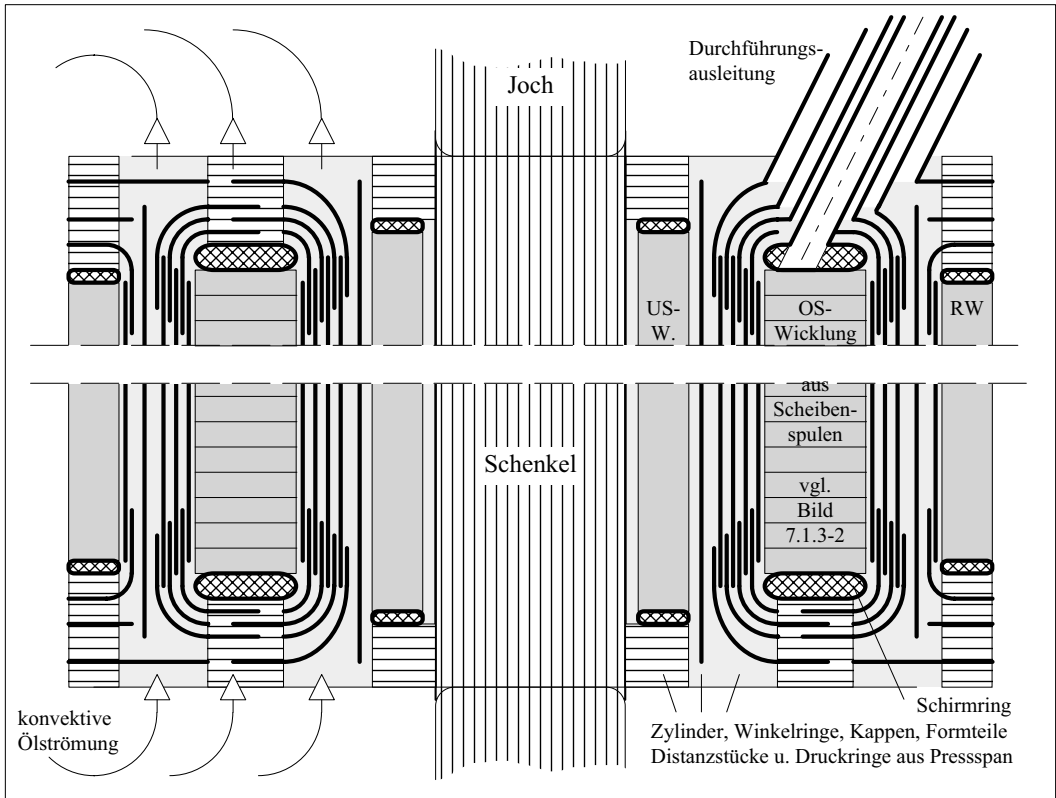


Bild 7.1.3-4a: Isolationssystem eines klassischen Hochspannungsleistungstransformators mit Kern sowie Unterspannungs-, Oberspannungs- und Ausgleichwicklung (schematisch, von innen nach außen).

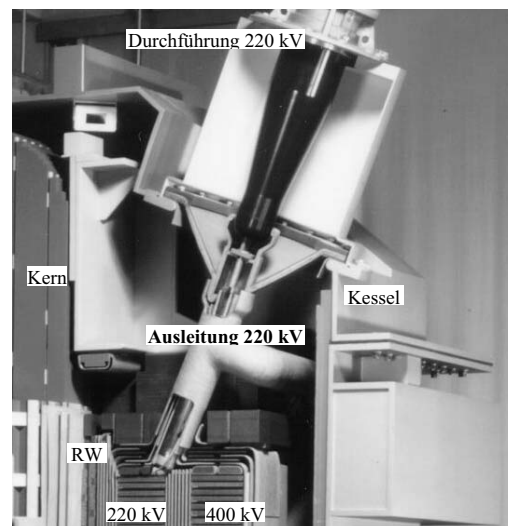
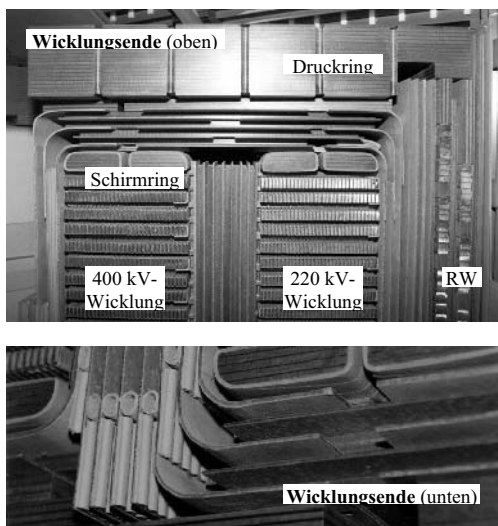


Bild 7.1.3-4b: Typische Isolationssystemkomponenten in der Anordnung eines 220/ 400 kV-Auto-(Spar-)transformators. Die oberen Enden der 400kV- und der 220 kV-Wicklung liegen auf gleichem Potential, die 400 kV-Ausleitung befindet sich seitlich auf halber Wicklungshöhe, vgl. Bild 7.1.3-6. Werkbild des Isulationsmodells: Fa. Weidmann, Rapperswil (CH).

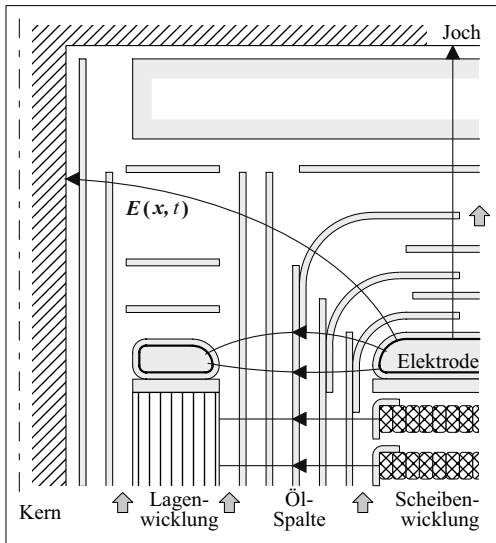


Bild 7.1.3-5: Dielektrische Belastung eines Barrierensystems am oberen Ende einer Hochspannungswicklung (schematisch) [274].

Die konzentrischen Wicklungen, Barrieren und Abstützungen auf einem Schenkel bilden eine konstruktive und isolationstechnische Einheit und werden deshalb als *Schenkelsatz* bezeichnet, Bild 7.1.3-1.

Auch die Hochspannung führenden Leiter werden in zylindrischen Barrierensystemen, sogenannten *Ausleitungen*, zu den Durchführungen oder zu benachbarten Wicklungen geführt, Bild 7.1.3-6 und -7. Die Ölvolumina des Transformators und der Ausleitungen sind oft durch Schottisolatoren separiert, um Montagearbeiten an Ausleitung und Durchführung ohne Absenkung des Transformatorölspiegels vornehmen zu können. Hierfür werden sog. *tropfdichte Abschlüsse* aus Epoxidharz oder aus Pressspan sowie für sehr hohe Spannungen sog. *Faltenbälge* mit Kriechwegverlängerung aus Pressspan eingesetzt, Bild 7.1.3-6.

Kap. 5.4 und 5.5 beschreiben die *Verarbeitung und Aufbereitung der Isolierstoffe*.

b) Dimensionierung zylindrischer Barrieren

Die **Aufgabe der Barrieren** besteht vor allem darin, die *Festigkeit der Ölspalte*

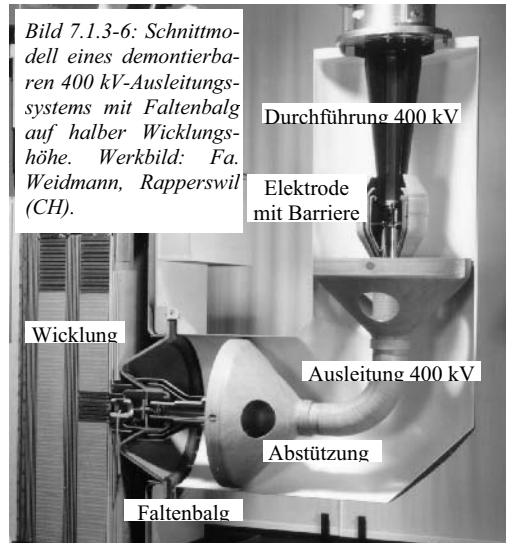


Bild 7.1.3-6: Schnittmodell eines demontierbaren 400 kV-Ausleitungssystems mit Faltenbalg auf halber Wicklungshöhe. Werkbild: Fa. Weidmann, Rapperswil (CH).



Bild 7.1.3-7: Anschluss eines 220 kV-Ausleitungssystems aus konzentrischen Barrieren an die Wicklungen eines Autotransformators, vgl. Bild 7.1.3-4b. Werkbild des Schnittmodells: Fa. Weidmann, Rapperswil (CH).

durch Unterteilung in engere Teilspalte zu steigern.

Die *elektrische Festigkeit* der Ölspalte und der Barrieren ergibt sich aus den in Kap. 3.3.1.2, 3.3.2 und 7.3.4 dargestellten Zusammenhängen. Bei Prüfwechselspannung sind in Ölkanälen von wenigen mm Breite Feldstärken bis zu 10 kV/mm möglich, Bild 3.3.1-9 u. Gl. (3.3-1).

Der **Streuspalt des Transformators** ist zwischen Unter- und Oberspannungswicklung weitgehend *zylindersymmetrisch* aufgebaut. In erster Näherung kann das elektrische Feld in diesem Bereich oft als homogen angesehen werden, Bild 7.1.3-8. Nach Bild 3.3.1-9 bzw. Gl. (3.3-1) ergibt sich für eine zu isolierende Spannung eine bestimmte Ölspalbreite d , Bild 7.1.3-8 (oben). Wird der Ölspal durch Barrieren in engere Teilspalte unterteilt, erhöht sich die Festigkeit, so dass die gleiche Spannung auf einer kürzeren Strecke d isoliert werden kann, Bild 7.1.3-8 (mittig). Wegen der höheren Dielektrizitätszahl des Pressspans wird das Feld weitgehend aus den Barrieren in die Ölspalte gedrängt, Bild 7.1.3-8 (unten). Somit sind die **Ölstrecken** die eigentlichen Isolationsstrecken, die *Barrieren* dienen lediglich der *Separierung*.

Um einen Transformator möglichst kompakt bauen zu können, muss die *kleinstmögliche* Isolationsdicke d ermittelt werden. Sie ergibt

sich aus dem Verhältnis von Spannung U zur Isolationsdicke d , das zu maximieren ist [274]. n ist dabei die Anzahl der Ölspalte, $n+1$ die Anzahl der Barrieren. Die Indices „B“ und „Öl“ stehen für die Barrieren und die Ölstrecken, vgl. auch Bild 7.1.3-8:

$$\frac{U}{d} = \frac{1}{d} \cdot [(n+1) \cdot U_B + n \cdot U_{\text{Öl}}] \quad (7.1.3-1)$$

$$= \frac{(n+1) \cdot \frac{\varepsilon_{\text{Öl}}}{\varepsilon_B} d_B + n \cdot d_{\text{Öl}}}{(n+1) \cdot d_B + n \cdot d_{\text{Öl}}} \cdot E_{\text{Öl}}$$

Mit Gl. (3.3-1) folgt (7.1.3-2)

$$\frac{U}{d} = \frac{(n+1) \cdot \frac{\varepsilon_{\text{Öl}}}{\varepsilon_B} d_B + n \cdot d_{\text{Öl}}}{(n+1) \cdot d_B + n \cdot d_{\text{Öl}}} \cdot E_0 \cdot \left(\frac{d_{\text{Öl}}}{mm} \right)^{-a}$$

Das maximale Verhältnis U/d ergibt sich für die *kleinstmögliche Barrierendicke* d_B . Mit d_B

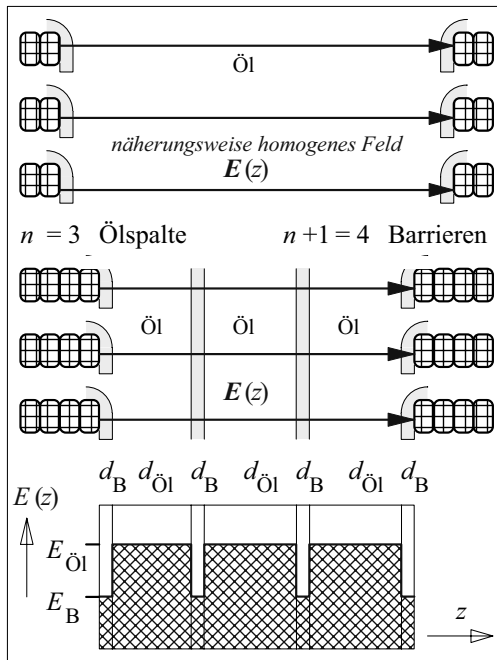


Bild 7.1.3-8: Barrieren im Streuspalt eines Transformators zwischen zwei Wicklungen zur Unterteilung eines großen Ölspaltes (oben) in elektrisch festere Teilspalte mit kleinerem Volumen (mittig und unten) [274].

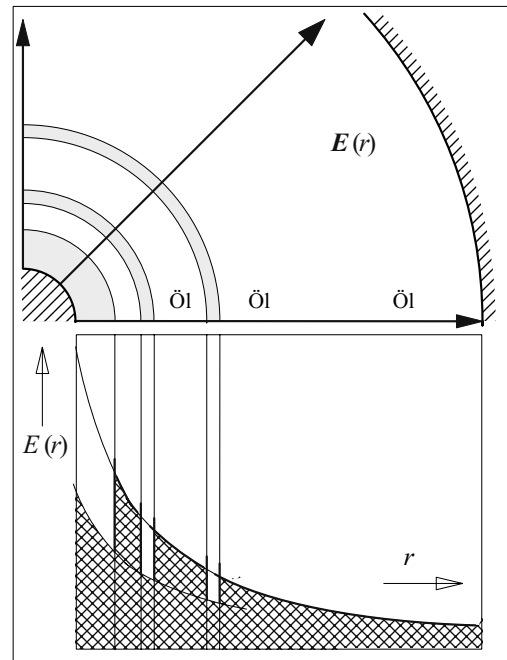


Bild 7.1.3-9: Barrieren in der Ausleitung eines Transformators zwischen HS-Leiter und Kessel mit Anpassung der Spaltweite und der elektrischen Festigkeit an die lokale Feldstärke im inhomogenen Feld [274].

= 2 mm ist jedoch eine *praktische untere Grenze* erreicht, weil die Barrieren an den Überlappungsstellen schräg angeschärft werden müssen, weil sie während der Trocknung formstabil bleiben müssen und weil sie im Betrieb eine gewisse Widerstandsfähigkeit gegen vereinzelte Teilentladungsereignisse benötigen [274], [285]. Unter dieser Randbedingung ergibt sich das maximale Verhältnis U/d für *möglichst enge Ölspalte* d_{01} mit einer möglichst großen Anzahl n . Auch diese Bedingung stößt an praktische Grenzen: Die Ölspalte müssen ausreichend weit sein, um Fertigungstoleranzen aufzufangen und um eine ungestörte *Ölzirkulation* zu erlauben.

Anmerkung: Das beschriebene Ergebnis mit möglichst dünnen Barrieren ist **nur für Wechsel- und Stoßspannungsisolationen** richtig. Bei *Gleichspannungsisolationen* müssen die Barrieren wegen völlig anderer Feldverdrängungsverhältnisse nahezu die gesamte Spannung isolieren. Die *Barrieren* brauchen deshalb *eine ausreichende Dicke*, vgl. Kap. 7.2.3 mit Bild 7.2.3-2.

c) Dimensionierung von Ausleitungen

Bei der Dimensionierung von Ausleitungen kann in der Umgebung des Leiters näherungsweise von einem *radial-(zylinder-)symmetrischen Feld* ausgegangen werden. Die hohen Feldstärken an den Leiteroberflächen können durch entsprechend große *Leiterdurchmesser* und erforderlichenfalls durch eine dicke **Papierbewicklung** gesenkt werden. Ein vergleichbares Optimierungsbeispiel ist in Kap. 2.4.3.1 erläutert (allerdings mit anderen Materialien, d.h. mit Gießharz in Luft anstelle von Papier in Öl). Nachteilig ist dabei die geringe Festigkeit des verbleibenden *großen freien Ölspaltes*, der zudem noch durch Feldverdrängung aus der Papierbewicklung heraus stärker belastet wird. Ansammlungen von Fasern und Partikeln werden dabei für eine große *Streuung* der Durchschlagspannungen und für eine vergleichsweise *geringe Festigkeit* bei sehr hohen Spannungen verantwortlich gemacht [274], [286].

Ähnlich wie im homogenen Feld können auch im inhomogenen Feld erhebliche Festigkeitssteigerungen durch Unterteilung der Ölstrecke durch *konzentrisch* zum Leiter angeordnete

Barrieren, d.h. durch ein sog. **Ausleitungssystem** erreicht werden, Bild 7.1.3-6, -7 und -9. Die Spaltweite und die Festigkeit der Ölstrecke kann der *Höhe der lokalen Feldstärke angepasst* werden, Bild 7.1.3-9. Dadurch sind kleinere Leiterdurchmesser und kleinere Außenabmessungen möglich [274].

d) Dimensionierung bei inhomogenen und tangentialen Feldern (Kriechstrecken)

Die Feldverteilung an den *Wicklungsenden* im Bereich der **Schirmelektroden**, an Verspannungen, an **Abstützungen** oder an **Faltenbälgen** ist analytisch i.d.R. nicht mehr erfassbar und muss durch numerische Feldberechnung optimiert werden. In diesen Bereichen ergeben sich *inhomogene Feldverteilungen*, wobei die Feldvektoren auch schräg zu den Barrieren verlaufen können, Bild 7.1.3-10.

Zunächst ist zu beachten, dass die für die Festigkeitsberechnung nach Gl. (3.3-1) bzw. Bild 3.3.1-9 maßgebliche Länge nicht die geometrische Spaltweite d sondern die größere **effektive Spaltweite** d_{eff} in *Feldrichtung* E ist, Bild 7.1.3-10.

Weiterhin können **tangentiale Feldkomponenten** E_{tan} auftreten, die an vielen hochspannungstechnischen Grenzflächen eine kritische Belastung darstellen. Öl-Transformerboard-Grenzflächen stellen in dieser Hinsicht aber eine Ausnahme dar: Durch die Faserstruktur des Boards ergibt sich ein quasi *stetiger Übergang* aus dem Pressspan in das freie Öl, Bild 7.1.3-11 (oben). Die Kapillarkräfte verhindern die von glatten Oberflächen bekannten Benetzungsprobleme. Außerdem nimmt die im Pressspan gegebene sehr geringe Ölspalweite (mit hoher elektrischer Festigkeit) nach außen hin quasi stetig ab, wobei die elektrische Festigkeit *stetig* auf die Werte der freien Ölstrecke sinkt. Die ins Öl ragenden Fasern wirken praktisch als mikroskopische Barrieren in tangentialer Richtung, Bild 7.1.3-11.

Aufgrund dieser theoretischen Überlegungen wäre zu erwarten, dass die **tangentiale elektrische Festigkeit** der Festigkeit einer freien Ölstrecke entspricht [274]. Experimentelle

Untersuchungen haben tatsächlich gezeigt, dass diese Annahme für kurze tangentielle Strecken richtig ist, für länger Strecken können sich aber geringere Werte ergeben [286]. Die 63 %-Durchschlagsfeldstärke $E_{d63\%}$ liegt über den Werten der Design-Kurven nach Bild 3.3.1-9 für eine freie Ölstrecke, bei etwa vergleichbarer Längenabhängigkeit [287]. In der Praxis werden tangentielle Belastungen häufig auf etwa 70 % der für freie Ölstrecken zulässigen Belastungen limitiert [274].

Elektrische Belastungen können mit sehr **inhomogenen Feldstärkeprofilen** verbunden sein, insbesondere in *langen Ölstrecken* sowie bei tangentialen Belastungen entlang von *Kriechstrecken*. Die Anwendung der Design-Kurven nach Gl. (3.3-1) und Bild 3.3.1-9 ist dabei mit grundsätzlichen Schwierigkeiten verbunden:

- Ein sehr konservativer Ansatz bestünde darin, lokale *Maximalfeldstärken* auf die Werte zu begrenzen, die sich aus den o.g. Design-Kurven für die gesamte Isolationsstrecke ergeben. Damit läge man zwar auf der sicheren Seite, es ergäbe sich aber eine *Überdimensionierung*, weil die Anordnung über große Strecken nicht entsprechend ihrer Festigkeit belastet wäre.
- Auf der anderen Seite wäre es gefährlich, *mittlere Feldstärkewerte* mit den Design-Kurven zu vergleichen. In stark inhomogenen Feldern können sich sehr niedrige Mittelwerte ergeben, obwohl Teilstrecken der Isolation sehr stark belastet und u.U. überlastet sind. Die Betrachtung mittlerer Feldstärken ist deshalb lediglich für schwach inhomogene Felder möglich, vgl. Gl. (3.3-2).

Für die Bewertung **inhomogener Feldstärkeprofile** in langen Ölstrecken wird deshalb vorgeschlagen, entlang einer *kritischen Feldlinie* die mittlere Feldstärke für *unterschiedliche Intervalllängen* zu bestimmen und mit den Design-Kurven nach Gl. (3.3-1), Bild 3.3.1-9 zu vergleichen [274], [288], Bild 7.1.3-12:

Hierzu wird eine lange Ölstrecke mit inhomogenem Feldstärkeprofil betrachtet, Bild 7.1.3-12 a) und b). Von den maximalen Feld-

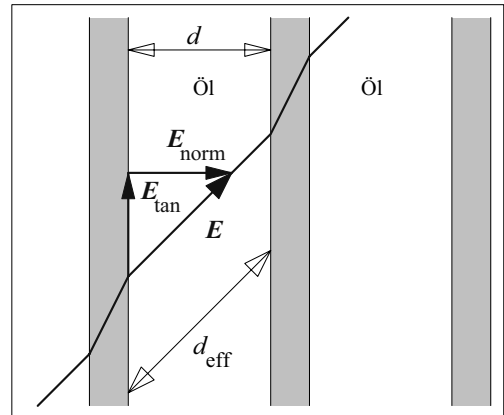


Bild 7.1.3-10: Tangentiale und normale Feldkomponenten sowie effektive Spaltweiten.

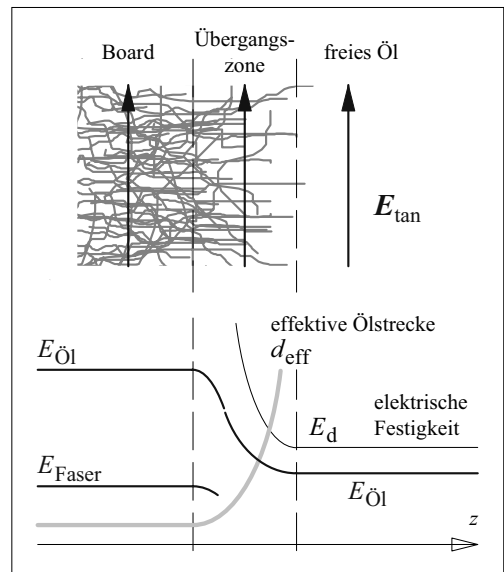


Bild 7.1.3-11: Grenzfläche zwischen Öl und Transformatorboard bei tangentialer Belastung (mikroskopische Darstellung) mit Vergleich zwischen elektrischer Festigkeit und Belastungsprofil (schematisch).

stärkewerten ausgehend, werden nun die *mittleren Feldstärken*

$$E_{\text{mitt}}(z) = \frac{1}{z} \cdot \int_0^z E(z') dz' \quad (7.1.3-3)$$

für *unterschiedliche Intervall- bzw. Weglängen* von $z = 0$ bis $z = d$ berechnet, Bild 7.1.3-12 c) (untere Kurve). Diese mittleren Feldstärken werden mit den für die Ölspalte der jeweiligen

Länge z zulässigen *Design-Werten* nach Gl. (3.3-1) verglichen, Bild 7.1.3-12 c) (obere Kurve).

Das Verhältnis von zulässiger zu mittlerer Feldstärke

$$q = \frac{E_d(z)}{E_{mitt}(z)} \quad (7.1.3-4)$$

wird als *Sicherheitsfaktor* q für die Intervalle der Länge z angesehen, Bild 7.1.3-12 d). Bei einer *kritischen Intervalllänge* z_{krit} ergibt sich dabei der kleinste Sicherheitsfaktor q . Er muss jedoch immer noch der Bedingung $q \geq 1$

genügen, wenn die Festigkeit der Anordnung gewährleistet sein soll.

Anmerkung: In Durchschlagsversuchen hat sich gezeigt, dass auf diese Weise festgelegte Spannungen einer *niedrigen Durchschlagswahrscheinlichkeit* von etwa 2 % entsprechen [289].

Für die **tangentiale Belastung von Kriechstrecken**, z.B. entlang von Barrierenoberflächen, ist das gleiche Bewertungskonzept einsetzbar: Zunächst werden die tangentialen Feldstärkewerte entlang des Kriechweges zu einem neuen *Profil mit stetig fallenden Werten* umgeordnet. Die Berechnung von *Mittelwer-*

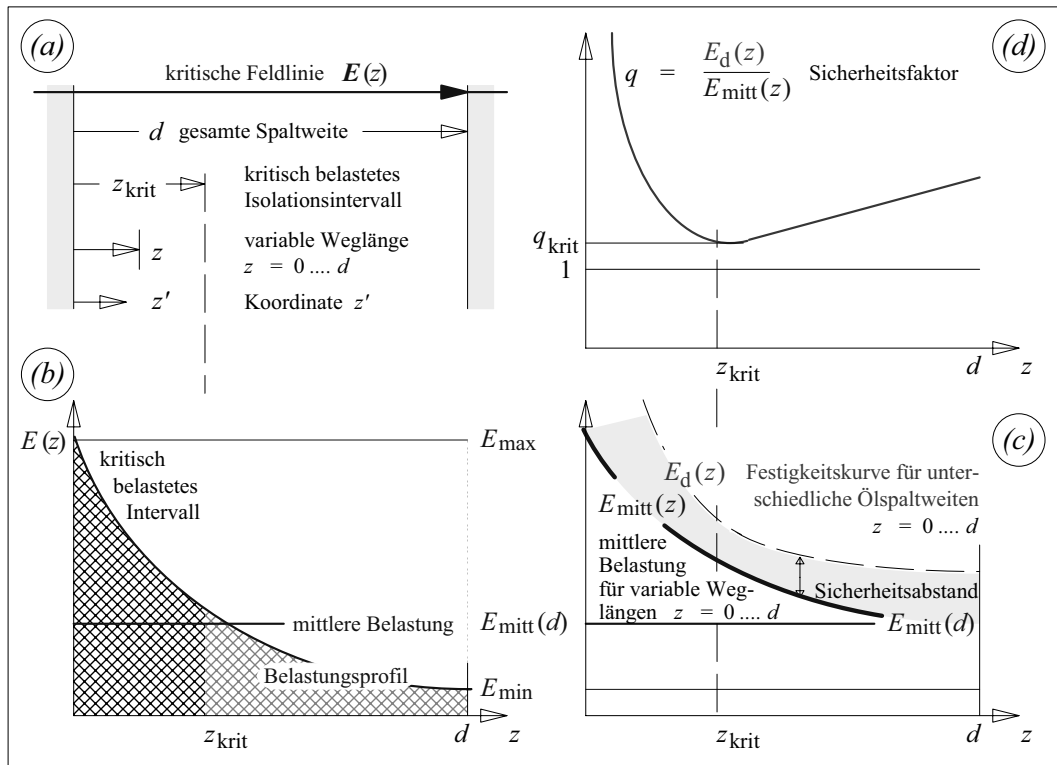


Bild 7.1.3-12: Bewertung kumulierter Feldstärkebelastungen für inhomogene Feldstärkeprofile [274], [288].

(a), (b): Lange Ölspalte oder lange Kriechstrecke mit sehr inhomogenem Feldstärkeprofil.

(c) Von den maximalen Feldstärkewerten ausgehend, werden mittlere Feldstärken $E_{mitt}(z)$ für zunehmende Weglängen $z = 0$ bis $z = d$ berechnet (untere Kurve) und mit dem für Ölspalte oder Kriechstrecken der Länge z geltenden Design-Werten nach Gl. (3.3-1) verglichen (obere Kurve).

(d) Aus dem Verhältnis von zulässiger zu mittlerer Feldstärke $E_d(z)/E_{mitt}(z)$ ergibt sich ein Sicherheitsfaktor q für ein Intervall der Länge z . Bei der kritischen Intervalllänge z_{krit} ist der Sicherheitsfaktor q am kleinsten. Dabei muss die Bedingung $q \geq 1$ immer erfüllt sein.

ten für unterschiedliche Kriechwegintervalle z erfolgt gemäß Gl. (7.1.3-3). Bei der Berechnung von Sicherheitsfaktoren in Analogie zu Gl. (7.1.3-4) ist die tangentielle Festigkeit der Barrierenoberfläche vorsorglich aber nur mit etwa 70 % der Ölfestigkeit einzusetzen:

$$q = \frac{0,7 \cdot E_d(z)}{E_{mitt}(z)} \quad (7.1.3-5)$$

Anmerkung: Es wird berichtet, dass mit diesem Bewertungskonzept die Teilentladungseinsetzspannung an einem 400 kV-Faltenbalg mit 882 kV *vorhergesagt* wurde, was dem Messwert von 950 kV recht nahe kommt [288].

7.1.3.4 Fertigung

Die Fertigung eines Hochspannungstransformators beginnt mit dem Schichten des **Eisenkerns** aus weichmagnetischen Blechen in liegendem Zustand, jedoch noch ohne Joch, weil zunächst die Wicklungen auf die Schenkel gesetzt werden müssen.

Die **Wicklungen** werden einzeln auf horizontalen oder vertikalen Wickelbänken mit im Durchmesser verstellbaren Wickeldornen hergestellt. Lagenwicklungen werden z.B. horizontal auf einen Pressspanzylinder als Träger gewickelt. Scheibenwicklungen können z.B. stehend spiralförmig und Scheibe für Scheibe übereinander liegend gewickelt werden. Das Wickeln erfordert sehr viel Handarbeit, wegen der komplizierten Wicklungsschemata sehr viel Erfahrung und wegen der empfindlichen und später nie wieder sichtbaren Isolation besonders große Sorgfalt. Die aufgewickelten Leiter sind oft mit einer dünnen Papierlage ummantelt, um den Kontakt des blanken Metalls zu den Ölrecken zu vermeiden, wobei die Bewicklung die Wärmeabgabe an das Öl nicht behindern soll. Da die Zellulose-Isolierbauteile in der späteren Trocknung schrumpfen, muss bereits beim Wickeln für entsprechenden Längenausgleich gesorgt werden. Wicklungen mit ungünstige Trocknungsbedingungen müssen teilweise vorgetrocknet werden, weil z.B. bei Lagen- und Bänderwicklungen die Feuchtigkeit wie bei Durchführungen nur in axialer Richtung ausdiffundieren kann.

Die Wicklungen und die Formteile des Barriersystems werden zu kompletten **Schenkel-sätzen** montiert und auf die Schenkel des aufgerichteten Eisenkerns gesetzt. Durch Verschaltung der Wicklungen und Schließen des Eisenkreises mit dem Joch entsteht ein komplettes **Aktivteil**, das einer intensiven Trocknung unterzogen werden muss.

Bei der **Trocknung** erfolgt die Wärmeübertragung in der Aufheizphase zunächst durch heißen Kerosindampf, da Verdunstungskälte entsteht und große Massen aufgeheizt werden müssen (Vapour-Phase-Verfahren). Der Temperaturanstieg darf dabei zur Schonung der noch feuchten Faserstoffe nicht zu rasch erfolgen [27]. In den Drucksenkungs- und Feinvakuumphasen wird die Temperatur durch Strahlungsheizung gehalten, vgl. Kap. 5.5.1.3 mit Bild 5.5-10.

Die *Flutung des Aktivteils* mit entgastem Öl erfolgt im Kessel unter **Vakuum**. Für eine teilentladungsfreie Isolierung ist es erforderlich, dass das steigende Öl das Gas vollständig durch die Kanäle und Öffnungen in den Barrieren nach oben verdrängen kann. An Flächenhaftendes und in Hinterschneidungen gefangenes Restgas muss nach der abschließenden *Druckbeaufschlagung* und während einer ausreichenden *Imprägnierzeit* vollständig im Öl gelöst werden.

Anmerkung: Für Transformatoren werden *alterungsstabile Öle* bevorzugt, weil das thermisch belastete Öl über das Ausdehnungsgefäß mit dem Luftsauerstoff in Verbindung steht.

7.1.3.5 Transformatorprüfung

Transformatoren besitzen äußerst komplex aufgebaute Isolationssysteme, mit vielen bauartbedingten Varianten. Die Prüfung eines fertigen Transformators umfasst deshalb ein sehr umfangreiches Programm an *Stück-, Typ- und Sonderprüfungen*, das je nach Transformator sehr unterschiedlich gestaltet wird. Nachfolgend können deshalb nur einige Grundzüge erläutert werden, Einzelheiten sind in den Normen geregelt und können darüber

a) Blitzstoßspannungsprüfungen

Die Prüfung der Leiteranschlüsse mit **voller Steh-Blitzstoßspannung** soll die Blitzstoßspannungsfestigkeit der *Leiteranschlüsse* gegen Erde, gegen die übrigen Wicklungen und *längs der geprüften Wicklung* nachweisen [52], [292].

Um äußere Überschläge zu vermeiden, wird die Prüfung mit *negativer Polarität* empfohlen. Es müssen drei volle Prüfstöße bestanden werden. Alle Leiteranschlüsse der zu prüfenden Wicklungen werden nacheinander mit der Stoßspannungsprüffolge beansprucht. Die übrigen Leiteranschlüsse der Wicklung werden direkt oder niederohmig geerdet. Bei einer *Dreieckschaltung* liegen deshalb immer zwei Wicklungsstränge parallel an Prüfspannung.

Die Prüfung mit **abgeschnittener Blitzstoßspannung** (LIC chopped lightning impulse) kann als *Sonderprüfung* in Verbindung mit der vollen Blitzstoßspannungsprüfung vereinbart werden. Der *Scheitelwert* muss das *1,1-fache* der vollen Stoßspannungsamplitude sein, die Abschneidezeit muss zwischen 2 und 6 μs

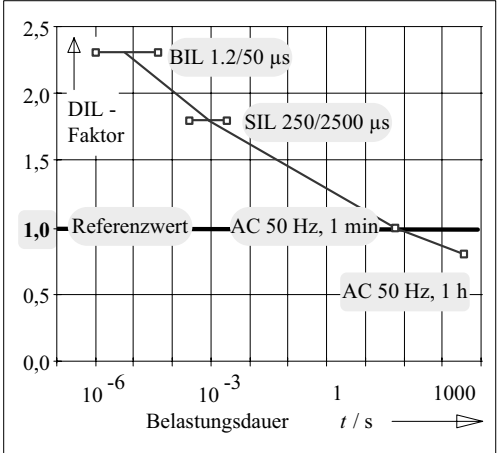


Bild 7.1.3-13: Design-Werte für die elektrische Festigkeit von Ölstrecken als Funktion der Belastungsdauer im Vergleich zur einminütigen Wechselspannungsfestigkeit (Effektivwert), ausgedrückt als Design Insulation Level (DIL) [274].

liegen. Das Durchschwingen muss durch Bedämpfung des Abschneidekreises auf 30 % begrenzt werden. Die *Prüffolge* wird mit der Prüfung der vollen Stoßspannung verbunden:

Tabelle 7.1.3-2: Bemessungs-Stehspannungen für Transformatorwicklungen mit $U_m > 170 \text{ kV}$			
Höchste Spg. f. Betriebsm. U_m Effektivwert kV	Bemess.- Kurzzeit-Stehwech-selsgg. Effektivwert kV	Bemess.- Steh-Schalt-Stoßsgg. Scheitelwert kV	Bemess.- Steh-Blitz-Stoßsgg. Scheitelwert kV
245	325	550	650
	360	650	750
300	395	750	850
	460	850	950
362	510	950	1050
			1175
420	460	850	1050
	510	950	1175
550	570	1050	1300
	630	1175	1425
	680	1300	1550
800	nicht anwendbar	1300	1675
	nicht anwendbar	1425	1800
	nicht anwendbar	1550	1950
			2100

Anmerkung: Gepunktete Linien entsprechen nicht IEC 60071-1.

Zahl	Art	Form	Scheitel
1	Einstellstoß	voll	verringert
1	Prüfstoß	voll	voll
1+x	Einstellstöße	abgeschnitten	verringert
2	Prüfstöße	abgeschnitten	voll
2	Prüfstöße	voll	voll

Bei Blitzstoßspannungsprüfungen an Transformatoren ist es schwierig, die genormten **Kenngrößen** innerhalb der zugelassenen Toleranzen ($T_s = 1,2 \mu\text{s} \pm 30 \%$, $T_r = 50 \mu\text{s} \pm 20 \%$, Überspringen: $\leq 5 \%$, Durchschwingen $\leq 50 \%$) zu erreichen, vgl. Kap. 6.2.3. Insbesondere die hohen Wicklungskapazitäten verlangsamen den *Spannungsanstieg*. Dem kann durch Verkleinerung des Dämpfungswiderstandes im Stoßkreis entgegengewirkt werden. Dadurch wird aber oft die Bedingung der überkritischen Dämpfung verletzt, so dass der Spannungsform *Schwingungen* überlagert sind, deren Amplitude auf jeden Fall durch einen ausreichend großen Dämpfungswiderstand auf $\pm 10 \%$ begrenzt werden soll, notfalls durch Inkauf-

nahme einer längeren Stirnzeit. Oberhalb einer Schwingungsfrequenz von $f = 500 \text{ kHz}$ soll die oszillierende Kurve durch eine gemittelte Kurve ersetzt werden, darunter ist der Extremwert der überlagerten Schwingung als Prüfspannungswert $\hat{U}_{\text{test}} = \hat{U}_{\text{extr}}$ anzusehen.

Anmerkung: Die bisherige Verfahrensweise, die Prüfspannungsamplitude $\hat{U}_{\text{test}}$ unterhalb von 500 kHz aus dem Extremwert der Schwingung $\hat{U}_{\text{extr}}$ und darüber aus dem der Scheitelwert einer gemittelten Kurve $\hat{U}_{\text{mittel}}$ zu entnehmen, Bild 7.1.3-14, entspricht nicht dem eher stetigen physikalischen Verhalten von Isolierungen. Es wird deshalb vorgeschlagen, den sprungförmigen Übergang zwischen den Auswertungsverfahren durch einen stetigen zu ersetzen, indem die Amplitude der Schwingung *frequenzabhängig gewichtet* wird [293]: Dabei wird vom Extremwert der Schwingung $\hat{U}_{\text{extr}}$ der Unterschied Δu zum Scheitelwert der mittleren Kurve $\hat{U}_{\text{mittel}}$ abgezogen, jedoch gewichtet mit einem frequenzabhängigen Auswertefaktor $k(f)$, Bild 7.1.3-14:

$$\hat{U}_{\text{test}} = \hat{U}_{\text{extr}} - [1 - k(f)] \cdot \Delta u \quad (7.1.3-6)$$

Bei niedrigen Frequenzen ergibt sich dadurch mit $k = 1$ der tatsächliche Extremwert $\hat{U}_{\text{test}} = \hat{U}_{\text{extr}}$ und bei hohen Frequenzen mit $k = 0$ der Scheitelwert der gemittelten Kurve $\hat{U}_{\text{test}} = \hat{U}_{\text{extr}} - \Delta u = \hat{U}_{\text{mittel}}$.

Anmerkung: Die in Bild 7.1.3-14 vorgeschlagene Frequenzabhängigkeit $k(f)$ ergibt sich aufgrund von Durchschlagsuntersuchungen an den hochspannungstechnischen Basismaterialien Luft, SF₆, PE und Öl [293].

Im Rücken der Stoßspannung kann ein sehr viel langsames *Durchschwingen* auftreten, weil die Streuinduktivität des Transformators im Verbindung mit den unterspannungsseitigen Wicklungskapazitäten einen kaum gedämpften Resonanzkreis bildet. Durch unterspannungsseitige Widerstandsbeschaltung sollen diese Resonanzen so weit gedämpft werden, dass das Durchschwingen unter 50 % bleibt, Bild 6.2.3-6.

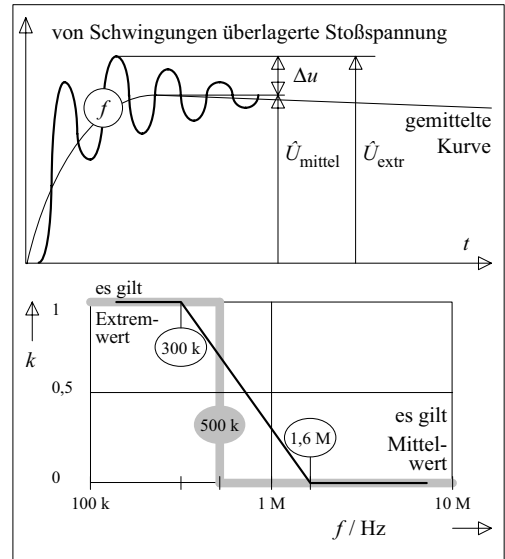


Bild 7.1.3-14: Verfahren zur Ermittlung der Prüfspannungsamplitude aus einer mit Schwingungen überlagerten Stoßspannung nach Gl. (7.1.3-6):

- Bisheriges Verfahren mit einem Sprung in der Betrachtungsweise bei $f = 500 \text{ kHz}$, nach IEC 60060-1.
- Vorschlag mit einem stetig frequenzabhängigen Auswertefaktor $k(f)$, nach [293].

Kriterium für das **Bestehen der Stoßprüfung** ist nicht nur das Halten der Stoßspannung. Von großer Bedeutung sind diagnostische Aussagen, die sich aus Veränderungen der **transienten Stromverläufe** ableiten lassen: Aus dem Stromvergleich zwischen Einstellstößen bei reduzierter Spannung und vollen Prüfstößen lassen sich z.B. *Windungsschlüsse* oder mechanische *Verschiebungen* und *Deformationen* der Wicklungen erkennen. Für die Messungen kommen dabei der Sternpunktstrom, der Wicklungsstrom, der auf die Nachbarwicklungen übertragene Strom oder der Kesselstrom sowie die auf nichtgeprüfte Wicklungen übertragene Spannung in Frage [292].

Anmerkung: Die **Interpretation** von Stromvergleichen erfordert besondere Erfahrung, um übliche Abweichungen von echten Fehlerindizes unterscheiden zu können. Insbesondere bei *abgeschnittenen Stoßspannungen* können unterschiedliche *Abschneidezeitpunkte* zu abweichendem Ausschwingverhalten, insbesondere zu abweichenden Amplituden führen. Änderungen der Schwingungsfrequenzen sind allerdings kritisch zu würdigen.

Anmerkung: Die **störungsfreie Messung** der transienten Ströme erfordert sehr niederinduktive und breitbandige (i.d.R. koaxiale) *Strommessshunts* sowie wirksame *Schirmmaßnahmen* gegen die elektromagnetisch sehr stark gestörte Prüfumgebung, vgl. Kap. 6.3.7 und 6.3.8. Die **Aufzeichnung** der Stromverläufe kann analog oder digital erfolgen, wobei dabei an Transientenrecorder besondere Anforderungen hinsichtlich *Bandbreite* und *Auflösung* zu stellen sind [292]. Wichtig ist, dass digital aufgezeichnete Daten als **Rohdaten** gespeichert werden und nicht einer mathematischen Weiterverarbeitung (Filterung, Glättung) unterzogen werden, weil dadurch die Gefahr besteht, dass Fehlerindizes beseitigt werden.

Veränderungen im Prüfling sind nicht nur an Veränderungen der transienten *Stromverläufe* im **Zeitbereich** erkennbar, sondern auch aus den daraus abgeleiteten *Transferimpedanzen* oder *Transferadmittanzen* (bzw. *Transferfunktionen*) im **Frequenzbereich**, vgl. Kap. 6.4.6 und 6.3.7. Der Vorteil der Transferfunktionen besteht darin, dass sie nicht mehr von der Prüfspannungsform abhängig sind. Es wird empfohlen, für die Analyse die *Admittanzfunktion* $I(\omega)/U(\omega)$ zu verwenden, weil das Spannungsspektrum keine Nullpunkte aufweist [292].

Anmerkung: *Teilwicklungsdurchschläge* äußern sich z.B. durch Verschiebung von Polstellen in der Admittanzfunktion, *Teilentladungen* durch Abflachung von Polstellen und *Veränderungen des äußeren Prüfkreis* durch Veränderungen von Strom- und Spannungsverläufen bei ungeänderter Transferfunktion [292].

b) Prüfungen mit angelegter Wechselspannung

Prüfungen mit einer von außen **angelegten Steh-Wechselspannung** (Fremdspannung) sollen die *Wechselspannungsfestigkeit der geprüften Wicklung* gegen Erde und die übrigen Wicklungen nachweisen. Geprüft wird 60 s lang, etwa mit Bemessungsfrequenz f_1 (d.h. $f \geq 0,8 f_1$) und einphasig zwischen der zu prüfenden Wicklung und den übrigen mit Erdpotential verbundenen Wicklungen und Bauteilen.

c) Prüfungen mit induzierter Wechselspannung

Prüfungen mit **induzierter Wechselspannung** sollen als **Kurzzeit-Stehspannungsprüfung** (ACSD) die *Steh-Wechselspannungsfestigkeit aller Anschlüsse und Wicklungen* untereinander, gegen Erde und entlang der Wicklungen nachweisen.

Langzeitprüfungen mit induzierter Wechselspannung (ACLD) dienen nicht dem Nachweis von Stehspannungspegeln sondern der Qualitätskontrolle in Verbindung mit *Teilentladungsmessungen*. Es soll dabei der teilentladungsfreie Betrieb des Transformators für Betriebsbedingungen und nach zeitweisen Wechselüberspannungen nachgewiesen werden.

Die Prüfung erfolgt durch unterspannungsseitige Erregung des Prüflings. Um die erhöhten Prüfspannungspegel bei gleichem, durch die Sättigung begrenztem magnetischen Fluss erreichen zu können, sind *erhöhte Frequenzen* erforderlich, bis etwa zum Wert der *doppelten Netzfrequenz* (ca. 100 bzw. 120 Hz), vgl. Kap. 6.2.1.1. Die Prüfdauer beträgt 60 s. Überschreitet die Prüffrequenz die zweifache Bemessungsfrequenz, wird die Prüfdauer unter Beibehaltung der Periodenanzahl reduziert, höchstens jedoch bis auf 15 s.

d) Kurzzeit-Stehwechselspannung (ACSD)

Je nach Aufbau der Oberspannungsisolierung ist die Prüfung in einer dreiphasigen oder in drei einphasigen Prüfungen durchzuführen.

Für Transformatoren mit $U_m > 72,5$ kV wird die volle Prüfspannung in zwei jeweils 5 min langen Stufen von $1,1 \cdot U_m / \sqrt{3}$ und $1,3 \cdot U_m / \sqrt{3}$ (Leiter-Erde-Spannung) bzw. $1,3 U_m$ (Leiter-Leiter-Spannung) herauf- und heruntergefahren, Bild 7.1.3-15 (links). Die Prüfung ist bestanden, wenn die Stehspannung gehalten wird. Außerdem darf auf der unteren Spannungsstufe die scheinbare Ladung $q = 100$ pC und auf der oberen Stufe beim Herabfahren $q = 300$ pC nicht überschritten werden. TE-Intensitäten mit ständig steigender Tendenz sind nicht zulässig. Erfüllt der Transformator diese TE-Kriterien nicht, kann z.B. eine zusätzliche Langzeitprüfung mit induzierter Wechselspannung (ACLD) vereinbart werden, Bild 7.1.3-15 (rechts).

e) Langzeit-Stehwechselspannung (ACLD)

Ein Drehstromtransformator kann in symmetrischer Drehstromschaltung oder strangweise in einphasigen Schaltungen geprüft werden.

Die Prüfspannung wird in jeweils 5 min langen Stufen von $1,1 \cdot U_m / \sqrt{3}$ über $1,5 \cdot U_m / \sqrt{3}$ auf $1,7 \cdot U_m / \sqrt{3}$ gesteigert, um entsprechend hohe Überspannungen im Netz nachzubilden.

Anmerkung: Transformatoren für Netzbedingungen mit häufigen und hohen Überspannungen dürfen mit erhöhten Spannungsstufen $1,6 \cdot U_m / \sqrt{3}$ und $1,8 \cdot U_m / \sqrt{3}$ geprüft werden.

In der anschließenden **einstündigen Langzeitprüfung** bei $1,5 \cdot U_m / \sqrt{3}$ darf die TE-Intensität 500 pC nicht überschreiten, eine steigende Tendenz ist nicht zulässig.

Anmerkung: in der nordamerikanischen Praxis wird die zulässige *Intensitätsänderung* auf 150 pC begrenzt.

Auf der in der Nähe der Betriebsspannung liegenden Spannungsstufe $1,1 \cdot U_m / \sqrt{3}$ darf die TE-Intensität 100 pC nicht überschreiten. Dieser Wert entspricht auch dem maximal zulässigen *Grundstörpegel*. Diese Prüfung soll die Teilentladungsfreiheit des Transformators im Betrieb auch nach vorausgegangenen Überspannungen nachweisen.

Am *Ergebnis der Teilentladungsmessungen* ist u.a. auch die Qualität der Imprägnierung und

die Neubildung von Gas im Isolieröl erkennbar. Teilentladungsmessungen sollten deshalb *nach* den Stehspannungsprüfungen durchgeführt werden. Beim Auftreten von Entladungen darf der Transformator nicht sofort zurückgewiesen werden, u.U. kann eine gewisse Wartezeit zur Lösung freier Gasbläschen und zum Verschwinden der Teilentladungen führen. Falls nicht, sind weiterführende diagnostische Maßnahmen, z.B. durch akustische Ortungsversuche, erforderlich.

Anmerkung: Die in Bild 7.1.3-15 genannten *Teilentladungsintensitäten* mit einem unteren Wert bei 100 pC ergeben sich vor allem aus dem mit Rücksicht auf die Prüffelder definierten *Grundstörpegel* von 100 pC. Bei alten Transformatoren geht man davon aus, dass Intensitäten von 500 pC auf ein gravierendes Isolationsproblem hinweisen können [294].

f) Schaltstoßspannungsprüfung

Die Prüfung soll die **Steh-Schaltstoßspannungsfestigkeit** der Leiteranschlüsse und der angeschlossenen Wicklungen nachweisen. Sie ist eine wesentliche Anforderung an Transformatoren, die einer Langzeitprüfung mit induzierter Wechselspannung (ALCD) unterworfen werden, insbesondere dann, wenn *keine Kurzzeit Steh-Wechselspannungsprüfung*

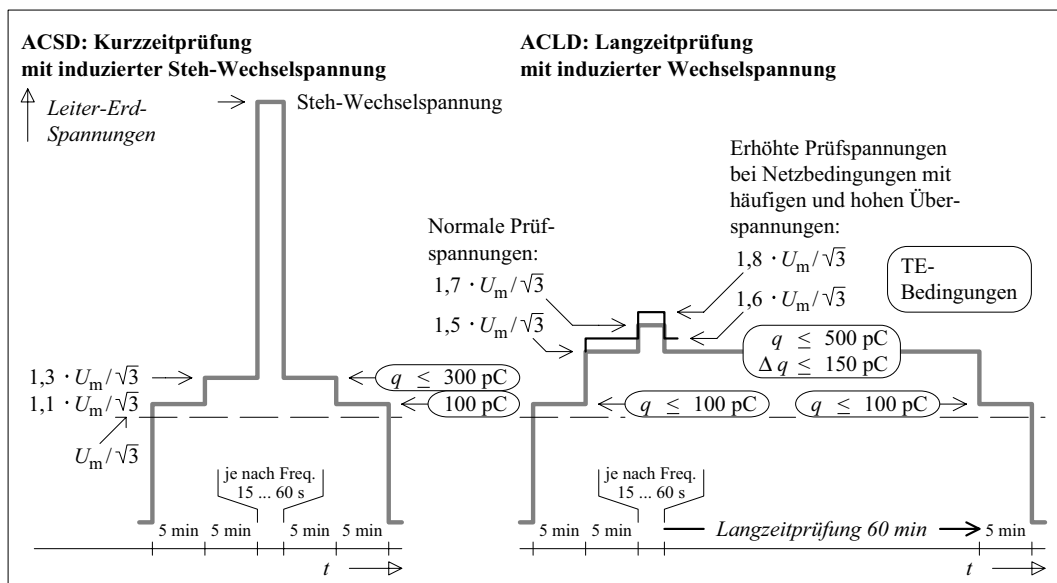


Bild 7.1.3-15: Transformatorenprüfungen mit induzierter Wechselspannung nach IEC 60076-3 [52], [291].

mit hohen Prüfpegeln vorgesehen ist.

Um äußere Überschlüge zu vermeiden, wird die Prüfung mit *negativer Polarität* empfohlen. Nach einem Einstoß müssen drei volle Prüfstoße bestanden werden. Alle Leiteranschlüsse der zu prüfenden Wicklungen werden nacheinander mit der Stoßspannungsprüffolge beansprucht. Die *Beurteilung* der Prüfung erfolgt durch Vergleich der aufgezeichneten Spannungen und Sternpunktströme. Um einen Einfluss der magnetischen Sättigung auf die Spannungsform nachfolgender Stöße zu vermeiden, sind nach jedem Stoß *entmagnetisierende Stöße* mit entgegengesetzter Polarität und verringertem Pegel erforderlich.

Die **Stoßspannungsform** unterscheidet sich wegen der magnetischen Sättigung des Eisenkerns stark von der genormten Kurvenform 250/2500 μs . Die Kurve sollte aber eine Stirnzeit zwischen 100 und 250 μs aufweisen, mindestens 200 μs lang über 0,9 $\hat{U}$ verbleiben und den ersten Nulldurchgang frühestens nach 500 μs , besser erst nach 1000 μs aufweisen.

7.1.3.6 Betrieb, Diagnose und Wartung

a) Thermische Belastung

Im Betrieb des Transformators spielt vor allem die **thermische Belastung** des Öles und des Papiers durch die Verlustwärme im Kern (Leerlaufverluste) und durch die Stromwärme in den Wicklungen (lastabhängige Verluste $\sim I^2$) eine Rolle: Hohe Dauerlasten, verbunden mit hohen Dauertemperaturen, beschleunigen die Alterung von Öl und Papier, kurzzeitige Übertemperaturen schädigen die Zellulose.

Als zulässige **Heißpunkttemperaturen** an der Wicklungs Oberfläche werden dauernd 120 °C und kurzfristig (für maximal 30 min bei 1,5-fachem Nennstrom) 140 °C angesehen. [251], [295], [296]. Bei diesen Temperaturen tritt bereits eine starke Alterung ein [305], so dass z.B. ein ständig hoch belasteter *Maschinen-Transformator* wesentlich schneller altert als ein nur *mäßig ausgelasteter Transformator im Netz*. Kühlung sowie Überwachung und

Regelung der Temperaturen haben deshalb eine erhebliche werterhaltende Bedeutung. Unterstützende Monitoring-Systeme wurden in Kap. 6.4.8.1 beschrieben.

Die Be- und Überlastbarkeit von Öltransformatoren ist hinsichtlich Höhe und Dauer in Normen festgelegt (IEC 60354 [295], [296]): Wichtige Einflussgrößen sind die *Umgebungstemperatur* und die *Kühlungsart*. Ist die zulässige **Dauerlast** bei 20 °C mit 100 % gegeben, so ist bei niedrigeren Umgebungstemperaturen zwar eine höhere Dauerlast (z.B. 124 bis 137 % bei -25 °C), bei höheren Umgebungstemperaturen aber nur eine niedrigere Dauerlast (z.B. 81 bis 87 % bei 40 °C) je nach Kühlungsart zulässig. *Abweichungen* von der Dauerlast sind in folgenden Situationen möglich:

1. **Normale Lastschwankungen**, die noch nicht zu einer beschleunigten Alterung führen, können im Vergleich zur o.g. Dauerlast vorübergehend den 1,5 – bzw. 1,3-fachen Wert annehmen (für kleine und mittlere bzw. große Transformatoren). Phasen mit erhöhter Last müssen wegen des Lebensdauer verbrauchs durch längere Phasen mit niedrigerer Last ausgeglichen werden.

2. Notfalls sind **länger andauernde Überlasten** bis zum 1,8-, 1,5- oder 1,3-fachen Wert möglich (für kleine, mittlere oder große Transformatoren), u.U. sogar für *Wochen oder Monate*. Dabei ist ein erhöhter *Lebensdauerverbrauch* zulässig, jedoch noch keine Überschreitung der Maximaltemperaturen bzw. thermische Zerstörung der Isolierung im stationären Zustand.

3. Für einen **sehr kurzfristigen Notbetrieb**, dessen Dauer kürzer ist als die thermische Zeitkonstante des Transformators und die *nicht länger als 30 min* betragen soll, werden Überlasten bis zum 2,0-, 1,8- oder 1,5-fachen Wert zugelassen. Dabei tritt ein deutlicher *Lebensdauerverbrauch* ein und die *transienten Temperaturverläufe* würden bei zu langer Dauer die maximal zulässigen *thermischen Grenzen* überschreiten, Bild 6.4.8-1 (rechts).

Anmerkung: Die o.g. Lastfaktoren für *kleine, mittlere oder große Transformatoren* beziehen sich auf Nennscheinleistungen bis 2,5 MVA, bis 100 MVA und darüber.

Bei großen Transformatoren erfordert die Überwachung der o.g. Zustände und die Kenntnis der thermischen Reserven ein genaueres Bild der kritischen Temperaturen, die i.d.R. *nicht direkt messbar* sind. Sie können aber mit Hilfe von detaillierteren **thermischen Ersatzschaltbildern** parallel zu den Lastveränderungen als transienten Temperaturverläufe berechnet werden [304], Bild 6.4.8-1 (rechts) und 6.4.8-2. Damit lassen sich *Prognosen* für die nicht direkt messbare Heißpunkttemperatur und für die maximal *zulässige Dauer* eines Überlastzustandes aufstellen.

Anmerkung: Die thermische Belastungsfähigkeit eines Transformators wird nicht nur durch die Aufheizung der Wicklungen und des Öles bestimmt. Thermische Grenzen sind auch bei den angeschlossenen *Komponenten* (**Durchführungen** und **Stufenschalter** [297]) zu beachten. Wegen der sehr viel *kürzeren thermischen Zeitkonstanten* können die Komponenten die Überlastungsfähigkeit des Transformators zeitlich erheblich einschränken. Bei der Spezifizierung der Komponenten ist dies durch Vorgabe entsprechend hoher Nenndaten zu berücksichtigen.

b) Alterung, Schädigung und Diagnose

Für den Betreiber ist nach jahre- bzw. jahrzehntelangem Betrieb die Einschätzung des Isolationszustandes und der Lebensdauerreserven praktisch nicht möglich. **Alterung** und **Schädigungen** können im Betrieb durch *thermische Belastungen* (Heißpunkttemperaturen), durch *elektrische Entladungen* (Teilentladungen, Lichtbögen), durch *chemische Einflüsse* (Oxydation, Hydrolyse, Elektrolyse, katalytische Reaktionen) oder durch *mechanische Belastungen* (Kurzschlussstromkräfte, Lockerung von Verspannungen) auftreten. Außerdem ist mit Veränderungen in den **Komponenten** (*Durchführung, Stufenschalter, magnetische Kreise, Kühlsystem, Überwachungs- und Monitoring-System*) zu rechnen.

Mit einer großen Zahl **diagnostischer Methoden**, die in Kap. 6.4 erläutert sind, wird versucht, den *aktuellen Isolationszustand* zu er-

halten. Ein konsistentes Bild ergibt sich i.d.R. nur durch Betrachtung mehrerer Indikatoren und auf der Basis einschlägiger Standards und Erfahrungen sowie durch *Trendanalyse* verschiedener Kenngrößen [294], [298], [299], [300], [301]. Nachfolgend können deshalb nur einige Grundzüge beschrieben werden (Einige *Grenzwerte* sind als sehr grobe *Orientierung* genannt):

Ölanalysen haben wegen der einfachen Verfügbarkeit von Ölproben eine überragende Bedeutung: **Elektrischer Festigkeitsverlust** des Öles lässt sich direkt an *Durchschlagspannungsmessungen* ($> 30 \dots 50 \text{ kV}$ [301], Bild 3.3-6) und indirekt an Messungen des *Feuchtigkeitsgehaltes* ($w_{\text{rel}} < 20 \dots 30 \%$ [294], Bild 3.3-4) und der Partikelzahl erkennen. Fortschreitende **Alterung** ist an der *Verfärbung* des klaren Isolieröls über die Farben gelb bis dunkelbraun, an einer Erhöhung des *Verlustfaktors* ($< 0,3 \dots 1 \%$ bei Raumtemp. [298], [294] bzw. $< 100 \%$ bei 90°C [301]), am *Säuregehalt* (Neutralisationszahl $< 0,18 \dots 0,5 \text{ mgKOH/g}$ [294], [298], [301]), an der *Grenzflächenspannung* ($> 24 \text{ dynes/cm}$ [294]) oder an der Bildung von nichtlöslichem *Schlamm* erkennbar.

Gas-in-Öl-Analysen sind das leistungsfähigste Werkzeug für die Erkennung und Klassifizierung **thermischer, elektrischer und chemischer Fehler**, Kap. 6.4.3.2 [300].

Analyse von Papierproben erlauben *direkte Aussagen* über die Eigenschaften der festen Isolation. Die Entnahme ist aber sehr aufwendig, nicht zerstörungsfrei und u.U. nicht repräsentativ, weil Proben nur aus Randbereichen und niemals in der Nähe des Heißpunktes entnommen werden können. Der vollständige bzw. kritische **Verlust der mechanischen Festigkeit** von Zellulosefasern ist an der Faserlänge, d.h. an *durchschnittlichen Polymerisationsgraden* (DP-Werten) unter 200 bzw. 400 erkennbar [299]. **Elektrische Festigkeit, Alterungsgeschwindigkeit** (Bild 3.3.2-6) und **thermische Belastungsfähigkeit** (Gl. 6.4.8-1) hängen von der *Feuchte des Papiers* ab, die normalerweise unter 2 % bleiben sollte [294].

Indirekte Aussagen über das Papier sind über *gas- und flüssigkeitschromatographische Analysen* des Öles möglich. **Zersetzung von Papier** wird durch CO (< 1400 ppm), CO_2 (< 10000 ppm) und *Furfural* (< 15 ppm) angezeigt [299]. Für *Furane* wird eine Beziehung zum *Polymerisationsgrad* angegeben (250 ppb entspricht DP 400, 1000 ppb entspricht DP 330 bis 230, 2500 ppb entspricht DP 200 [299]).

Anmerkung: Aussagen über die *Feuchtigkeit im Papier* aus Feuchtigkeitsgehalten des Öles mit Hilfe von *Gleichgewichtskurven* ist nur sehr eingeschränkt möglich, weil die Einstellung von *Gleichgewichtszuständen* konstante Temperaturen über lange Zeiten erfordert.

Dielektrische Messungen werden in zunehmendem Maß zur Analyse von **Feuchtigkeit im Papier** eingesetzt, vgl. Kap. 6.4.7. Die Interpretation erfordert ein hohes Maß an Erfahrung, um die Parameter *Ölleitfähigkeit*, *Geometrie*, *Alterung* und *Feuchtigkeit* trennen zu können [231], [237]. Messungen können zwar selektiv zwischen einzelnen Wicklungen durchgeführt werden, eine genauere Ortsauflösung ist aber nicht möglich, so dass die durchaus vorhandenen Feuchtigkeitsprofile innerhalb der Isolation nicht erkennbar sind, Kap. 6.4.7.2.

Netzfrequente Verlustfaktoren und Isolationswiderstände der Hauptisolation zwischen den Wicklungen können durch starke **Alterung des Öls** oder durch **leitfähige Ablagerungen** auf den Isolierstoffoberflächen stark erhöht werden. *Verlustfaktoren* sollten unter 0,9 bis 2 % bleiben [298], [294].

Elektrische Wiederholungsprüfungen werden wegen des Aufwandes sehr selten für diagnostische Zwecke an betriebsgealterten Transformatoren eingesetzt. Sie werden mit *reduzierten Prüfpegeln*, z.B. mit 80 % durchgeführt. Für die Diagnose eignen sich dabei vor allem *Teilentladungsmessungen* ($q < 500$ pC [295] bzw. 500 ... 2500 pC [298]) sowie der Vergleich von *Transferfunktionen*, Kap. 7.1.3.5, 6.4.2 und 6.4.6.

Für strategisch wichtige Großtransformatoren im Verbundnetz kann auch ein *On-line-Monitoring* wirtschaftlich gerechtfertigt sein,

um rasch fortschreitende Fehlerentwicklungen auch zwischen den routinemäßigen Kontrollen zu erfassen, Kap. 6.4.8.1.

c) Werterhaltende Maßnahmen

Auch bei Transformatoren tritt im Zuge der normalen Alterung eine Abnahme der elektrischen, der mechanischen und der thermischen Belastungsfähigkeit ein. Zusätzliche Schädigungen können den Festigkeitsverlust beschleunigen, Bild 7.1.3-16. Früher wurden Wartungsarbeiten oder Neuinvestitionen nach Ablauf bestimmter Zeitintervalle vorgenommen (*zeitbasierte Instandhaltung*). Da es sich bei großen Transformatoren um sehr wertvolle Betriebsmittel handelt, ist es heute üblich, werterhaltende Maßnahmen auf der Grundlage diagnostischer Zustandsanalysen durchzuführen, um eine möglichst lange Lebensdauer zu erreichen (*zustandsorientierte Instandhaltung*), Bild 7.1.3-16. Es wäre auch denkbar, einen Transformator bis zum tatsächlichen Ausfall zu betreiben (*ereignisorientierte Instandhaltung*). Diese Strategie ist aber nur für kleine Transformatoren sinnvoll, die unmittelbar ersetzt werden können und bei denen werterhaltende Maßnahmen unverhältnismäßig teuer wären.

Wererhaltende bzw. lebensdauerverlängernde Maßnahmen sind bei Öltransformatoren v.a.

- Ölaufbereitung, notfalls Öltausch,
- Trocknung der Isolation,

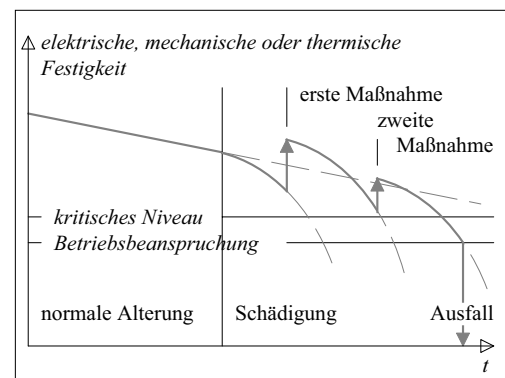


Bild 7.1.3-16: Werterhaltende Maßnahmen an Transformatoren (schematisch).

- Ersatz der Wicklungen,
- Wartung und Austausch von Komponenten (Stufenschalter, Durchführungen, Dichtungen)

Nachfolgend werden vor allem die ersten beiden Punkte betrachtet [299].

Öl wird vor allem durch die Aufnahme von Gas (Sauerstoff), Wasser, Alterungsprodukten (Säuren, Schlamm) und Partikel sowie durch den Abbau von Inhibitoren geschädigt.

Feuchtigkeit und Gas im Öl können gleichzeitig durch eine *Vakuum-Entgasungsanlage* entfernt werden, Bild 5.4.2. Die für die Anwendung von Wärme und Vakuum erforderlichen Kosten sind zu beachten. Weiterhin können Feuchtigkeit und Sauerstoff durch *Beblasen des Öles mit trockenem Stickstoff* schnell und effektiv aufgrund der entsprechenden Partialdruckgefälle entfernt werden. Dadurch ergibt sich eine Reduzierung der alterungsbeschleunigenden Komponenten O_2 und H_2O , es tritt jedoch eine Sättigung mit Stickstoff ein. Trocknung und Entfernung von Sauerstoff ist auch durch die Bildung von *Stickstoff-Schaum* bei Unterdruck möglich. Feuchtigkeit allein kann mit Hilfe von *wasserabsorbierenden (hygroskopischen) Filtermaterialien* (Zellulose, Molekularsieb, Zeolithe [306], Mikro-Fiberglas) entfernt werden. Die gesättigten Filter müssen rechtzeitig ausgetauscht oder regeneriert (getrocknet) werden, außerdem ist die Absonderung von Partikeln (z.B. Zellulosefasern) zu vermeiden.

Partikel (z.B. feuchte Fasern, Metall, Kohlenstoff) müssen aus dem Öl durch *Filtration* entfernt werden. Für eine gute Filterwirkung (auch bei kleinen Partikeln) sind Öldurchfluss, Filter und Porengröße aufeinander abzustimmen. Das Filter darf nicht selbst als Quelle für Fasern oder durch Unterdruck gebildete Blasen wirken. Die Filterung im Bypass ist weniger effektiv als eine Filterung beim Ablassen von und Neubefüllen mit Öl.

Schlamm und Alterungsprodukte, die den Verlustfaktor des Öles erhöhen, können durch *Aluminiumsilikat* (Bleicherde, Fuller-Erde)

absorbiert werden. Schwer lösliche Rückstände in der festen Isolation müssen durch ein *Regenerieröl* oder durch das Betriebsöl bei erhöhten Temperaturen herausgelöst werden. Bei starker Verschlammung müssen die Oberflächen mit Öl *besprüht* bzw. *gewaschen* sowie Wärme-Vakuum-Zyklen unterworfen werden.

Feuchtigkeit in der festen Isolation kann durch (einmalige) Trocknung des Öls praktisch nicht reduziert werden, weil das Öl nur einige 10 ppm, die Zellulose aber einige % Wasser enthält. Der Konzentrationsunterschied beträgt etwa einen Faktor 1000 und der Löwenanteil des Wassers (ca. 99%) ist in der Zellulose gebunden. Eine **effektive Trocknung** kann durch *hohe Temperaturen* in der Isolierung und *niedrige Wasserdampfpartialdrücke* in der Umgebung auf verschiedene Weise erreicht werden:

1. Zirkulation von 85 bis 100 °C **heißem Öl** durch Transformator und Entgasungsanlage.
2. **Besprühen** der Wicklungen mit 90 bis 120 °C heißem Öl unter **Vakuum** bei 5 – 10 mbar, Feintrocknung bei 1 mbar.
3. **Kombinierte Prozesse** mit zyklischer Heißluft- und Sprühölheizung sowie zyklischer Vakuum- und Ölumlauf-trocknung.
4. **Vapour-Phase-Trocknung** durch Verdampfung und Kondensation eines Solventes zur Wärmeübertragung auf die Wicklungen, mit Abscheidung von Kondensat und Wasser, mit anschließender Rückverdampfung des Solventes durch Druckabsenkung und mit Feintrocknungsphase unter Vakuum [302].
5. Resistive **Erwärmung der Wicklungen** auf 110 bis 120 °C mit Gleichstrom oder Wechselstrom niedriger Frequenz (*LFH Low Frequency Heating*), Ablassen des Öles, Trocknung unter **Vakuum**, Füllen mit aufbereitetem Öl, ggf. Wiederholung des Zyklus [307].

Die feuchtigkeitshaltige feste Isolation schrumpft durch den Wasserentzug bei der Trocknung, so dass bei zu intensiver Trocknung die *Verspannung der Wicklungen gelockert* werden kann.

Anmerkung: Trocknungsversuche mit dem LFH-Verfahren ergaben an einem ausgemusterten 110 kV/ 31,5 MVA-Transformator (Baujahr 1955) eine *Reduktion des Feuchtigkeitsgehaltes* von 2 bis 2,7 % auf 0,5 bis 1,5 % (gemessen mit KF-Titration an Materialproben), je nach Position und Dicke der Barrieren, Leisten und Druckklötze. Die *Wicklungspressung* reduzierte sich um bis zu 30 %, was einer Längenänderung der Wicklung von knapp 0,1 % entspricht, wie sie auch bei der Abkühlung des Transformators um 40 K auftreten würde [308].

Online-Maßnahmen zur permanenten Reinigung und Trocknung des Öles nutzen das in einem Bypass zirkulierende *Öl als Transfermedium* mit dessen Hilfe (sehr langsam und über lange Zeit hinweg) Feuchtigkeit und Alterungsprodukte auch aus den Wicklungen entfernt werden können. Auch kurzfristig hat die Entfernung von Partikeln und Feuchtigkeit aus dem Öl bereits einen festigkeitssteigernden Einfluss.

Der Betrieb des Transformators darf durch die Trocknungssysteme nicht beeinträchtigt werden, z.B. durch das Risiko von Ölverlusten, Gasblasenbildung oder Erwärmung des Öles. Dies kann z.B. durch Anbindung der Trocknungsanlage an das Ölausdehnungsgefäß erreicht werden.

Anmerkung: Für die Trocknung des Öls sollte keine Entgasung unter Vakuum sondern die *Absorption in hygroskopischen Filtermaterialien* wie Zellulose [303]

oder Zeolithe [306] eingesetzt werden, wenn die im Öl enthaltenen Schadgase als Indikatoren für die *Gas-in-Öl-Analyse* erhalten bleiben sollen. Zellulosefilter sollten gekühlt werden, damit sich im Filter ein höherer Feuchtigkeitsgehalt einstellen kann als in der Isolation des Transformators.

Anmerkung: Die Online-Öltrocknung ist weniger eine Maßnahme, die einen stark durchfeuchteten Transformator nachträglich trocknen soll. Es bietet sich eher an, schon bei neueren Transformatoren vorbeugend Online-Trocknungssysteme in Betrieb zu nehmen, um den langsamen Befeuchtungsprozess durch einen (ebenfalls langsamen) Entfeuchtungsprozess zu kompensieren.

7.1.4 Kondensatoren

Hochspannungskondensatoren für Wechselspannungen werden in unterschiedlichen Anwendungen eingesetzt, Bild 7.1.4-1:

- In Hochspannungsschaltern mit mehreren in Reihe liegenden Schaltstrecken stellen **Steuerkondensatoren** im geöffneten Zustand eine definierte kapazitive Spannungsaufteilung sicher.
- **Koppelkondensatoren** dienen der Einkopplung hochfrequenter Signale auf Energieübertragungsleitungen.
- **Kompensations- (Phasenschieber-) kondensatoren** sollen die induktive Blindleistung im Netz kompensieren.

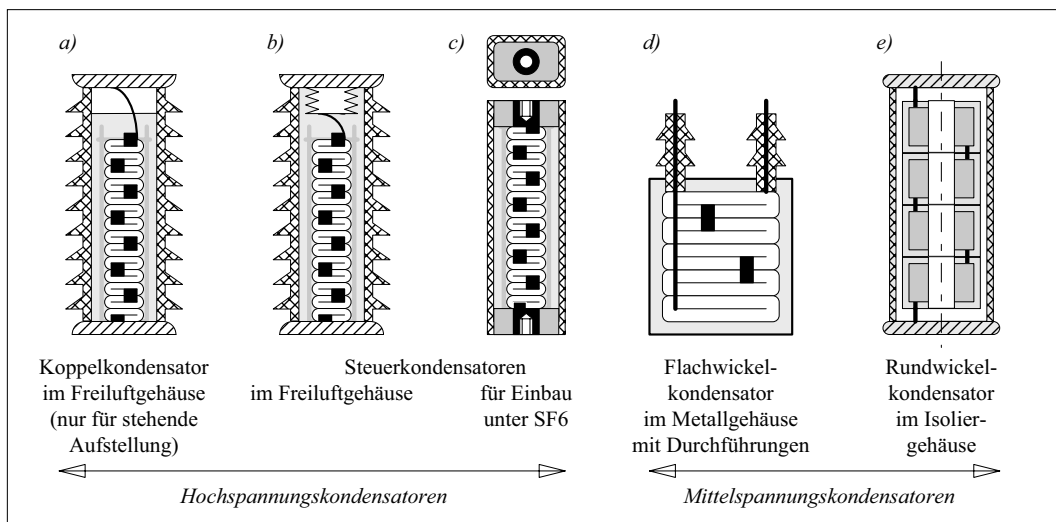


Bild 7.1.4-1: Beispiele für Hoch- und Mittelspannungskondensatoren in verschiedenen Ausführungen (schematisch).

- **Messkondensatoren** dienen als Vergleichskondensatoren in Brückenschaltungen, als kapazitive Vorwiderstände, als Impedanzen in kapazitiven Spannungsteilern und als Koppelkondensatoren für die Auskopplung von Teilentladungsimpulsen.

Anmerkung: Auf die Besonderheiten von **Gleichspannungs- und Stoßkondensatoren** wird in den Kap. 7.2 und 7.3 eingegangen.

Kondensatoren bestehen aus einem *Gehäuse* und einem „*Aktivteil*“, das ein hochbelastetes Dielektrikum zwischen zwei Elektroden enthält. Je nach Anwendung sind unterschiedliche Gehäuseformen, Durchführungen und Anschlüsse üblich, Bild 7.1.4-1.

7.1.4.1 Aufbau des Dielektrikums

Für die optimale Nutzung des zur Verfügung stehenden Volumens muss ein Dielektrikum gewählt werden, das eine möglichst hohe *Energiedichte*

$$w = \frac{1}{2} \epsilon E_{\max}^2 \quad (7.1.4-1)$$

erlaubt. D.h. das Dielektrikum sollte vor allem eine hohe *zulässige Feldstärke* $E_{\max}$ und möglichst auch eine hohe relative *Dielektrizitätszahl* ϵ_r aufweisen.

Hohe Energiedichten sind mit *ölimprägniertem Papier*, mit *Mischdielektrika* aus Papier und Kunststofffolien und mit „*Allfilm*“-*Dielektrika* erreichbar. Dabei wird das klassische Mineralöl bei besonderen Anforderungen auch von dünnflüssigen synthetischen Isolierflüssigkeiten ersetzt, Kap. 5.4.3.3.

Durch Aufwickeln von Papier (und/oder Kunststoff-Folien) mit zwei metallischen Folien entstehen Kondensatorwickel, Bild 5.4-7 und 5.5-7. Die Energiedichte wird *maximal*, wenn das Dielektrikum nur aus einer begrenzten Zahl dünner Schichten aufgebaut wird, Kap. 2.4.3.3: Bei *großen Isolationsdicken* ist die Feldstärke im homogenen Feld zwischen den metallischen Belägen auf niedrige Werte begrenzt, weil an den scharfkantigen Belagsrändern hohe *Kantenfeldstärken* entsteht, Bild

2.4-20. Mit abnehmender Isolationsdicke verbessert sich das Verhältnis E_{Rand}/E_0 und die Energiedichte im Dielektrikum nimmt zu, Bild 2.4-21. Bei sehr *kleinen Isolationsdicken* führt das feste Totvolumen der Metallfolien zu einer Reduzierung der resultierenden Energiedichte, Bild 2.4-20 und Gl. (2.4-37).

Praktische Maxima liegen bei Isolationsdicken von mehreren 10 μm , die i.d.R. aus 4 bis 5 Lagen von 10 bis 20 μm starken *Kondensatorpapieren* und/oder Folien gewickelt werden. Kurzzeitig zulässige Effektivwerte der Feldstärke im homogenen Feldbereich liegen bei ca. 50 V/ μm (= 50 kV/mm). Damit kann ein einzelner Wickel nur Prüfspannungen von wenigen kV isolieren. Hochspannungskondensatoren bestehen deshalb aus einer *Reihenschaltung vieler Einzelwickel*. Zu diesem Zweck werden die Rundwickel vom Wickeldorn abgezogen, zu Flachwickeln gepresst und in einem isolierenden Gestell gestapelt. Die Kontaktierung erfolgt entweder durch Zungen, die in die Wickel eingelegt werden (vgl. Bild 5.5.7) oder als Stirnkontaktierung an den nach links und rechts aus dem Wickel überstehenden Metallfolien (Bild 2.4-20 oben).

Anmerkung: Die Art der Kontaktierung und die Position der Zungen beeinflusst in starkem Maße den Beitrag eines Wickels zur *Induktivität* des Stromkreises [113], vgl. Kap. 7.3.3.2 (Die sog. „Kondensatorinduktivität“). Niedrige Induktivitäten sind besonders bei flächigem Stirnkonakt aller Windungen erreichbar.

Eine Steigerung der zulässigen Feldstärken ist nicht nur durch Verwendung von *Kunststoff-Folien* und synthetischen *Isolierflüssigkeiten* möglich. Festigkeitssteigernd wirkt sich auch eine *Verrundung des Metallfolienrandes* aus, z.B. durch Umschlagen der Folienränder oder durch die beim Laserschnitt angeschmolzenen Kanten.

7.1.4.2 Trocknung und Imprägnierung

Die im Isoliergestell gestapelten und verschalteten Wickel werden, sofern das Dielektrikum **Papier** enthält, bei erhöhter Temperatur unter

Vakuum getrocknet, nachgepresst und unter Vakuum mit Öl geflutet, Bild 5.4-2 und 5.5-10. Am imprägnierten Stapel kann ein Kapazitätsabgleich durch Öffnen vorher gesetzter Brücken erfolgen. Dadurch wird der Kurzschluss von Abgleichwickeln aufgehoben. Nach Montage des Stapels im Gehäuse erfolgt die Evakuierung und die Flutung mit Öl.

In **Mischdielektrika** werden abwechselnd Papiere und Kunststoff-Folien aufgewickelt. Das Papier dient dabei als *Imprägnierdocht*, durch den das Imprägniermittel zwischen die Folien gelangt, Bild 5.3-6. Die Imprägnierung von Spalten, die nicht mit dem Papier in Verbindung stehen, kann (verzögert) durch Diffusion durch die Folien hindurch erfolgen.

Aufgrund der *Feldverdrängung* werden i.d.R. die Kunststoff-Folien be- und die Papiere entlastet. Damit trägt das *Papiervolumen* weniger stark zur Energiespeicherung bei und sollte deshalb so *gering* wie möglich gehalten werden. Außerdem bildet die Festigkeit des Papiers oft die Grenze für die Belastbarkeit des Dielektrikums.

Bei „**All-Film-Kondensatoren**“ wird gänzlich auf Papier verzichtet, um die hohe Festigkeit des Kunststoffdielektrikums voll nutzen zu können. Die Imprägnierung ist mit *düninflüssigen Isolierflüssigkeiten* möglich (Kap. 5.4.3.3) und erfordert eine raue oder geprägte Oberfläche, Bild 5.3-6. Voraussetzung ist ein ausreichender „*Space-Faktor*“ zwischen den aufeinanderliegenden Folien. Die locker gestapelten Wickel werden direkt *im Gehäuse* kurz unter Vakuum getrocknet, imprägniert und „nass“ nachgepresst, Bild 5.4-7.

All-Film-Kondensatoren können für gasisierte Schaltanlagen auch **ölfrei** mit SF₆- Gasimprägnierung in einem druckfesten Isolierrohr ausgeführt werden.

7.1.4.3 Kondensatorbauarten

Kondensatoren im **Hochspannungsbereich** erhalten meist *isolierende Gehäuse*, weil dadurch kein Volumen für eine Querisolierung verloren geht und weil zusätzliche Hochspan-

nungsdurchführungen entfallen, Bild 7.1.4-1 a), b), c). Hochspannungskondensatoren werden i.d.R. aus Flach- und nicht aus Rundwickeln gestapelt, um bei der Reihenschaltung vieler Wickel eine sinnvolle Bauhöhe einzuhalten. Im **Mittelspannungsbereich** ist der Aufwand für Querisolierungen und Durchführungen erheblich geringer, so dass auch *rechteckige metallische Gehäuse* eingesetzt werden. Sie bieten in Verbindung mit Flachwickeln eine günstige Raumausnutzung, Bild 7.1.4-1 d).

Kondensatoren für *Freiluftaufstellung* benötigen ein witterungsbeständiges **Gehäuse** mit entsprechender Kriechwegverlängerung, Bild 7.1.4-1 a) und b). Meist kommen beschirmte Porzellanisolatoren zum Einsatz. Bei *Innenraumaufstellung* oder bei Einsatz unter *Druckgas* (SF₆) sind glatte oder schwach profilierte Isolierrohre ausreichend.

Die **Wärmedehnung** von Dielektrikum und Imprägniermittel kann bei stehenden Kondensatoren durch ein *Gaspolster* (i.d.R. N₂) kompensiert werden, Bild 7.1.4-1 a) und e). Beliebige Einbaulagen sind durch den Einsatz von *Faltenbälgen oder Dehnzellen*, Bild 7.1.4-1 b), und durch den Einsatz *verformbarer rechteckiger Gehäuse* möglich Bild 7.1.4-1 c) und d). Dadurch ergeben sich besonders kompakte Bauformen für den Einsatz in gasisolierten Schaltanlagen, vgl. auch Bild 5.4-1.

7.1.4.4 Messkondensatoren

Messkondensatoren müssen besondere Anforderungen erfüllen und unterscheiden sich deshalb vielfach von den beschriebenen Bauformen.

Zunächst finden **ölimprägnierte Flachwickelkondensatoren** Verwendung als *Koppelkondensatoren* in Teilentladungsmesskreisen und als Oberspannungskondensatoren in kapazitiven *Spannungsteilern*. Dabei ist zu prüfen, ob die Spannungsabhängigkeit der Kapazität in tolerierbaren Grenzen bleibt. Die Temperaturabhängigkeit der Kapazität kann bei besonderen Anforderungen durch Kombination

von dielektrischen Werkstoffen kompensiert werden.

Für besondere Anforderungen an Spannungs-, Temperatur- und Frequenzkonstanz können druckgasisolierte Kondensatoren, sog. **Pressgaskondensatoren**, mit geometrisch exakt definierter Kapazität in einer Schutzringanordnung eingesetzt werden, Bild 6.4.1-3. Durch die Schutzringanordnung besteht bei *Pressgasteilern* keine Empfindlichkeit bzgl. Erdstreukapazitäten. Das Dielektrikum ist im Vergleich zu anderen technischen Isolierstoffen extrem verlustarm, linear, temperaturkonstant und frequenzunabhängig. Es kann deshalb besonders gut für *Vergleichs- bzw. Normal-kondensatoren* in Brückenschaltungen eingesetzt werden, Bild 6.4.1-1. Wegen der großen Isolationsabstände im Gas sind aber nur verhältnismäßig kleine Kapazitätswerte möglich.

7.1.5 Leistungsschalter

Die Aufgabe von Leistungsschaltern besteht in der sicheren *Unterbrechung von Betriebs- und Kurzschlussströmen* sowie in der Isolation der über den getrennten Schaltkontakten *wiederkehrenden Spannung* [20], [47], [186], vgl. Kap. 3.2.7.2. Für die Auswahl eines Leistungsschalters sind vor allem die zulässigen *Stromkennwerte* des Schalters

I_{rS}	Bemessungsstrom,
I_{sS}	Stoßkurzschlussstrom,
I_{thS}	thermisch gleichwertiger Kurzzeitstrom sowie
I_{aS}	Ausschaltwechselstrom

mit den konkreten im Netz auftretenden *Beanspruchungen* I_{bN} , I_{sN} , I_{thN} sowie I_{aN} zu vergleichen. Bei aperiodischen Kurzschlussströmen mit sog. „Gleichstromkomponente“ ist die Beanspruchung der Schaltstrecke größer und es müssen u.U. leistungsfähigere Schalter ausgewählt werden [20].

Anmerkung: Neben den Leistungsschaltern gibt es für andere Aufgaben noch weitere Schalter, an die geringere Anforderungen gestellt und die hier nicht weiter

behandelt werden sollen: Beispielsweise dienen *Trennschalter* der Herstellung einer sicheren Trennstrecke, ohne dass Ströme geschaltet werden müssen. *Erdungsschalter* müssen eine sichere Erdverbindung gewährleisten, *Lastschalter* sind in der Lage, Betriebs- und gewisse Überströme zu schalten, können aber Kurzschlussströme nicht beherrschen. *Lasttrennschalter* kombinieren die Funktionen von Last- und Trennschaltern [20].

7.1.5.1 Entwicklung der Schaltgeräte

Die ersten leistungsfähigen Schalter waren **Ölschalter**, bei denen der nach der Kontakttrennung entstehende Lichtbogen im Öl brennt. Durch Aufheizen, Verdampfen und Zersetzen des Öls, sowie durch Wärmeübertragung wird dem Bogen Energie entzogen, bis er erlischt. Die lange Löschzeit (10 bis 20 Halbwellen), das begrenzte Schaltvermögen und das Brand- und Explosionsrisiko führten zur Entwicklung sogenannter **ölarmer Schalter**. Dabei brennt der Lichtbogen in einer sehr engen Schaltkammer, die Nuten zur Aufnahme des Löschmediums (Öl oder auch Wasser) enthält. Die adiabatische Expansion beim Zurückziehen des Schaltstiftes, das heftig ausströmende dampfförmige Löschmedium und ggf. eine erzwungene Ölströmung führen zu einer effektiveren Kühlung des Lichtbogens.

Ein sehr einfaches Prinzip wurde für kleinere Leistungen im Mittelspannungsbereich durch den sog. **Hartgasschalter** verwirklicht. Dabei setzt der Lichtbogen ein gasförmiges Löschmedium als Zersetzungsgas in Form von Wasserstoff und Kristallwasser an der Oberfläche eines Löschrohres aus Isolierstoff frei.

Die Entwicklung der **Druckluftschalter** erlaubte den Verzicht auf jegliche Löschflüssigkeit. Der Bogen wird dabei mit Druckluft unter 15 bis 21 bar und hoher Geschwindigkeit beblasen und so intensiv gekühlt, dass ein Verlöschen im ersten oder zweiten Nulldurchgang erfolgt. Beim *Freistrahlschalter* bebläst die Druckluft einen im Freien brennenden Bogen. Beim *Löschkammerschalter* wird die Druckluft in einer geschlossenen Kammer durch Kompression bei der Bewegung des Schaltkontakts erzeugt [47].

Mit der Entwicklung von **SF₆-Druckgasschaltern** für den Mittel-, Hoch- und Höchstspannungsbereich (von ca. 20 bis ca. 400 kV) und von **Vakuumschaltern**, die im Mittelspannungsbereich dominieren, waren die vorgenannten Schalterprinzipien überholt, sie befinden sich teilweise aber noch im Netz.

Hochspannungsschalter mussten früher grundsätzlich durch *Reihenschaltung mehrerer kapazitiv gesteuerter Schaltstrecken* realisiert werden. Inzwischen reicht hierfür bis 400 kV eine einzige SF₆-Druckgasschaltkammer aus.

7.1.5.2 SF₆-Druckgasschalter

Schwefelhexafluorid (SF₆) besitzt als elektronegatives Gas überragende **Isolationseigenschaften** und eignet sich deshalb besonders für die Isolation der wiederkehrenden Spannung über den geöffneten Schaltkontakten. Bei tiefen Umgebungstemperaturen kommen Mischungen von SF₆ und Stickstoff zum Einsatz, vgl. Kap. 3.2 und 5.1.2.

Außerdem besitzt SF₆ hervorragende **Löscheigenschaften**, weil sehr viel Energie erforderlich ist, um SF₆ in ein Bogenplasma zu zerlegen. Nach Verlöschen des Bogens tritt deshalb auch eine sehr rasche und praktisch vollständige Neubildung von SF₆-Molekülen unter Rekombination der Ladungsträger und Wiederanstieg der elektrischen Festigkeit ein. Ein weiterer Vorteil von SF₆ besteht darin, dass sich nicht, wie bei anderen elektronegativen Gasen, freier Kohlenstoff als Zersetzungsprodukt bilden kann [187].

a) Prinzipielle Funktionsweise

Für SF₆-Leistungsschalter gibt es zwei Prinzipien: Im *Blaskolbenschalter* wird das Löschgas mit Hilfe eines Kolbens in die Düse der Löschkammer geblasen, Bild 7.1.5-1. Im *Selbstblasschalter* wird der zum Löschen erforderliche Kompressionsdruck durch die thermische Expansion des Bogens erzeugt. Hierfür sind jedoch genügend hohe Ströme

erforderlich. Reale Schalter kombinieren deshalb oft beide Prinzipien.

In einem geschlossenen **Blaskolbenschalter** fließt der Strom über außen liegende, sehr niederohmige Kupfer-Kontaktstücke A, B und C, Bild 7.1.5-1 a). Beim Öffnen des Schalters zieht die Buchse E das Kontaktstück B über einen Anschlag innerhalb von ca. 30 ms nach rechts, Bild 7.1.5-1 b). Die Energie des Antriebs stammt aus einem *Feder- oder Druckluftspeicher*. Zunächst erfolgt die Kontakttrennung zwischen den Kontaktstücken A und B und der Strom wird auf die innen liegenden *Wolfram-Kupfer Kontakte* D und E kommutiert. Kontaktstück B wirkt gleichzeitig als Kolben, durch den das SF₆-Gas in einer *Druckkammer* komprimiert wird. Nach Trennung der Kontakte D und E entsteht der Lichtbogen, der – sobald die *Düse* aus Teflon freigegeben ist – von dem aus der Druckkammer strömenden Gas intensiv in axialer Richtung beblasen wird, Bild 7.1.5-1 c).

Durch die intensive *Kühlung* übersteigt die Wärmeabfuhr im Bereich des Stromnulldurchgangs die zugeführte Wärmeleistung $R \cdot i^2$ erheblich und es kommt zur Temperaturabsenkung des Bogenplasmas. Unterhalb von ca. 3000 K verliert dieses weitgehend seine Leitfähigkeit und der Lichtbogen erlischt, bei modernen Schaltern bereits im ersten *Nulldurchgang*. Dabei ist darauf zu achten, dass der Stromabriss nicht schon vor dem Stromnulldurchgang eintritt, weil durch hohe Stromänderungsgeschwindigkeiten $\partial i / \partial t$ erhebliche Überspannungen $L \cdot \partial i / \partial t$ an induktiven Betriebsmitteln im Netz auftreten können. Bereits ein *Stromabriss* bei 4 A kann kritisch sein.

Auch nach der Lichtbogenlöschung muss die Kühlung durch Beblasung fortgesetzt werden, um die Trennstrecke zu entionisieren. Die *Wiederverfestigung* der Gasstrecke muss schneller erfolgen als der Anstieg der wiederkehrenden Spannung $u(t)$, Bild 7.1.5-1 d). Dies kann z.B. für einen 110 kV-Schalter bei Drücken von 4 bis 6 bar und Öffnungsgeschwindigkeiten von 4 bis 5 m/s erreicht werden. Kommt es wegen mangelnder Festigkeit der Trennstrecke oder wegen hoher Einschwing-

spannungen im Netz zu erneuten Durchschlägen spricht man von *Wiederzündungen* (bis 5 ms) oder *Rückzündungen* (nach 5 ms). In diesen Fällen muss im nächsten Stromnulldurchgang gelöscht werden. Das komprimierte Gas reicht für mehrere Löschkversuche. Für eine erfolgreiche Löschung ist deshalb die Höhe der *transienten Einschwingspannungen* (wiederkehrenden Spannungen) im Netz von großer Bedeutung [20].

Anmerkung: Ein Durchschlag der sich wieder verfestigenden Strecke wird als *thermische Rückzündung* bezeichnet, wenn die Leitfähigkeit des Gases noch zu hoch ist bzw. als *dielektrische Rückzündung*, wenn die Strecke noch nicht von Ladungsträgern freigeräumt ist.

Beim *Schließen* der Schaltkontakte wird zunächst die Düse durch die Buchse E verschlossen, Bild 7.1.5-1 e). Anschließend erfolgt die Kompression des Schaltergases im linken Teil der Schaltkammer. Der sich ergebende Druckanstieg verhindert einen vorzeitigen Durchschlag. Zum Durchschlag und Lichtbogen kommt es erst kurz vor der galvanischen Berührung der Kontaktstücke, so dass die thermische Belastung gering bleibt und Aufschmelzungen und Verschweißungen vermieden werden. Man spricht dabei von der sog. *Einschalt-sicherheit*.

b) Lichtbogenmodelle

Die zulässigen Ausschaltströme werden von den sehr komplexen gasdynamischen Vorgängen in der Schaltkammer bestimmt, die nur sehr schwer beschreibbar sind. Die Auslegung der Schalter erfolgte deshalb in der Vergangenheit weitgehend auf der Basis von Erfahrungen und Versuchen. Steigende Kurzschlussleistungen im Netz, verbunden mit der Forderung nach Zuverlässigkeit der Schalter, erfordern ein verbessertes Verständnis des Lichtbogenverhaltens. Dabei werden zwei Ziele verfolgt:

Zum ersten soll das Zusammenwirken des Schalters mit dem elektrischen Netzwerk mit Hilfe **globaler Modelle** beschrieben werden. Hierfür ist nicht unbedingt ein tiefes Verständnis der physikalischen Prozesse erforderlich. Häufig ist es ausreichend, den Lichtbogen mit

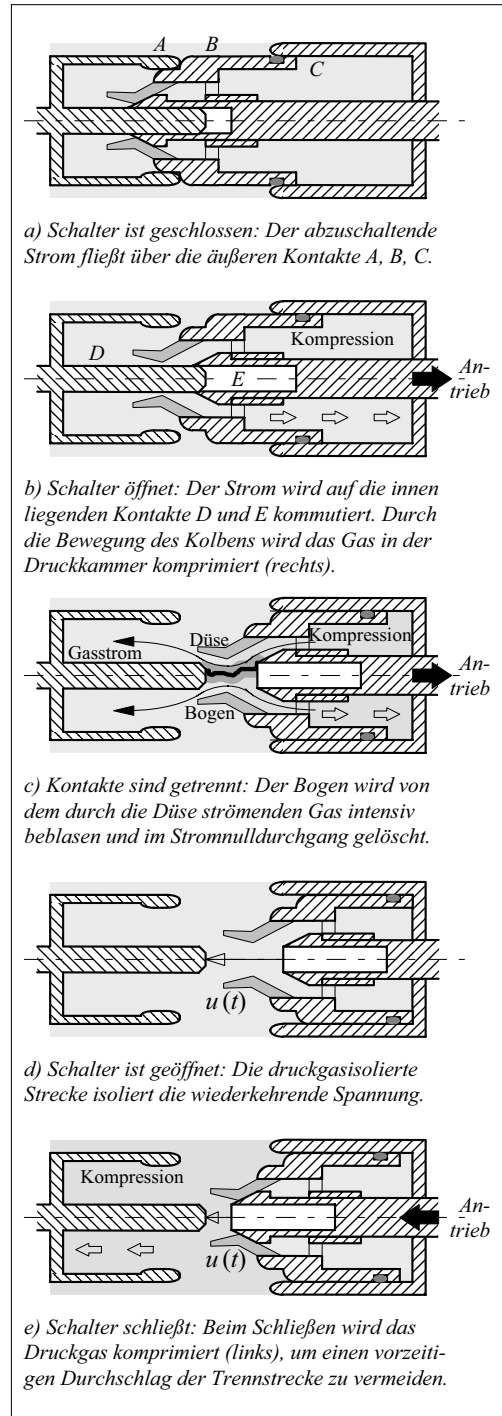


Bild 7.1.5-1: Prinzip eines Druckgas-Blaskolben-Leistungsschalters, a) bis d) beim Öffnen, d) und e) beim Schließen (schematisch).

einem Zweipolmodell als „black box“ zu beschreiben. Ausgehend von globalen makroskopischen Bogeneigenschaften wird oft aus einer Energiebilanz eine Differentialgleichung für den Leitwert G des Bogenplasmas aufgestellt:

$$\frac{1}{G} \cdot \frac{\partial G}{\partial t} = \frac{1}{\tau} \cdot \left(\frac{u \cdot i}{P} - 1 \right) \quad (7.1.5-1)$$

Gl. (7.1.5-1) ist mit den Funkenwiderstandsgesetzen nach Kap. 3.2.7.1 vergleichbar. u und i sind Bogenspannung und –strom, P und τ sind wiederum von G und i abhängige Modellparameter, die empirisch zu ermitteln sind. In der Literatur sind einige Abwandlungen dieser Modelle beschrieben [317].

Zum zweiten sollen durch verbesserte **physikalische Modelle** tiefere Einblicke in das Verhalten des Lichtbogens sowie Optimierungen der Schaltereigenschaften ermöglicht werden. Hierfür müssen die physikalischen Prozesse im Lichtbogen und bei der Wechselwirkung mit der Kaltgasströmung sowie mit der Düse und den Elektroden im Detail betrachtet und verstanden werden. Die korrekte Beschreibung umfasst dabei die Erhaltungsgleichungen für Energie, Masse und Impuls in vollständiger Form. Die nichtlinearen Eigenschaften des Gases müssen durch chemische Reaktionsgleichungen beschrieben werden, welche die atomaren Wechselwirkungen widerspiegeln [317]. In diesem Zusammenhang gibt es Forschungsaktivitäten zu verschiedenen noch zu lösenden Fragen, wie z.B. thermodynamische Eigenschaften des SF_6 , messtechnische Erfassung von Plasma-Zustandsgrößen, Strömungsnachbildung (Turbulenzen, Überschall), Einfluss von Teflonabdampfung oder dielektrische Verfestigung nach der Bogenlöschung.

c) Schaltkammern und Schalter

Die Schaltkammern können direkt in einer *gekapselten oder druckgasisolierten Schaltanlage* eingesetzt werden. Das Gasvolumen der Schaltkammer ist jedoch gegen das Volumen der Anlage abgeschottet.

In *Freiluftschaltanlagen* ist ein freilufttauglicher Gehäuseisolator notwendig. Die Reihen-

schaltung von Schaltstrecken erfolgt dabei z.B. in T-Form mit parallelen Steuerkondensatoren und einem über den Stützisolator geführten Antrieb, Bild 7.1.5-2. Bei geöffneten Schaltstrecken dienen die Steuerkondensatoren von ca. 200 pF der gleichmäßigen Spannungsaufteilung.

Im Vergleich mit ölhaltigen Schaltern sind Druckgasschalter mit inertem und ungiftigem SF_6 -Gas sehr *sicher und wartungsarm*. Das im Lichtbogen zersetzte Gas reagiert praktisch vollständig wieder zu SF_6 . Hermetisch und permanent verschlossene *Mittelspannungsschalter* müssen lediglich bzgl. des Gasdrucks überwacht werden.

In den intensiveren Lichtbögen von *Hochspannungsschaltern* können bei Anwesenheit der Spurengase O_2 und H_2O in stärkerem Maße Nebenreaktionen stattfinden, die toxische und korrosive *Zersetzungsprodukte* bilden. Sie werden teilweise durch Absorber gebunden. Außerdem entstehen durch Reaktion mit metallischen Elektroden puderförmige Fluoride. Hochspannungsschalter müssen deshalb periodisch zur Entfernung der festen Zersetzungsprodukte geöffnet werden. Dabei sind besondere Vorsichtsmaßnahmen einzuhalten, um den Kontakt mit und das Einatmen von *toxischen Zersetzungsprodukten* auszuschließen. Das SF_6 -Gas wird vor dem Öffnen abgepumpt und im geschlossenen Kreislauf aufbereitet.

SF_6 -Leistungsschalter sind für eine große Zahl normaler *Schalthandlungen* ausgelegt. Trotzdem gibt es einen *Verschleiß*, so dass regelmäßige *Wartungsarbeiten* in Abstimmung mit dem Schalterhersteller notwendig sind. *Revisionen* sind insbesondere nach den sehr seltenen Schaltungen großer Kurzschlussströme im Grenzbereich erforderlich. Inzwischen gibt es Vorschläge zu einer zustandsorientierten Instandhaltung, bei der während der Schalthandlung verschiedene elektrische, mechanische und gasanalytische Kenngrößen gemessen und mit Referenzwerten verglichen werden [318].

SF₆-Gas muss noch aus einem weiteren Grund in geschlossenen Kreisläufen gehalten werden: Im Vergleich zu CO₂ besitzt es ein 23900 faches *Treibhauspotential* (GWP global warming potential, Zeithorizont 100 Jahre). Obwohl nur geringe Mengen produziert werden (1995 ca. 8500 t/a, davon etwa ein Drittel für energietechnische Geräte) ist ein unkontrolliertes Freisetzen in die Umwelt nicht mehr gestattet. Alternativen zu SF₆-Schaltern sind heute nur partiell verfügbar: Im Mittelspannungsbereich hat der Vakuumschalter einen Anteil von über 80 % erreicht, SF₆-Schalter liegen noch bei etwa 10 %. Im Hoch- und Höchstspannungsbereich gibt es z.Zt. noch keine Alternative zu SF₆. Vakuumschalter könnten in absehbarer Zeit in die niedrigen Hochspannungsebenen (bis 110 kV) vordringen.

7.1.5.3 Vakuumschalter

Vakuum eignet sich sehr gut als Schaltmedium, weil der Schaltlichtbogen durch den Stromfluss über ein **Metalldampfplasma** aus Elektrodenmaterial gebildet wird. Bereits im ersten Nulldurchgang des Stromes findet eine extrem schnelle *Entionisierung* der Entladungsstrecke durch radiale *Diffusion*, *Rekombination* und *Kondensation* der Metallatome auf den Elektroden statt. Beim Wiederanstieg der Spannung über den getrennten Kontakten werden verbliebene Ladungsträger abgesaugt und es kommt zu einer raschen Wiederverfestigung der geöffneten Strecke, insbesondere bei kleinen Kontaktabständen [316].

Anmerkung: Die schnelle Entionisierung hat allerdings den Nachteil, dass *kleine Ströme* von einigen 10 A schon vor dem Nulldurchgang mit großer Stromänderungsgeschwindigkeit $\partial i / \partial t$ abreißen und Überspannungen an induktiven Betriebsmitteln hervorrufen können (*Stromabriss*, „Current Chopping“).

Anmerkung: Durch die schnelle Entionisierung kann auch ein *Durchschlagsfunke* im Schalter u.U. im nächsten Nulldurchgang wieder löschen, ohne dass es zum Kurzschluss des Netzes kommt. Als Ursache des Durchschlages ist z.B. eine Mikrospitze denkbar, die vom Funken weggebrannt wird (*Konditionierung*).

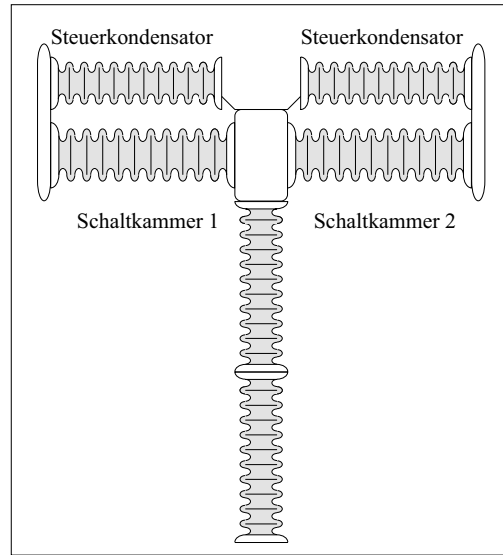


Bild 7.1.5-2: Reihenschaltung von zwei Schaltkammern in einer Freiluftschaltanlage (schematisch).

Die **elektrische Festigkeit** von Vakuumstrecken beträgt bereits bei $d = 0,5$ mm etwa $\hat{U} = 20$ kV und steigt für $d = 3$ mm auf etwa $\hat{U} = 100$ kV, vgl. Kap. 3.5. In einem Mittelspannungs-Vakuumschalter kann beim Öffnen der Kontakte die wiederkehrende Spannung schon nach sehr kurzer Zeit gehalten werden, weil nur geringe Schaltwege erforderlich sind und weil die Entionisierung des Metalldampfplasmas durch Niederschlag der schweren Metallionen auf den Elektroden im Bereich des Stromnulldurchgangs sehr rasch geschieht. Darin liegt ein entscheidender Vorteil der Vakuumtechnik gegenüber Schaltgeräten mit Druckgas, vor allem im Mittelspannungsbereich [316].

Vakuumschalter bestehen aus großflächig gegeneinander gepressten Kontakten in einer zweiteiligen *keramischen Vakuumröhre* aus Aluminiumoxid Al₂O₃, Bild 7.1.5-3. Die Bewegung der Kontakte, die nur ca. einen Zentimeter beträgt, wird über einen *metallischen Faltenbalg* übertragen. Mit dem Verschlusslötverfahren unter Vakuum ist ein *dichtungs-frei verschlossener Aufbau* möglich, der das Vakuum während der gesamten Lebensdauer des Schalters *ohne Wartung* halten muss. An die Qualität der Vakuumschaltröhre sind des-

halb besondere Anforderungen zu stellen, weil ein *Verlust des Vakuums* nicht erkannt wird und unvermeidlich zum Durchschlag führt.

Die *keramischen Oberflächen* stellen im Vakuum besonders kritische isolationstechnische Schwachstellen dar, Kap. 3.5. Sie müssen deshalb durch ineinander greifende *konzentrische Schirme* aus Metall (z.B. aus ausgasungsarmem Kupfer, dem sog. oxygen free copper OFC) gegen den Niederschlag von *Metall-dämpfen* geschützt werden. Eine wichtige Funktion der Schirme besteht auch in der Entlastung der *Tripel-Punkte* (TP), die im Feldschatten liegen müssen, damit keine Elektronenemission stattfinden kann, die über Sekundärelektronenemission an der Keramikoberfläche zur Lawinenbildung und Überschlägen führen würde, Bild 3.5-3 und 7.1.5-3.

Der mittlere Metalldampfkondensationsschirm ist potentialfrei an einem Ring zwischen den beiden Keramikröhren befestigt. Bei geöffnetem Schalter wird er kapazitiv etwa auf halbem Potential gehalten.

Als *Elektrodenmaterialien* müssen hochreine und gasfreie sowie thermisch sehr beständige Materialien eingesetzt werden, z.B. das Sintermaterial CuCr (50/50), damit die Schaltlichtbögen keine unzulässigen Gasmengen freisetzen können. Freigesetzte Atome werden durch Absorber („Getter“) aus reaktionsfreudigen seltenen Erden gebunden.

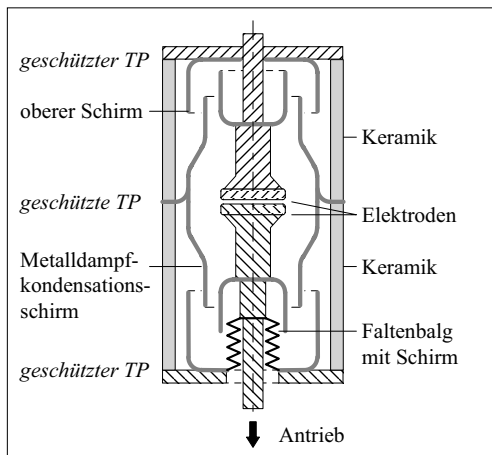


Bild 7.1.5-3: Mittelspannungs-Vakuumschaltröhre.

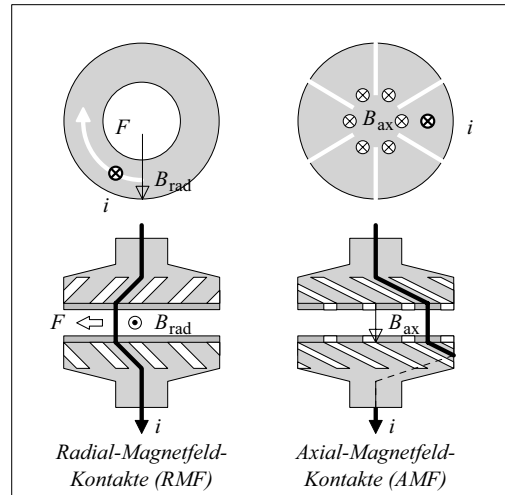


Bild 7.1.5-4: Elektrodenkonfigurationen für Vakuumschalter (schematisch).

Bei einem **Ausschaltvorgang** entsteht in der sich trennenden Kontaktstrecke ein *Metall-dampfplasma* und ein stromstarker Bogen, der sich unter den magnetischen Kräften zusammenzieht (Pinch) und die Elektroden in den beiden Fußpunkten thermisch sehr stark belastet. Der beim Aufschmelzen und Verdampfen von Elektrodenmaterial entstehende Metalldampf verzögert nicht nur die Entionisierung im Stromnulldurchgang, er setzt auch die elektrische Festigkeit der Strecke gegen die wiederkehrende Spannung herab. Es werden deshalb spezielle Elektroden eingesetzt, auf denen das *Festsetzen eines kontrahierten Bogens* nicht möglich ist [316], Bild 7.1.5-4:

Bei den sog. *Radial-Magnetfeld-Kontakten* (RMF) bzw. Spiralkontakten wird der Strom durch die geometrische Gestaltung der Elektroden so geführt, dass radiale Magnetfeldkomponenten B_{rad} entstehen. Zusammen mit der axialen Stromflussrichtung ergibt sich eine azimuthale Lorentz-Kraft, die den Bogen im Kreis über die Oberfläche treibt, Bild 7.1.5-4 (links). Der Einsatz dieses Kontaktsystems ist auf Ströme bis etwa 31,5 kA und auf kleinere Kontaktabstände bis 10 mm beschränkt.

Höhere Ströme und größere Kontaktabstände sind möglich, wenn der Lichtbogen in *diffussem Zustand*, d.h. bei geringerer Stromdichte

gehalten werden kann. Hierzu werden *Axial-Magnetfeld-Kontakte (AMF)* verwendet, bei denen durch geometrische Gestaltung der Elektroden oder durch externe Spulen axiale Magnetfeldkomponenten B_{ax} erzeugt werden, Bild 7.1.5-4 (rechts). Schlitzte erschweren die Ausbildung von Wirbelströmen durch B_{ax} . Das axiale Magnetfeld *verhindert die Kontraktion* des Bogens auf folgende Weise: Aufgrund der Lorentz-Kräfte beschreiben Elektronen und Ionen spiralförmige Bahnen um die axialen Magnetfeldlinien. Die Bahnradien der Ionen sind aufgrund der höheren Zentrifugalkräfte größer als die Bahnradien der Elektronen. Der Strom wird somit über konzentrische Plasmaschläuche aus Elektronen (innen) und positiven Ionen (außen) geführt. Da sich die nach außen positiv wirkenden Plasmaschläuche gegenseitig abstoßen, wird die Kontraktion (der Pinch) des Bogens wesentlich erschwert.

Einzelne Vakuumschalter können *Ströme* von einigen 10 kA bei *Spannungen* von mehreren 10 kV abschalten. Vakuumschalter sind vor allem für den **Mittelspannungsbereich** ($U_m \leq 84$ kV) geeignet, weil die Durchschlagsfestigkeit nur schwach mit der Schlagweite ansteigt, Kap. 3.5. Im Mittelspannungsbereich bietet der Vakuumleistungsschalter aber sehr viele Vorteile, er hat sich deshalb weitgehend durchgesetzt.

Vakuumschalter wurden für den **Hochspannungsbereich** wegen der geringen Festigkeitszunahme des Vakuums mit dem Abstand bisher nicht als *Alternative zu Druckgasschaltern* angesehen. Inzwischen unterliegt die Verwendung von SF₆ aber zunehmenden Einschränkungen, so dass der Vakuumschalter als denkbare Alternative wieder stärker untersucht wird. Für den Hochspannungseinsatz sind zwei Wege denkbar [316]: Zum einen können Mittelspannungsschaltröhren in Reihe geschaltet werden, wobei auf exakte Koordination der Schaltzeitpunkte zu achten ist. Zum anderen werden einstufige Schalter als Labormuster bis 168 kV untersucht. Aus Sicht der Isolationstechnik sind dabei z.B. zusätzliche potentialfreie Schirme erforderlich, die eine kapazitive Feldsteuerung bieten. Der praktische Einsatz

ist zunächst im unteren Hochspannungsbereich (≤ 123 kV) zu erwarten. Für die höheren Spannungsebenen ist der SF₆-Schalter weiterhin unverzichtbar.

7.1.6 Elektrische Maschinen

Elektrische Synchron- und Asynchronmaschinen werden sowohl als Generatoren wie auch als Motoren eingesetzt. Sie bestehen aus *Läufer* (Rotor) und *Ständer* (Stator), Bild 7.1.6-1. Der Läufer erzeugt ein mit seiner Drehung umlaufendes Magnetfeld B , das in den feststehenden Windungen des Ständers Spannungen induziert. Der Ständer besteht aus einem zylindrischen Blechpaket mit konzentrischer Öffnung für den Läufer. Die *Ständerwindungen* befinden sich in *axialen Nuten* auf der Innenseite des Blechpaketes und sind gleichmäßig über den Umfang verteilt.

Die Isolation muss die *Leiter untereinander und gegen die Eisenbleche des Ständers* isolieren. Die Leiter treten aus den axialen Nuten an den Stirnseiten des Blechpaketes aus und werden in den *Wickelköpfen* verschaltet, Bild 7.1.6-1 (links). Die Ausführung der Isolation ist je nach Größe und Alter der Maschine sehr unterschiedlich [319]. Bei kleinen Maschinen, die nur mit *Niederspannung* beansprucht sind, werden die Leiter als isolierte Drähte direkt in die Nuten gewickelt, Kap. 7.1.6.1. Bei *großen Maschinen* werden vorgeformte und isolierte Leiterstäbe oder sog. *Ganzformspulen* in die Nuten eingelegt und in den Wickelköpfen verschaltet, Kap. 7.1.6.2. Die Beanspruchung erfolgt selbst bei den größten Generatoren im GW-Bereich nur mit *Mittelspannung*, weil die Isolationsprobleme für höhere Spannungen mit den konventionellen Maschinenisolationssystemen nicht beherrschbar sind. Für die Einspeisung in das Netz ist dabei immer ein sog. Maschinentransformator erforderlich.

Anmerkung: Es wurde deshalb die Vision eines *Kabelgenerators* entwickelt, in dem dank hochspannungsfester VPE-Kabelisolierungen die Hochspannung direkt erzeugt wird und daher der Maschinentransformator entfallen kann, Kap. 7.1.6.3.

7.1.6.1 Niederspannungsmotoren

Bei der Herstellung von Niederspannungsmotoren wird zunächst eine *Nutisolation* in Form von zugeschnittenen und gefalteten flächenförmigen Isolierstoffen in den Nuten eingelegt. Anschließend erfolgt das Einlegen *isolierter* bzw. *beschichteter Drähte* mit Hilfe spezieller *Wickelautomaten*. Dabei liegen immer zahlreiche Drähte in einer Nut. Flächenisolierstoffe werden im Bereich der Wickelköpfe als sog. *Phasenisolation* zwischen unterschiedliche Stränge eingelegt. Der bewickelte Ständer wird in Lack *getaucht*, mit Lack *beträufelt*

oder bei höheren Anforderungen an die Isolationsqualität unter Vakuum mit Polyester- oder Epoxidharz *imprägniert*.

Die Funktion der Lacktränkung besteht zunächst in einem Schutz der Wicklung gegen *Feuchtigkeit* und in der mechanischen *Stabilisierung* der Isolation um ein Durchscheuern unter Vibrationen zu vermeiden. Außerdem soll die *Wärmeübertragung* verbessert werden. Die Art der eingesetzten Isolierstoffe richtet sich in erster Linie nach den im Betrieb zu erwartenden thermischen Beanspruchungen (Wärmeklasse) [319].

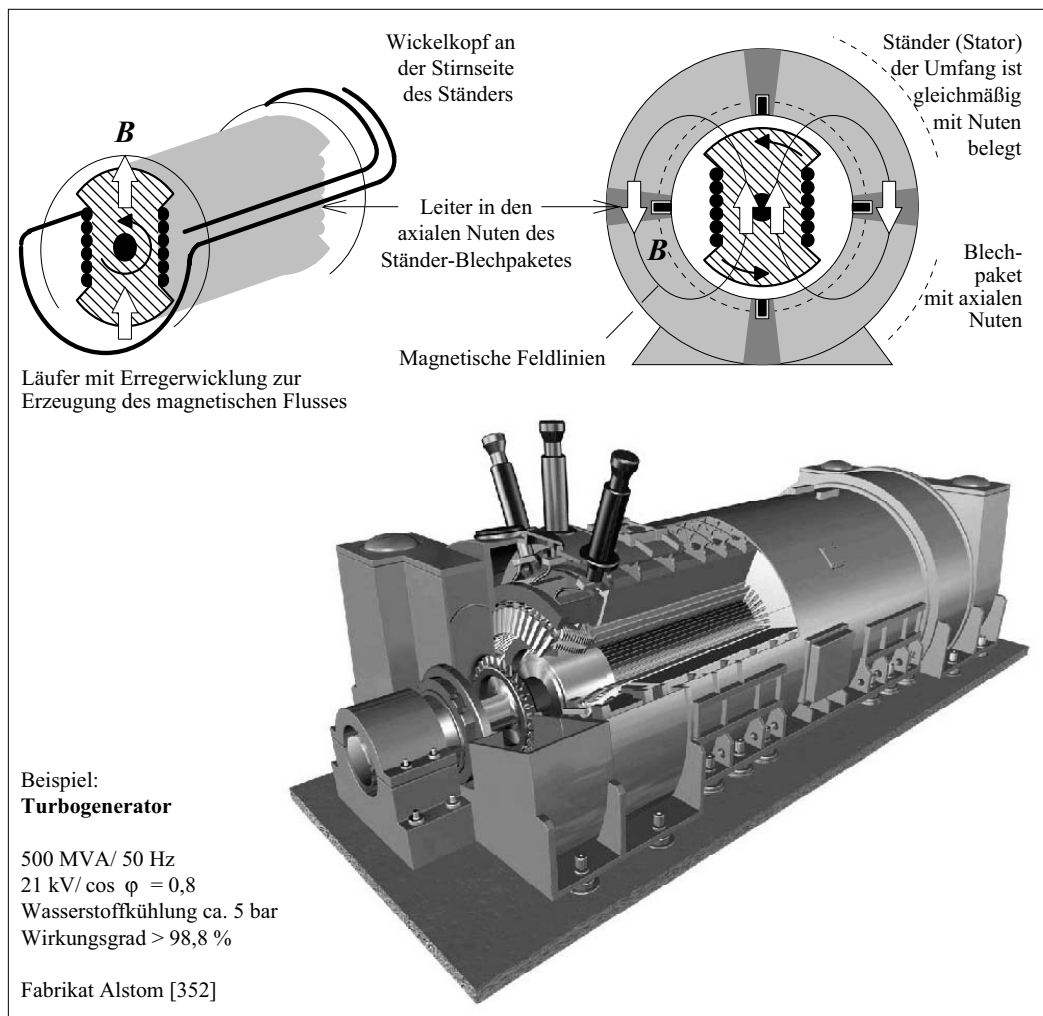


Bild 7.1.6-1: Prinzip und Aufbau einer elektrischen Synchronmaschine (schematisch).

Niederspannungsisolierungen sind i.d.R. nicht hohlraumfrei. Bei den üblichen Betriebswechselspannungen von einigen 100 V treten dabei aber noch keine erodierenden *Teilentladungen* auf. Problematisch kann jedoch die *Speisung mit Umrichtern* über längere Kabelstrecken sein: Die steilen Schaltflanken breiten sich als Wanderwellen aus und erhöhen die Spannung durch Reflexion an der Motorimpedanz etwa auf den doppelten Wert. Dabei können aufgrund zu hoher Windungsspannungen im Phaseingangsbereich *Teilentladungen* in Hohlräumen entstehen, die durch die hohe Repetitionsrate zur raschen Erosion der empfindlichen Lackisolation führen und schließlich Windungsschlüsse verursachen. Abhilfe schaffen z.B. (ausreichend spannungsfeste) *Tiefpassfilter*, *hohlraumfreie* Isolationen, oder speziell *beschichtete Isolierstoffe* mit erhöhter *Teilentladungsresistenz*.

Anmerkung: Die Empfindlichkeit einer Isolation gegen *Umrichterimpulse* kann durch einen *Step-Test mit Stoß-*

spannungen zunehmender Amplitude überprüft werden. Durch die gleichzeitige *Impulsstrommessung* kann ein partielles Isolationsversagen detektiert werden, lange bevor es zum vollständigen Durchschlag kommt. Die Ergebnisse lassen sich auch mit den Ergebnissen von *Teilentladungsmessungen* korrelieren [320].

7.1.6.2 Maschinen für hohe Leistungen

Bei Motoren und Generatoren für hohe Leistungen wäre der Einsatz hoher Spannungen im Prinzip vorteilhaft. Er ist jedoch selbst bei den sog. „*Hochspannungsmaschinen*“ auf Nennspannungen bis etwa 27 kV begrenzt, da die isolationstechnischen Probleme für höhere Spannungen mit den klassischen Maschinenisolationssystemen nicht beherrschbar sind. Große Kraftwerksgeneratoren müssen wegen der begrenzten Spannung also immer über *Maschinentransformatoren* in die Hoch- und Höchstspannungsebenen einspeisen.

Wegen der niedrigen Spannungen sind die Ströme und Leiterquerschnitte sehr groß. Beispielsweise fließen in einem 1300 MVA-Generator bei $U_N=27$ kV Betriebsströme von ca. 28 kA.

a) Wicklungs- und Isolationsaufbau

In die *axialen Nuten* des Ständers werden vorgefertigte Wicklungselemente (Stäbe oder Formspulen) eingelegt, mit Verschlusskeilen fixiert und an den Stirnseiten in den Wickelköpfen zu sog. *Stab- oder Formspulenwicklungen* verschaltet, Bild 7.1.6-2 und -3. Große Leiterquerschnitte müssen dabei aus mehreren parallelen *Teilleitern* aufgebaut werden, die zur Vergleichmäßigung der Stromverteilung zu verdrehen sind (*Roebelstab*), Bild 7.1.6-2 (rechts). Bei sehr großen Strömen werden einzelne der Teilleiter hohl ausgeführt und mit Wasser gekühlt.

Anmerkung: Das *Kühlwasser* muss über isolierende Schläuche (meist aus Teflon) auf Leiterpotential geführt werden und muss selbst so weit *entionisiert* gehalten werden, dass keine zu großen Leckströme in der Flüssigkeit entstehen.

Bei der sog. *Formspulenwicklung* sind die in einer Nut liegenden Leiter einer Wicklungs-

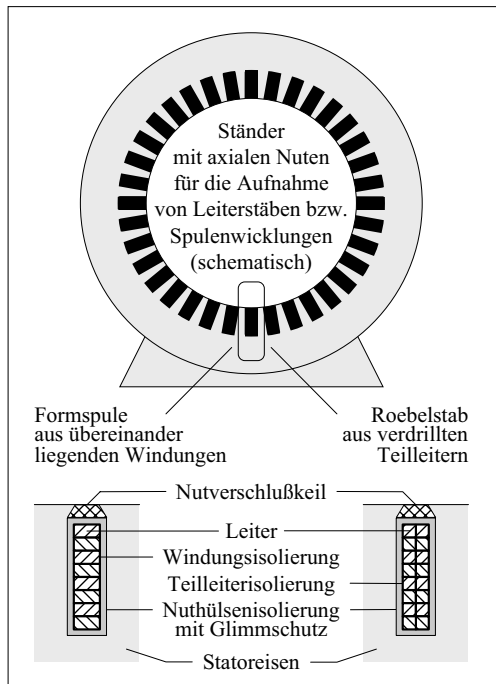


Bild 7.1.6-2: Isolation im Stator einer rotierenden Maschine (schematisch). Es ist nur eine Wicklungslage dargestellt. Üblicherweise befinden sich in der Nut eine Ober- und eine Unterlage.

lage (Ober- oder Unterlage einer Zweischichtwicklung) nicht, wie beim Roebelstab, parallelgeschaltet sondern bilden mehrere Windungen in Reihe, Bild 7.1.6-2 (links).

Die Leiterisolation wird als *Windungsisolierung* bzw. als *Teilleiterisolation* nur mit sehr niedrigen Spannungen beansprucht. Die volle Betriebsspannung liegt zwischen Leiterpaket und Blechpaket über der als *Hauptisolation* wirkenden *Nuthülsenisolation*. Sie wird auch als Spulen- bzw. Roebelstabisolierung bezeichnet.

Bei Betriebsspannungen im kV-Bereich muss die Hauptisolation mit einer inneren und einer äußeren *Leitschicht* gegen Hohlräume und Ablösungen abgeschirmt werden, um Teilentladungen zu vermeiden (innerer und äußerer „Glimmschutz“). Der Außenglimmschutz dient dabei im wesentlichen der guten elektrischen Ankopplung der Hauptisolation an das geerdete Ständerblechpaket, um Entladungen zwischen Ständerreisen und Stab- bzw. Spulenoberfläche sicher zu verhindern. Der Oberflächenwiderstand der äußeren Schicht darf jedoch nicht so niedrig sein, dass nennenswerte Wirbelströme zwischen den angrenzenden Eisenblechen fließen können.

Das *elektrische Feld* zwischen den Leitschichten ist weniger homogen als in einem Kabel, wegen des rechteckigen Querschnittes treten an den Kanten der Teilleiter Feldüberhöhungen auf, Bild 7.1.6-4 (links unten). Ursprünglich wurden die Feldstärken (auf der Breitseite der Leiterstäbe) auf Werte von unterhalb 2 kV/mm begrenzt, um Teilentladung-

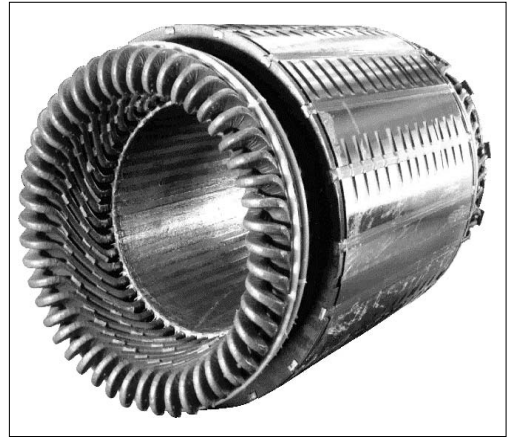


Bild 7.1.6-3: Statorwicklung eines Hochspannungsmotors. Werkbild Siemens AG, Nürnberg

en in Hohlräumen weitgehend auszuschließen, inzwischen sind dank verbesserter Isolationsysteme Feldstärken bis 3 kV/mm im Einsatz und höhere Werte in der Diskussion [319]. Trotzdem erlauben Isolationsstärken von einigen mm nur Spannungen von wenigen 10 kV.

Die aus den Stirnseiten des Ständers austretenden Leiter werden in den sogenannten Wickelköpfen verschaltet, Bild 7.1.6-3. Die Hauptisolation muss sich deshalb lückenlos als *Wickelkopfisolation* fortsetzen, Bild 7.1.6-4. Die Austrittsstelle der Leiter aus der Stirnseite des Blechpaketes stellt eine *klassische Gleit-anordnung* dar, vgl. Kap. 3.2.6.2 mit Bild 3.2-33 bis -35. Zur Unterdrückung von Gleitentladungen wird deshalb eine *resistive Potentialsteuerung* durch halbleitende Lacke oder Bänder eingesetzt. Der Abbau des Potentials

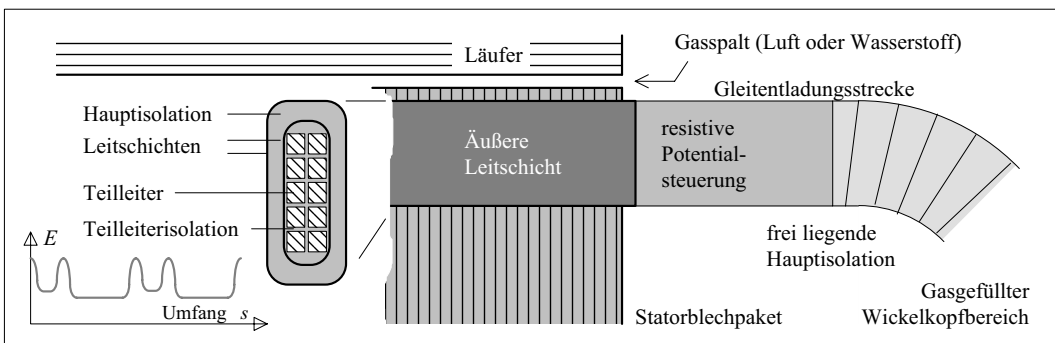


Bild 7.1.6-4: Generatorstatorisolation (schematisch).

erfolgt entlang eines Kettenleiters aus Längswiderständen und Quer- (Streu-) Kapazitäten zur Hochspannungsseite, Bild 7.1.6-4 und 3.2-34 (mittig). Besonders wirksam sind *nichtlineare Materialien* (z.B. auf der Basis von Siliziumkarbid) deren Leitfähigkeit sich mit der Feldstärke erhöht, weil dadurch das Feld aus den Bereichen mit hoher Feldstärke verdrängt wird. Eine Potentialsteuerung ist auch durch den Auftrag *kapazitiv steuernder Beläge* möglich [22], [26], [45], Bild 7.1.2-2 (unten). Im Wickelkopfbereich müssen auch die Schlagweiten im Gas ausreichend bemessen werden, auch dadurch ergibt sich eine Spannungsbegrenzung auf unter 30 kV.

b) Isolationsmaterialien und Fertigung

Das Maschinenisolationssystem ist im Betrieb nicht nur hohen elektrischen Feldstärken sondern auch erheblichen mechanischen Kräften, thermischen Dehnungen und thermomechanischen Spannungen ausgesetzt. Hohlraum- und Teilentladungsfreiheit können deshalb nicht garantiert werden. Lediglich anorganische *keramische oder mineralische Materialien* können der dauernden TE-Erosion widerstehen. In der Praxis haben sich *Glimmer-Produkte* bewährt, Kap. 5.2.3.

Ausgangsmaterial ist *Glimmerpapier*: Der von Kristallwasser befreite und zu einer papierähnlichen Folie verarbeitete Glimmer wird mit *Bindemitteln* auf einen *Träger* (Papier, Glas-seide oder Polyestervlies bzw. -seide) appliziert und von einer *Decklage* geschützt [319], Kap. 5.2.3.

Die Herstellung der eigentlichen Isolierung erfolgt durch *Bewickeln* der vorgeformten Leiter mit den glimmerhaltigen Bändern. Das Bindemittel ist dabei noch nicht gehärtet. Je nach Prozess enthalten die Bänder viel oder wenig Bindemittel.

Die Isolierung wird entweder mit dem in den Glimmerbändern enthaltenen noch flüssigen Bindemittel ausgehärtet oder unter *Vakuum* mit *Polyesterharz* oder *Epoxidharz* geflutet, mit Druck beaufschlagt, durchimprägniert und gehärtet (VPI-Prozess: *Vacuum-Pressure-Im-pregnation*), vgl. Kap. 5.3.3.1 mit Bild 5.3-14.

Dabei dringt der im Imprägnierharz enthaltene Beschleuniger bzw. Härter auch in die Glimmerbänder, die zunächst nur wenig Harz enthielten, und härtet auch sie.

Die geschilderten Prozesse können entweder für die einzelnen noch nicht montierten Stäbe oder für den vollständigen, fertig montierten Ständer (mit trocken eingelegter Wicklung) durchgeführt werden. Die besten Ergebnisse werden mit der *vollständigen Ständerimprägnierung* (der sog. Global-VPI) mit Epoxidharz erreicht. Sie erfordert sehr große Vakuumgefäße und ist inzwischen für Maschinen von mehr als 200 MVA möglich [319].

Anmerkung: Früher wurde die Isolation auf der Basis von *Bitumen* und *gespaltenem Glimmer* aufgebaut. Problematisch waren dabei vor allem durch thermische Dehnung bedingte Scherbeanspruchungen in der Isolierung beim Aufheizen durch die innen liegenden Kupferleiter. Auch wenn diese Technik inzwischen überholt ist, befinden sich noch alte, sicher dimensionierte Generatoren mit hoher Restlebensdauer im Netz.

Zu den geschilderten Fertigungsprozessen gibt es viele herstellersistenspezifische und historisch gewachsene Varianten [319].

c) Generatorbetrieb und Diagnose

Große strategisch wichtige Generatoren und Antriebe müssen nicht nur im Zuge von Revisionsintervallen diagnostiziert sondern möglichst auch online überwacht werden. Die hierzu eingesetzten Verfahren sind in Kap. 6.4.8.3 beschrieben. Offline werden z.B. *Teilentladungen*, die *Änderungen des Verlustfaktors* mit der Spannung oder *Isolationswiderstände* erfasst, online ist die Überwachung von *Temperaturen*, *mechanischen Schwingungen* sowie des *Teilentladungsverhaltens* im Rahmen von Trenduntersuchungen von großer Bedeutung [352].

Wegen der Vielzahl verschiedener Isolationsmaterialien und Designvarianten werden von den Herstellern vergleichbare *Kollektive* gebildet und die Entwicklung der gemessenen Kenngrößen über der Lebenszeit verfolgt. Damit ist erkennbar, ob sich eine individuelle Maschine in den üblichen Grenzen ihres Kollektivs entwickelt.

Schadhafte Isolierungen können häufig durch Austausch des betroffenen Leiterstabes repariert werden.

7.1.6.3 Kabelgeneratoren und -maschinen

Die begrenzte Festigkeit des Glimmer-Harz-Dielektrikums und die Isolationsprobleme im Wickelkopfbereich begrenzen die Bemessungsspannung konventioneller „Hochspannungsmaschinen“ auf etwa 30 kV, Bild 7.1.6-5 und -6 (oben). Es wurde deshalb ein visionäres Konzept vorgeschlagen, bei dem durch Verwendung von *VPE-Hochspannungskabeln* die bisherige Spannungsgrenze überschritten wird, Bild 7.1.6-5 und -6 (unten) [321]. Kabelgeneratoren wurden zunächst als sog. *Powerformer™* in Demonstrationsprojekten für relativ niedrige Spannungen (z.B. 45 kV, 10 MVA) verwirklicht, um die prinzipielle technische Machbarkeit zu zeigen [322]. Inzwischen sind Generatoren nach diesem Prinzip auch mit Spannungen von 136 kV (Turbogenerator 42 MVA) und 155 kV (Hydrogenerator 75 MVA) im Einsatz. Das Prinzip des Kabelgenerators ist grundsätzlich auch auf andere **elektrische Maschinen** übertragbar.

Beim Konzept des **Kabelgenerators** befindet sich in einer Nut des Ständers nicht nur ein einzelner Leiterstab sondern eine größere Anzahl von Kabeln, so dass *mehrere Windungen* für die Induktion höherer Spannungen gebildet werden können, Bild 7.1.6-6 (unten). Dadurch ergeben sich ein sehr viel größerer *Durchmesser* und ein sehr viel größeres Gewicht im Vergleich zu einem konventionellen Generator, Bild 7.1.6-6 (oben). Der Durchmesser des Kabelgenerators wird auch dadurch vergrößert, dass sich zwischen zwei nebeneinander liegenden Windungen die zweifache Kabelisolation befindet, obwohl eigentlich nur eine geringe Differenzspannung zu isolieren wäre.

Im Bereich des *Wickelkopfes* ergibt sich eine einfache Gestaltung: Die Kabel können unterbrechungsfrei und mit geschlossener Leitschicht aus einer Nut in die nächste geführt werden, so dass die bisher erforderliche Potentialsteuerung an der Oberfläche entfällt und

nahezu kein betriebsfrequentes elektrisches Feld in den umgebenden Raum austritt.

Die *Isolation der Kabel* kann der jeweiligen Spannungshöhe entlang einer Phase von der Hochspannungsseite zum Sternpunkt hin angepasst werden (Stufenisolation). Die einzelnen Kabelstücke, deren Länge auch aus fertigungstechnischen Gründen beschränkt ist, müssen im Wickelkopfbereich durch *Kabelmuffen* verbunden werden. Die Kabel dürfen keine gut leitfähigen Mäntel oder Leitschichten besitzen, um parasitäre Wirbelstromschleifen zu vermeiden. Eine *halbleitende äußere Leitschicht* ist trotzdem erforderlich, um das elektrische Feld zumindest bei Betriebsfrequenz in das Kabeldielektrikum zu zwingen.

Anmerkung: Als **Vorteile des Kabelgenerators** werden ein vereinfachtes Anlagenkonzept, geringere Ströme und Leiterverluste sowie ein etwas erhöhter Wirkungsgrad, geringere Leitertemperaturen und ein vereinfachtes Kühlsystem genannt. Weiterhin werden auch, vermutlich bedingt durch die große Masse des Generators, erhöhte thermische Zeitkonstanten und eine höhere Überlastungsfähigkeit angenommen.

Anmerkung: **Vorteile des konventionellen Generators** sind die langjährig bewährte Technologie mit hoher und bekannter Lebensdauer, das bekannte dynamische Verhalten des Ständers (z.B. Eigenfrequenzen der Ständerzähne), das teilentladungsresistente sowie thermisch und mechanisch hoch beanspruchbare Dielektrikum, das geringere Gewicht der Einzelkomponenten (Transport, modularer Aufbau) sowie die Entkopplung des Generators von Netzrückwirkungen (Überspannungen) durch die Impedanzen des Maschinentransformators.

Anmerkung: Es wurde auch vorgeschlagen, Hochspannungswicklungen aus Kabeln mit halbleitender äußerer Leitschicht für **Kabeltransformatoren** einzusetzen [323], z.B. als sog. *Dryformer™*. Die allseitig für die volle Spannung isolierten Leiter führen zu einem relativ großen Wicklungsquerschnitt. Dem kann durch eine geringere Windungszahl und einen erhöhten magnetischen Fluss, d.h. durch einen vergrößerten Eisenkern entgegengewirkt werden. Dadurch steigen die Leerlauf- und Teillastverluste an. Die Kurzschlussverluste sind durch die großen Leiterquerschnitte vergleichsweise niedrig. Wegen der zwischen den Windungen befindlichen Kühlluftkanäle ergeben sich relativ geringe thermische Zeitkonstanten und eine geringere Überlastfähigkeit, vor allem bei kurzzeitigen sehr hohen Überlastungen. An die Kühlung müssen besondere Anforderungen gestellt werden, da die Temperaturdifferenz zwischen Kühlluft und zulässiger Leitertemperatur vergleichsweise gering ist und die elektrische Isolierung gleichzeitig auch als Wärmeisolierung wirkt.

7.2 Typische Isolationssysteme für Gleichspannungen

7.2.1 Beanspruchung und Festigkeit

Bei Beanspruchung von Isolationen mit Gleichspannung ist ein „**Umdenken**“ insofern erforderlich, als die intuitive Beurteilung hochspannungstechnischer Probleme oft auf Erfahrungen mit Wechselspannungsbeanspruchungen beruht.

Zwar besteht zwischen **stationärem Strömungsfeld** (bei Gleichspannung) und **dielektrischem Verschiebungsfeld** (bei Wechsel- und Stoßspannung) eine *Analogie*: Die Leitfähigkeit κ entspricht der Dielektrizitätskonstanten ϵ . In der Praxis entstehen aber oft völlig unterschiedliche **Feldverteilungen**. Die grundlegenden Zusammenhänge und einige Anwendungen werden in Kap. 2.4.4 erläutert.

Erschwerend kommt bei Gleichspannungsbeanspruchungen hinzu, dass sich die **Leitfähigkeitswerte** um viele *Größenordnungen* unterscheiden und sich außerdem mit den Parametern Beanspruchungszeit, Feldstärke, Temperatur, Feuchtigkeit und Verschmutzung teilweise sehr stark *verändern*, Kap. 4.2.2. Damit kann auch der Aufbau von *Raumladungen* ein-

hergehen. Es ergeben sich Feldverteilungen, die von der Zeit oder dem Betriebszustand abhängig sind.

Eine weitere Zeitabhängigkeit entsteht durch **Übergangsvorgänge** beim Anlegen, Verändern oder Abschalten einer „Gleich“-Spannung. Die Einstellung *stationärer Zustände* erfolgt oft mit Zeitkonstanten im Bereich von Stunden. Dabei kann es zu vorübergehenden *Überbeanspruchungen* kommen, Kap. 2.4.4.3. Diesen Übergangsvorgängen muss durch ausreichend lange *Prüfzeiten* Rechnung getragen werden. Gleichspannungsprüfungen erstrecken sich deshalb oft über mehrere Stunden.

Wie man am Beispiel des Gasdurchschlages im homogenen Feld erkennt, ist die **elektrische Festigkeit** bei Gleichspannung *per se* nicht anders als bei Wechselspannung, vgl. Tab. 6.3.1-1. Es ergeben sich jedoch praktisch wichtige Unterschiede durch verschiedene Umstände, die die Gleichspannungsfestigkeit *erhöhen oder erniedrigen* können:

- Im inhomogenen Feld führt die Ausbildung von Raumladungen zu einem ausgeprägten *Polaritätseffekt*, Kap. 3.2.5.2.
- In *Flüssigkeiten* sinkt die Festigkeit durch Drift von Störstellen, vgl. Kap. 3.3.1.2 mit Tabelle 3.3-1.

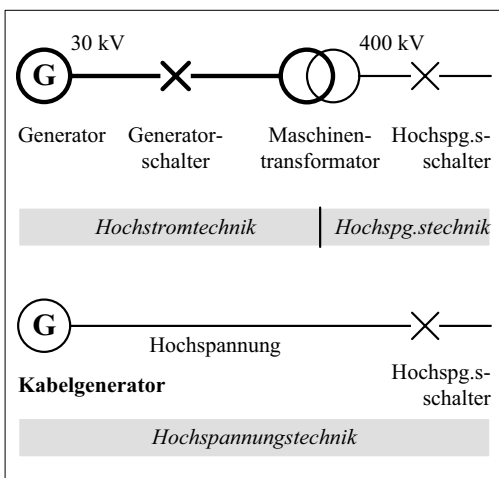


Bild 7.1.6-5: Konventioneller Generator (oben) und Vision eines Hochspannungskabelgenerators (unten).

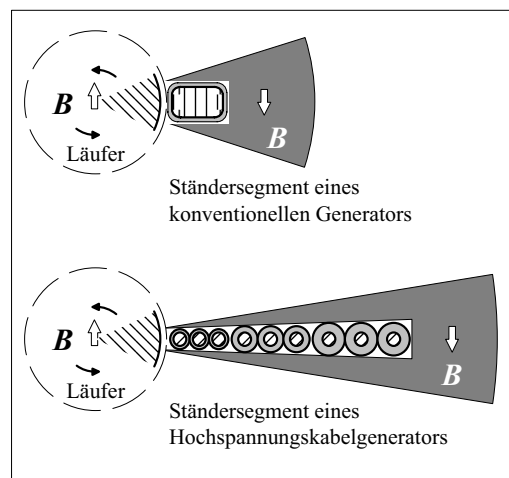


Bild 7.1.6-6: Größenvergleich zwischen konventionellem Generator und Hochspannungskabelgenerator.

- Die Erosion fester Stoffe durch innere *Teilentladungen* ist stark verzögert, weil nach einer Entladung die Fehlstelle nur langsam über den Isolationswiderstand nachgeladen werden kann.
- In *quer geschichteten Dielektrika* wird das Feld oft aus dem schwächeren Medium (Ölpapier) in das stärkere Medium (Kunststoff-Folien) gedrängt. Es ergibt sich eine erhöhte Gleichspannungsfestigkeit.
- Auch vor den *Belagsrändern in Kondensatoren* ergibt sich bei Gleichspannung eine Entlastung durch einen besser leitfähigen Imprägnierspalt, Bild 2.4-30.
- Die Festigkeit von *Spalten und Fugen* hängt von der Verteilung des (leitfähigen) Füllmediums und seiner Anbindung an die Elektroden ab. Richtig ausgelegte Spalte besitzen eine potentialsteuernde Wirkung, Bild 2.4-34.
- Ein besonderer Festigkeitsverlust entsteht an *Oberflächen*, insbesondere bei äußeren Isolationen, durch ungleichmäßige *Verschmutzung und Befeuchtung*, Bild 2.4-29.

Isolationssysteme werden häufig sowohl mit *Gleich-* als auch mit *Wechselspannung* beansprucht. Als Beispiele seien Schubkondensatoren in Gleichrichter-Vervielfachungsschaltungen, mit Gleichspannung zu prüfende Hochspannungskabel und verschiedene Komponenten der **Hochspannungsgleichstromübertragung** (HGÜ, engl. HVDC) genannt.

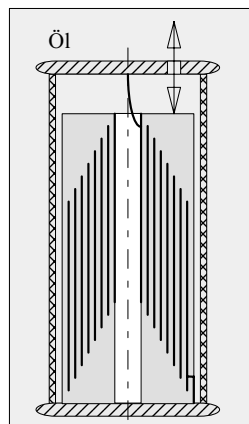


Bild 7.2.2-1: Gleichspannungskondensator für den Einsatz in einem öl-isolierten Gerät. Einfachwickel mit innerer Reihenschaltung und Potentialabsteuerung am Rand. Ausgleich der thermischen Dehnung über das Umgebungsöl.

7.2.2 Gleichspannungskondensatoren

Gleichspannungskondensatoren unterscheiden sich in ihrem grundsätzlichen **Aufbau** nicht von Wechselspannungskondensatoren. Sie bestehen ebenfalls aus imprägnierten, in Reihe geschalteten *Einzelwickeln* in einem Gehäuse, Bild 7.1.4-1. Kompakte Hochspannungskondensatoren können auch durch interne Reihenschaltung in einem einzelnen Wickel realisiert werden, Bild 7.2.2-1. Der Wickel entsteht dabei, ähnlich wie bei einer Durchführung, durch Aufwickeln einer Papierbahn. Die metallischen Beläge werden seitlich versetzt eingelegt und bilden neben der Reihenschaltung der Teilkapazitäten gleichzeitig eine axiale Absteuerung des Potentials. Beim Einsatz des Kondensators in einem ölisolierten Gerät, beispielsweise als Glättungskondensator für die Spannungsquelle eines Röntgengerätes, kann der Ausgleich der thermischen Dehnung durch Verbindung zum umgebenden Öl erfolgen.

Die **Belastung des Kondensatordielektrikums** wurde bereits in Kap. 2.4.4.1 und 2.4.4.2 mit den Bildern 2.4-23 und 2.4-30 erläutert: Ölspalte sind wegen ihrer höheren Leitfähigkeit weitgehend entlastet. In Mischdielektrika aus ölprägniertem Papier und Kunststofffolien wird das Gleichfeld in letztere gedrängt, die dementsprechend stark auszulegen sind, das Papier ist eher als elektrisch wenig belasteter Imprägnierdocht zu sehen. An den **Belagsrändern** ergibt sich eine Entlastung durch Ströme und Ansammlung von Raumladungen im Imprägnierspalt zwischen den Isolierschichten, Bild 2.4-30 (unten). Die **Gleichspannungsfestigkeit** von Kondensatordielektrika ist deshalb etwa um einen Faktor 2 höher als die *Wechselspannungsfestigkeit*: Die Belagsränder sind entlastet, das Feld wird i.d.R. aus den leitfähigeren und schwächeren Medien in die hochohmigeren und festeren Medien gedrängt, und erodierende, netzfrequente Teilentladungen können nicht stattfinden, vgl. Kap. 7.2.1. Im Falle einer **Umpolung** oder bei **durchschwingenden Entladungen** führen die angesammelten Ladungen aber zu Feldüberhöhungen, Teilentladungen und Lebensdauerreduzierungen.

Bei *Schubkondensatoren* in Gleichrichter-
vielfachungsschaltungen muss allerdings die
niedrigere Wechselspannungsfestigkeit zu-
grundegelegt werden, da zu Beginn des Auf-
ladevorgangs eine ausgeprägte *Wechselspan-
nungsbeanspruchung* besteht, Bild 6.2.2-4.

Gleichspannungskondensatoren werden häufig
auch als *Energiespeicherkondensatoren* in *Im-
pulsstromkreisen* eingesetzt, Kap. 7.3.3. Da-
durch wird die Lebensdauer erheblich redu-
ziert. Anschlüsse und Kontaktierungen im
Kondensator müssen für sehr große *Impuls-
ströme* ausgelegt sein.

Die **Spannungsaufteilung** in einem Konden-
sator (oder in einer Reihenschaltung von Kon-
densatoren) ergibt sich beim Anlegen der
(Gleich-)Spannung zunächst aufgrund des ka-
pazitiven Ladestromes im Verhältnis der *Teil-
kapazitäten*. Idealerweise sollte diese Auftei-
lung auch der stationären Aufteilung aufgrund
der *Isolationswiderstände* entsprechen. Es ist
deshalb streng darauf zu achten, dass bei Rei-
henschaltungen die Kondensatoren auch bzgl.
des Isolationsmaterials und der Isolierstoff-
temperatur *identisch* sind. Bei unterschiedli-
chen Isolationswiderständen ergibt sich eine
geänderte Spannungsaufteilung.

Die Beanspruchung von Kondensatoren mit
Gleichspannung ist für den Anwender mit ei-
nigen typischen **Gefahren** verbunden, die bei
Wechselspannungsanwendungen so nicht auf-
treten:

Auch nach dem Abschalten der Spannungs-
quelle und dem Öffnen des Sicherheitskreises
kann sich auf den *Kapazitäten* noch Ladung
befinden. Sie muss durch **Sicherheitsmaß-
nahmen** abgebaut werden (Entladewiderstän-
de, automatische und manuelle Entladung, per-
manenter Kurzschluss).

Eine weitere Gefahr besteht beim Aufheben
eines Kurzschlusses durch die *wiederkehrende
Spannung*. Sie entsteht durch Umladevorgänge
im Dielektrikum und führt zur Nachladung der
Hauptkapazität, Bild 2.4-31, 4.3-2 und 6.4.7-1.
Mit Gleichspannung beanspruchte Kondensa-
toren müssen deshalb *dauerhaft* kurzgeschlos-
sen bleiben.

Gefahren ergeben sich auch bei einer *Reihen-
schaltung* von Kondensatoren, die nicht iden-
tisch sind: Bei einem Kurzschluss der beiden
äußeren Anschlüsse können an den dazwi-
schenliegenden Anschlüssen noch gefährliche
Restspannungen gegen die äußeren Anschlüsse
verbleiben. Es sind deshalb *alle* Anschlüsse in
den Kurzschluss einzubeziehen.

7.2.3 HGÜ-Transformatoren

7.2.3.1 Beanspruchungen

Transformatoren in den Umrichterstationen
von Hochspannungsgleichstromübertragungen
(HGÜ) dienen der Speisung der Umrichter-
Brückenschaltungen. Diese bestehen aus einer
Reihenschaltung zweier Brücken, die jeweils
durch Transformatorwicklungen in Stern- und
Dreieckschaltung gespeist werden, um die
Welligkeit der Gleichspannung zu vermindern
(zwölfpulsige Drehstrombrücke), Bild 2.2-2.
Die Isolation der Oberspannungswicklungen
wird dabei nicht nur durch induzierte Wechsel-
spannungen sondern auch durch überlagerte
Gleichspannungen, d.h. durch sog. *Mischfeld-
beanspruchung* belastet.

Gleichfeldspannungsbeanspruchungen ergeben
sich außerdem in den gleichspannungsseitigen
Drosseln, die isolationstechnisch ähnlich wie
ein Transformator aus ölgefülltem Kessel, Ei-
senkern und Wicklung (in diesem Fall mit in-
duktiver Wirkung), Barrierensystemen sowie
Durchführungen aufgebaut sind.

Weiterhin ergeben sich kritische Gleichspan-
nungsbelastungen auch bei **Wanddurchfüh-
rungen** in den Konvertergebäuden, wobei vor
allem Probleme mit der *äußeren Isolation* bei
Verschmutzung und Befeuchtung bestehen,
vgl. Kap. 7.2.4.

Neben den vor allem im Betrieb nach längerer
Zeit auftretenden **stationären Gleich- und
Mischfeldbeanspruchungen** ergeben sich Be-
anspruchungen durch **Zuschalten oder Um-
polen** der Gleichspannung aufgrund hoher di-
elektrischer Verschiebungsströme sowie durch

Übergangsvorgänge (Transienten) bei denen kritische Belastungen auftreten können, die aus den Anfangs- und Endwerten nicht direkt erkennbar sind.

Anmerkung 1: Das **Umpolen der Gleichspannung** ist erforderlich, wenn die *Leistungsflussrichtung* der HGÜ-Anlage umgekehrt werden soll, die *Stromflussrichtung* bleibt dabei in den konventionellen Anlagen mit *Gleichstromzwischenkreis* erhalten.

Anmerkung 2: Eine Umkehrung der Leistungsflussrichtung durch **Umkehrung der Stromflussrichtung** bei konstanter Polarität der Spannung wäre nur in Anlagen mit *Gleichspannungszwischenkreis* möglich. In diesen wird die Spannung getaktet, was jedoch bisher nur für Anlagen mit geringeren Spannungen (bis gut 100 kV) realisiert wird, vgl. Kap. 7.2.5.

Stationäre Gleichspannungsbelastungen, Belastungen nach dem Umpolen (polarity reversal PR) und transiente Belastungen sollen durch spezielle HGÜ-Prüfzyklen erfasst werden, Bild 7.2.3-1. Sie werden nachfolgend näher beschrieben.

7.2.3.2 Wechsel- und stationäre Gleichspannungsbeanspruchung

a) Barrierensysteme

Bei *Wechselspannungsbeanspruchungen* dienen **Barrierensysteme** in ölisierten Geräten der Unterteilung des *Ölspaltes* in elektrisch festere Teilspalte [27], Bild 3.3.1-9 und Kap. 7.1.3. Diese Funktion müssen die Barrieren auch in ölisierten HGÜ-Geräten mit Mischfeldbeanspruchungen erfüllen. Sie werden dabei, wie im Wechselspannungstransformator auch, etwa parallel zu den Äquipotentialflächen angeordnet. Die grundsätzliche Ausbildung der elektrischen Wechsel- und Gleichfelder wird am Beispiel eines als homogen angenommenen Feldausschnittes erläutert [274], Bild 7.2.3-2.

Da das elektrische Wechselfeld aus den Pressspanbarrieren ($\epsilon_r = 4,4$) in das Isolieröl ($\epsilon_r = 2,2$) gedrängt wird, werden die Ölstrecken stärker belastet, Bild 7.2.3-2 (links). Es wäre deshalb günstig, wie in einem konventionellen Transformator, dünne Barrieren zu wählen, damit die Ölsaltweiten nicht übermäßig ver-

kürzt werden. Dies widerspricht jedoch der Forderung nach Gleichspannungsfestigkeit.

Bei *Gleichspannungsbeanspruchung* wird das elektrische Feld aus dem besser leitfähigen Öl (z.B. mit $\kappa = 10^{-12} \dots 10^{-13}$ S/m) in den um etwa zwei Größenordnungen weniger leitfähigen Pressspan ($\kappa = 10^{-15}$ S/m) gedrängt. Damit tritt zwar eine Entlastung des schwächeren Öles ein, die anliegende Spannung muss aber zum großen Teil von den Barrieren isoliert werden, Bild 7.2.3-2 (rechts). Die Gleichspannungsfestigkeit wird also nicht durch die Ölsaltweite sondern durch die Stärke und Anzahl der *Pressspanbarrieren* bestimmt [82].

Es muss somit ein *konstruktiver Kompromiss* mit ausreichend weiten Ölsalten und ausreichend dicken Barrieren gefunden werden, um die gegensätzlichen Forderungen nach Wechsel- und Gleichspannungsfestigkeit erfüllen zu können [274].

b) Hochohmig begrenzte Spalte

Bei hochohmig begrenzten **Ölsalten**, z.B. bei der Überlappung von Barrieren, ergibt sich im stationären Gleichspannungszustand ein stationärer Stromfluss *parallel zur Oberfläche*, Bild 2.4-34a. Die Potentialdifferenz über der Barriere wird längs des Überlappungsspalt abgebaut. Die Länge der Überlappung muss dieser Belastung entsprechen.

Die *Gestaltung von Spalten* zwischen schlechter leitfähigen Begrenzungen kann gezielt zur Steuerung der Gleichspannungsverteilung zwischen den Elektroden eingesetzt werden [7],

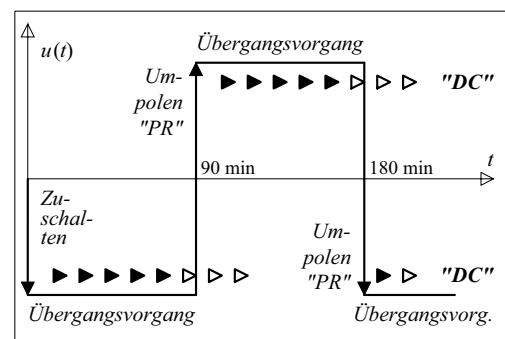


Bild 7.2.3-1: Typischer HGÜ-Prüfzyklus.

[10], [276], [277]. Eine gleichmäßige Spannungsverteilung setzt einen gleichmäßigen *Spaltquerschnitt* zwischen beiden Elektroden voraus. Auch der *Kontakt zu den Elektroden* muss großflächig und ausreichend leitfähig bestehen. Die bei Wechselspannung sinnvolle Pressspanbeschichtung der Elektroden darf bei Gleichspannung den Stromzutritt zur Elektrode nicht behindern. *Spaltverengungen* würden zur Erhöhung der Feldstärke durch Einschnürung der Strömungslinien führen.

c) Transformatordurchführungen

Als Beispiel sei eine **HGÜ-Transformator-durchführung** bei *Wechsel- und Gleichspannungsbeanspruchung* betrachtet, Bild 7.2.3-3 (links und rechts). Die Verbindung zwischen Leiter und Durchführung wird von einer *Elektrode* abgeschirmt. Sie ist mit Pressspan umgautscht, um die Festigkeit des angrenzenden Ölspaltes zu erhöhen. Die Durchführung wird sowohl ohne als auch mit *Barriersystem* betrachtet, Bild 7.2.3-3 (oben und unten). Diese Anordnung wurde schon in Kap. 2.4.4.2 als Beispiel für ein typisches Gleichspannungsfeld behandelt, Bild 2.4-28.

Bei *Wechselspannung* (AC) bestimmen die kapazitiven Steuereinlagen der Durchführung

und die Elektrodengeometrie den Verlauf der Äquipotentiallinien, Bild 7.2.3-3 (links). Dünne *Barrieren* haben nur einen geringen Einfluss auf den Feldverlauf (links im Bild, oben und unten). Die Barrieren werden im Ausleitungsbereich dem Verlauf der Äquipotentiallinien angepasst, um die Ölspalte in Richtung des elektrischen Feldes zu unterteilen und um ihre elektrische Festigkeit zu erhöhen. Die Beanspruchung erfolgt vorwiegend radial und ist auf die Ölspalte konzentriert.

Bei *Gleichspannung* (DC) ergibt sich ohne Barrieren eine starke Feldkonzentration um die Elektrode, weil die resistive Potentialaufteilung im Inneren der Durchführung durch eine i.d.R. hochohmige Decklagenisolation von der Umgebung entkoppelt ist, Bild 7.2.3-3 (rechts oben).

Ein *Barriersystem* führt bei Gleichspannung zu einer völlig veränderten Feldverteilung und es kann deshalb gezielt zur resistiven Feldsteuerung eingesetzt werden, Bild 7.2.3-3 (rechts unten): Im Bereich des Leiters und der Elektrode besteht die radiale Beanspruchung fort. Die Ölspalte sind dabei allerdings weitgehend entlastet und nahezu die gesamte Spannung wird in den weniger leitfähigen *Pressspanbarrieren* abgebaut, vgl. Bild 7.2.3-2. Die Dimen-

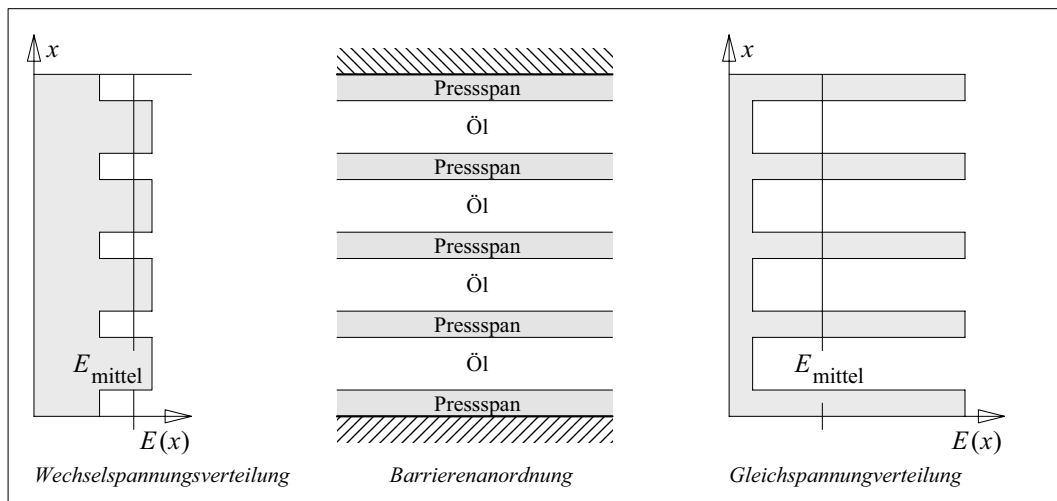


Bild 7.2.3-2: Belastung der Materialien in einer ebenen Barrierenanordnung bei Wechsel- und Gleichspannungsbeanspruchung für ein Verhältnis der Dielektrizitätszahlen von 2:1 und für ein Verhältnis der Leitfähigkeiten von 1 : 10 (Pressspan : Öl) [274].

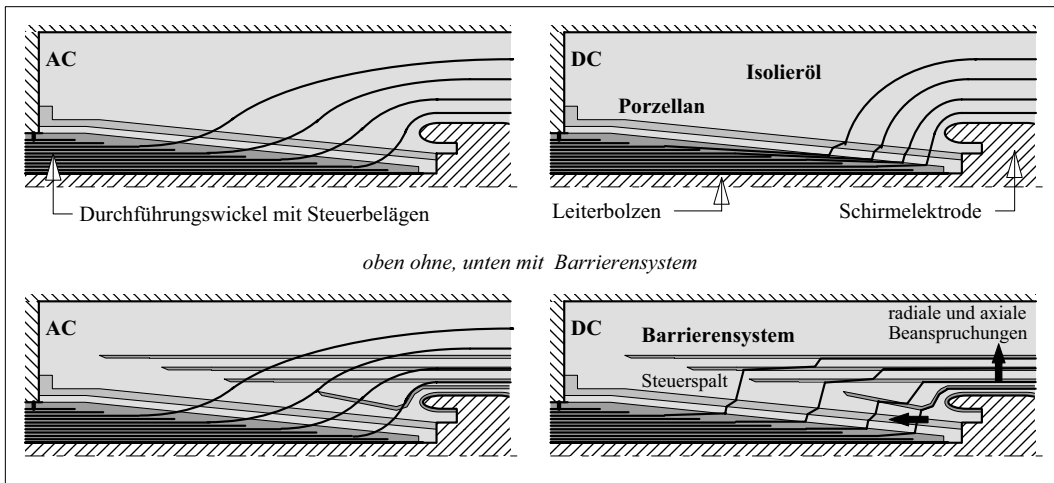


Bild 7.2.3-3: HGÜ-Transformator-Durchführung bei Wechsellspannung und stationärer Gleichspannung (links und rechts), ohne und mit Barrierensystem (oben und unten) mit 20 % - Äquipotentiallinien (schematisch).

sionierung der Barrieren muss dieser Beanspruchung gerecht werden. Im *axialen Ölspace* zwischen Durchführungsoberfläche und den Barrierenenden fließt ein **axialer Leitungsstrom**, der die Potentialaufteilung in axialer Richtung vergleichmäßig und dem eine axiale Feldstärkebelastung entspricht, vgl. auch Bild 2.4-28 und 2.4-34a. Diesem Strom durch den axialen „Steuerspalt“ muss ein großflächiger Zutritt zum Leiter gewährt werden, der bei Wechsellspannungsbeanspruchung durch die isolierte Elektrode abzudecken ist. Optimal wäre ein Ölspace mit *durchgehend gleichmäßigem Querschnitt*, gleichmäßiger Stromdichte und gleichmäßiger Feldstärke. Kritisch sind dabei Engstellen, die zu erhöhter Stromdichte und erhöhter Feldstärke führen.

Anmerkung: Die Durchführungen besitzen teilweise noch einen Gehäuseisolator aus Porzellan und einen inneren Ölspace. Auch dadurch kann die axiale Potentialverteilung wesentlich mit beeinflusst werden.

Die feldsteuernde Wirkung der Barrieren beruht auf dem großen *Leitfähigkeitsunterschied* zwischen Öl und Pressspan. Wird dieser Leitfähigkeitsunterschied verringert, z.B. durch Verwendung eines weniger leitfähigen Isolieröls, verschlechtert sich die Steuerwirkung des axialen Ölspace. Auch bei erhöhter *Temperatur* ergibt sich eine verschlechterte Feldsteuer-

ung weil der Leitfähigkeitsunterschied zwischen Öl und Barrieren abnimmt, Bild 4.2-9, und in extremen Fällen ganz verschwinden kann.

Innerhalb der **Durchführung** ergibt sich bei *Wechsellspannung* eine kapazitive Spannungs aufteilung, die auch noch in der Umgebung potentialsteuernd wirkt. Bei *Gleichspannung* entspricht die resistive Spannungs aufteilung zwischen den Belägen der kapazitiven Spannungs aufteilung, sofern nicht ein Temperatur- und Leitfähigkeitsgradient zu einer Verzerrung führt [188]. Der Durchgriff auf das besser leitfähige Öl im Barrierensystem ist jedoch in erster Näherung vernachlässigbar. Die Durchführung benötigt somit eine ausreichend bemessene radiale Isolation über den Steuerbelägen, weil innere und äußere Potentialsteuerung i.a. unterschiedlich sind und sich beispielsweise mit der Temperatur verändern können.

7.2.3.3 Belastungen bei Spannungsänderungen

Spannungsänderungen erzeugen dielektrische Verschiebungsfelder, die den vorhandenen Feldern überlagert werden. Die Belastungen sollen zunächst für ein einfaches Öl-Barrierensystem erläutert werden, Bild 7.2.3-4 (oben).

Beim **Zuschalten einer Gleichspannung** teilen sich die Feldstärken gemäß den Dielektrizitätszahlen auf, für das einfache Öl-Barrierensystem also etwa im Verhältnis

$$\frac{E_{\text{Ö}}}{E_{\text{B}}} = \frac{\varepsilon_{\text{B}}}{\varepsilon_{\text{Ö}}} = \frac{4,4}{2,2} = \frac{2}{1} \quad (7.2-1)$$

auf, Bild 7.2.3-4 (links). Anschließend streben die Feldstärken im Öl und im Pressspan in einem transienten Vorgang gegen einen stationären Endwert

$$\frac{E_{\text{Ö}}}{E_{\text{B}}} = \frac{\kappa_{\text{B}}}{\kappa_{\text{Ö}}} \ll 1 \quad (7.2-2)$$

mit völlig veränderter Feldverteilung. Ob der stationäre Zustand erreicht wird, hängt von der *Zeitkonstanten*

$$\tau = R_{\text{Ö}} C_{\text{B}} \quad (7.2-3)$$

ab, mit der die Barrierenkapazität über den Ölpaltwiderstand geladen wird. Stationäre Zustände werden deshalb bei hoher Ölleitfähigkeit und kleinen Zeitkonstanten (z.B. nach Alterung im Betrieb) erreicht, Bild 7.2.3-4 (mittig), aber nicht notwendigerweise bei niedriger Ölleitfähigkeit und großen Zeitkonstanten (z.B. bei einer Stückprüfung), Bild 7.2.3-4 (unten).

Anmerkung: Es ist zu beachten, dass Leitfähigkeitsverhältnisse und Gleichfeldverteilungen durch **Temperaturänderungen** und **Temperaturgradienten** stark verändert werden können. Dies kann dazu führen, dass im *Betrieb* Belastungssituationen denkbar sind, die in den *Prüfungen* nicht abgedeckt wurden [275], [278], [279]. Es ist deshalb sinnvoll, *Feldberechnungen* und -studien mit den unterschiedlichen denkbaren Leitfähigkeitsverhältnissen durchzuführen, um *Worst-Case-Szenarien* erkennen zu können [281].

Die **Belastung nach dem Umpolen** (polarity reversal PR) lässt sich ermitteln, indem der *Feldzustand vor der Spannungsänderung* E_{vor} bestimmt wird. Durch den Spannungssprung wird dann ein Feldstärkesprung in Form eines *dielektrischen Verschiebungsfeldes* ΔE_{AC} (ähnlich einem „AC“-Wechselfeld) überlagert,

dessen Größe dem Spannungshub $\Delta U = +U - (-U) = 2U$ entspricht und dadurch eine besonders hohe Belastung erzeugt. Bei linearen Systemen ergibt sich für die Höhe der *Umpolbelastung* (PR)

$$E_{\text{PR}} = E_{\text{vor}} + \Delta E_{\text{AC}} (\Delta U = 2U). \quad (7.2-4)$$

Für die zuvor weniger belasteten Ölstrecken ergeben sich dadurch *sehr hohe Belastungsspitzen in den Ölstrecken*, weil das überlagerte dielektrische Verschiebungsfeld wiederum der kapazitiven Feldaufteilung nach Gl. (7.2-1) genügt.

Die Umpolbelastung der Ölstrecken ist stark vom *Ausgangszustand* abhängig. Für das einfache Barrierensystem nach Bild 7.2.3-4 führt die gleiche Sprunghöhe bei hoher Ölleitfähigkeit zu einer sehr hohen Spitzenbelastung im Öl, die schnell abklingt, und bei niedriger Ölleitfähigkeit zu einer wesentlich geringeren Spitzenbelastung im Öl, die aber wesentlich länger andauert. Maßgeblich sind wiederum die Zeitkonstanten nach Gl. (7.2-3), mit denen das Isolationssystem dem neuen Endzustand zustrebt.

7.2.3.4 Übergangsvorgänge (Transienten)

a) Schichtung aus zwei Materialien

In einer **Schichtung aus zwei Materialien**, z.B. aus Öl und ölimprägniertem Pressspan im Barrierensystem eines Transformators, verlaufen die Übergangsvorgänge näherungsweise exponentiell zwischen dem Ausgangszustand (z.B. einer kapazitiven Spannungsverteilung nach dem Zuschalten oder Umpolen einer Gleichspannung) und dem Endzustand (z.B. einer resistiven Spannungsverteilung nach sehr langer Zeit).

Anmerkung: Abweichungen von den exponentiellen Verläufen durch *Polarisationsströme* und durch *Nichtlinearitäten* werde im folgenden Kap. 7.2.3.5 behandelt.

Grundsätzlich wurden die o.g. Transienten bereits in Kap. 2.1.4.3 mit Bild 2.1-16 für ein *ebenes Kondensator-dielektrikum* und in Kap. 7.2.3.3 mit Bild 7.2.3-4 für eine *ebene Transformator-Barrierenanordnung* beschrieben.

Aus Bild 7.2.3-4 ergibt sich, dass *Ausgangs- und Endzustände* je nach Prüfdauer nicht immer der kapazitiven bzw. resistiven Feldbeanspruchung entsprechen müssen, weil die von

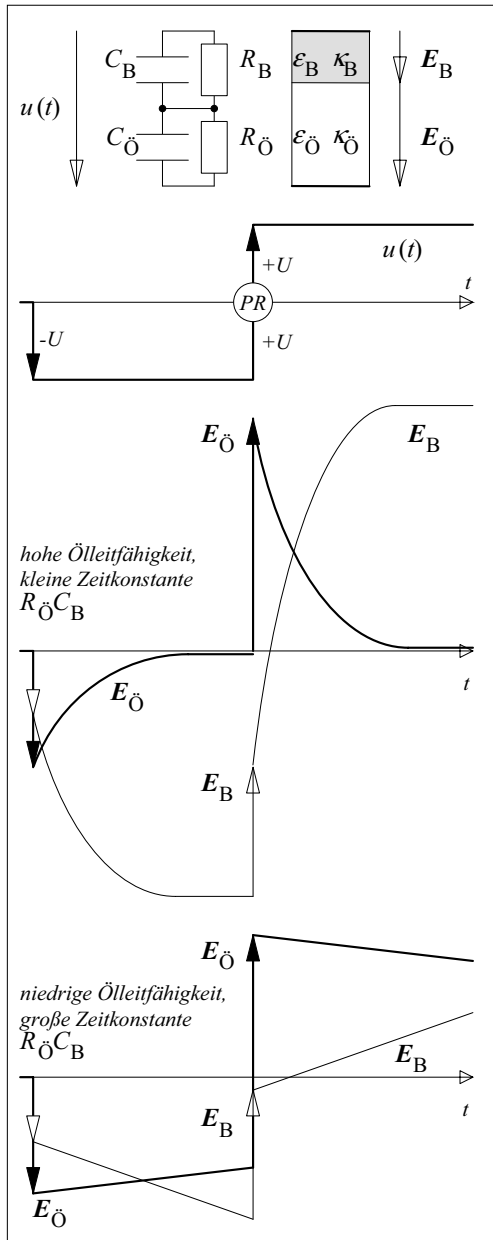


Bild 7.2.3-4: Belastung eines Öl-Barriersystems beim Zuschalten und Umpolen einer Gleichspannung für hohe und niedrige Ölleitfähigkeit (oben und unten).

vorausgehenden Belastungen verursachten Feldzustände zu überlagern sind. Eine niedrige Ölleitfähigkeit verursacht beispielsweise große Zeitkonstanten und langsam verlaufende Übergangsvorgänge, so dass vor dem Umpolen das Öl noch immer belastet ist und der Pressspan noch immer eine reduzierte Belastung erfährt, Bild 7.2.3-4 (unten). Das dann bei der Umpolung überlagerte Verschiebungsfeld wird deshalb vor allem im Öl vom vorherigen Feldzustand teilweise kompensiert, so dass sich eine reduzierte Spitzenbelastung im Öl ergibt.

Die Übergangsvorgänge verlaufen dabei weitgehend **exponentiell fallend oder steigend** und ohne Zwischenmaxima, so dass die *maximalen Belastungen* aus den *Anfangszuständen* (für das Öl) und aus den *Endzuständen* (für den Pressspan) ermittelt werden können. Endzustände werden jedoch bei sehr hochohmigen Materialien mit großen Zeitkonstanten erst nach sehr langen Zeiten erreicht, die u.U. bei den kurzzeitigen Gleichspannungsbeanspruchungen in der Praxis nicht gegeben sind.

b) Schichtung aus drei Materialien

In einer **Schichtung aus drei Materialien**, z.B. aus Öl, ölprägniertem Papier und Kunststoff, verlaufen die Übergangsvorgänge nach dem Zuschalten oder dem Umpolen der Spannung in komplexerer Form [7], [10], [276], [277], Bild 7.2.3-5.

Anmerkung: Ein ähnlicher Fall (Kunststoffbarriere zwischen zwei unterschiedlichen Ölen) wurde bereits in Kap. 2.4.4.3 mit Bild 2.4-32 und -33 als Beispiel für einen Übergangsvorgang behandelt.

Ausgehend von der kapazitiven Feldverteilung, die alle drei Materialien entsprechend ihrer Dielektrizitätszahlen belastet, baut sich das Feld zunächst in der *leitfähigsten Schicht* (i.d.R. also im Öl) ab und es werden die Kapazitäten der höherohmigen Schichten weiter geladen. Diese *weniger leitfähigen Schichten* (Pressspan und Kunststoff) müssen also die im Öl abgebaute Spannung zusätzlich übernehmen und erfahren dadurch gemeinsam eine zunächst zunehmende Feldstärkebelastung. Im weiteren Verlauf des Übergangsvorganges entlastet sich schließlich aber auch das Material

mit der *mittleren Leitfähigkeit* (z.B. der Pressspan), so dass die anstehende Gleichspannung schließlich weitgehend vom Material mit der *geringsten Leitfähigkeit* (z.B. also dem Kunststoff) zu isolieren ist. Für das Material mit der mittleren Leitfähigkeit ergibt sich aus der zunächst zunehmenden und dann wieder abnehmenden Belastung eine *transiente Spannungsüberhöhung* bzw. ein **Feldstärkemaximum**, das allein aus den Anfangs- und Endzuständen nicht erkennbar ist.

Auch hier gilt, dass Anfangszustände durch vorausgehende Belastungen verschoben sein können und dass Endzustände u.U. erst nach sehr langen Zeiten erreicht werden.

c) Komplexe Isolationssysteme

In komplexen Isolationssystemen ergeben sich, ähnlich wie bei den in Bild 7.2.3-5 beschriebenen Feldverschiebungen zwischen den Isolationsmaterialien, **räumliche und zeitliche Verschiebungen (Migrationen) der Feldstärkebelastungen** innerhalb des Isolationssystems. Diese Vorgänge können z.B. durch räumlich vernetzte Ersatzschaltbilder [280] oder durch transiente numerische Feldberechnung untersucht werden [282], sie sollen nachfolgend anschaulich erläutert werden.

Beispielhaft wurde in Kap. 2.4.4.3 mit Bild 2.4-34 das Umpolen einer Gleichspannung an zwei sich **überlappenden Barrieren** erläutert. Durch die Superposition der Strömungs- und Verschiebungsfelder gemäß Gl. (7.2-4) ergaben sich hohe Feldstärken im Ölspace sowie ein zick-zack-förmiges Potentiallinienbild mit hohen, aber entgegengesetzten Belastungen im Öl und in den Barrieren sowie mit „Potentialinseln“ über 100 % und unter 0 %, die auf positive und negative Flächenladungen zurückzuführen sind.

Ein praktisch wichtiges Beispiel ist das Zusammenwirken von **Durchführung und Barrierensystem** in einem HGÜ-Transformator, Bild 7.2.3-6. Das Öl wird als wesentlich leitfähiger angesehen als Durchführung und Barrieren. Der Ölspace erfüllt deshalb bei Gleichspannung die in Bild 7.2.3-3 erläuterte Feld-

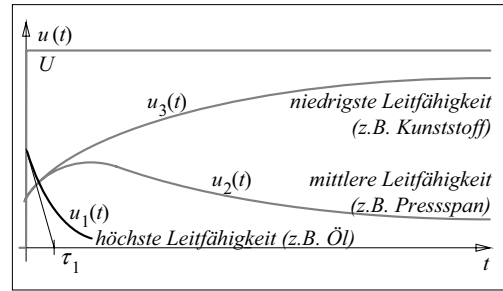


Bild 7.2.3-5: Übergangsvorgänge (Transienten) in einem dreilagigen Dielektrikum nach Zuschalten einer Gleichspannung.

steuerfunktion. Die Barrieren erhöhen außerdem die Festigkeit der Ölspace in radialer Richtung.

Für die vereinfachte schematische Darstellung wird das Barriersystem, Bild 7.2.3-6 (oben), in einer abgeschrägten Ersatzbarriere, Bild 7.2.3-6 (1) bis (6), zusammengefasst. Eine numerische Berechnung ist z.B. mit räumlich vernetzten Ersatznetzwerken möglich [280]. Einige besonders wichtige Ersatzelemente sind im Bild angedeutet.

Die Übergangsvorgänge beginnen mit dem **Zuschalten einer negativen Gleichspannung (1)**. Dominierende Eigenschaften sind die Dielektrizitätszahlen, die durch räumlich verteilte Teilkapazitäten beschrieben werden. Es ergibt sich deshalb zunächst ein dielektrisches *Verschiebungsfeld*, das einem Wechselspannung-(AC-)Feld entspricht.

Unmittelbar anschließend beginnt ein **Übergangsvorgang (2)** in dessen Verlauf im wesentlichen die Kapazitäten der hochohmigen Materialien (Barrieren und Durchführung) über die besser leitfähigen Ölspace in radialer Richtung geladen werden, Bild 7.2.3-6 (2). Im unteren Bereich der Isolation (U) verläuft die Aufladung der Barrieren wegen der kleineren Barrierenkapazitäten schneller als im oberen Bereich der Isolation (O): Die dabei in die Durchführungsisolation gedrängten Potentiallinien müssen vor der Elektrode wieder in das Barriersystem übertreten. Dadurch ergibt sich im elektrodenseitigen Ende des Ölspace eine *hohe tangentiale (axiale) transiente Be-*

lastung, die die stationären Belastungen bei weitem überschreiten kann [280].

Schließlich stellt sich ein **stationärer Zustand (3)** ein, bei dem der im Ölspalt fließende *axiale Leitungsstrom* über die Höhe seiner Stromdichte die Feldstärke bestimmt und bei geeigneter *Spaltgeometrie* gleichmäßig ist. Ob dieser stationäre Zustand erreicht wird, hängt von den Zeitkonstanten der Materialien (insbesondere von der Ölleitfähigkeit) und von der Dauer der Spannungsbeanspruchung ab.

Bei der **Umpolung (4)** wird dem vorausgehenden Feldzustand gemäß Gl. (7.2-4) ein dielektrisches Verschiebungsfeld überlagert, das dem *doppelten Spannungshub* $\Delta U = 2 U$ ent-

spricht und vor allem die *Ölspalte extrem belastet*. Dieses Szenario wurde bereits mit Bild 2.4-34 für überlappende Barrieren ausführlich erläutert.

In dem sich anschließenden **Übergangsvorgang (5)** werden die noch geladenen radialen Kapazitäten der Barrieren und der Durchführungsdecklagenisolation - mit unterschiedlichen Zeitkonstanten im unteren (U) und oberen (O) Bereich der Isolation - zunächst *ent-* und dann wieder *aufgeladen* (d.h. also schließlich *umgeladen*), wobei die radialen Belastungen in den Ölspalten abgebaut werden. Auch hierbei muss das in die Durchführung gedrängte Feld vor der Elektrode in das Barrie-

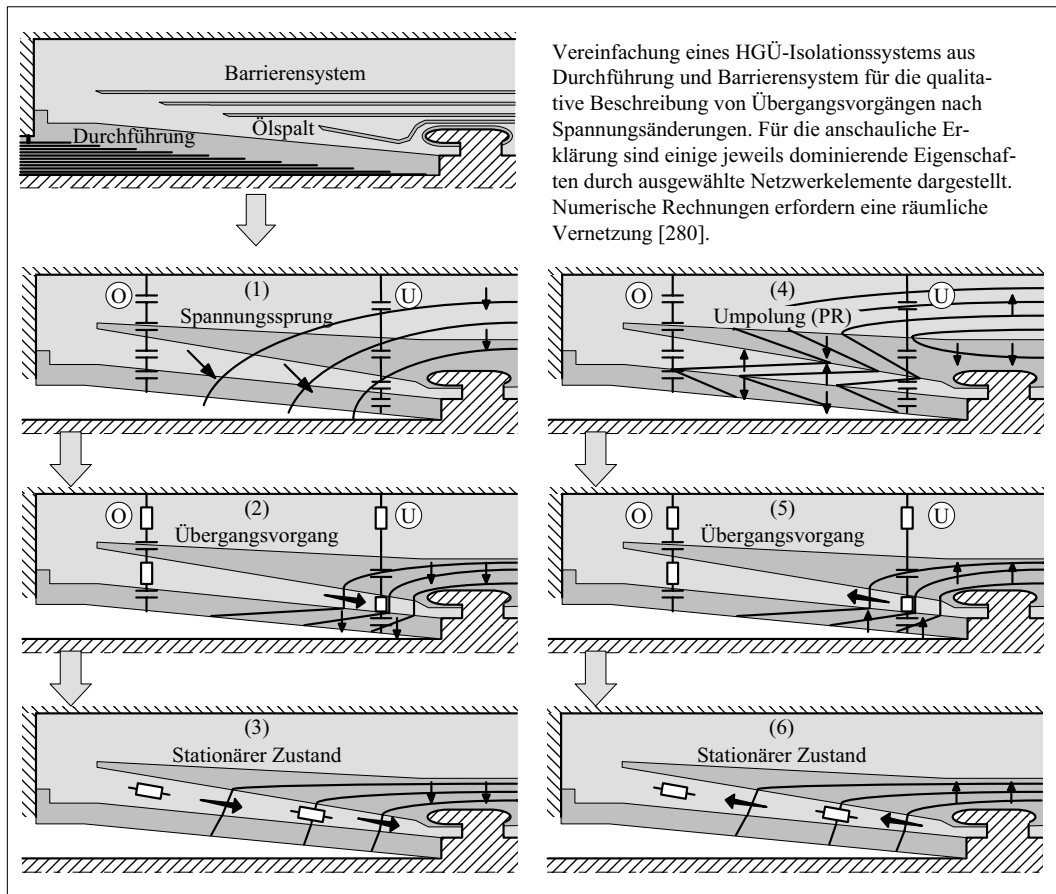


Bild 7.2.3-6: Transiente Ausgleichsvorgänge in einer HGÜ-Isolation [280] nach dem Zuschalten (1 bis 3) und nach dem Polaritätswechsel (4 bis 5) in einem 25 %-Äquipotentiallinienbild (schematisch).

rensystem treten und verursacht somit *hohe axiale transiente Beanspruchungen im Öl* über der Durchführung.

Schließlich ergibt sich auch hier ein **stationärer Zustand (6)**, sofern die Zeitkonstanten ausreichend klein sind bzw. die Beanspruchungszeit ausreichend groß ist.

Die **Beherrschung der beschriebenen Vorgänge** durch das Isolationssystem erfordert ein *koordiniertes Design aller Komponenten* in Bezug auf die geometrischen Konturen aller Bauteile, in Bezug auf die Eigenschaften aller eingesetzten Isolationsmaterialien und in Bezug auf umfangreiche Prüf- und Betriebserfahrungen [280]. Für Feldstudien wird empfohlen, Berechnungen mit unterschiedlichen denkbaren Leitfähigkeitsverhältnissen durchzuführen, um die *kritischen Szenarien* zu ermitteln [281].

7.2.3.5 Einflüsse der Materialien

Die dielektrischen Eigenschaften von Isolierstoffen in HGÜ-Isolationssystemen wurden bisher durch *einfache Parallelersatzschaltbilder* gemäß Bild 4.3-1 beschrieben. Damit werden nur zwei Grundeigenschaften berücksichtigt, die *Dielektrizitätszahl ϵ_r* und die stationäre *Leitfähigkeit κ* . Isolationssysteme werden dabei richtig beschrieben, wenn sich die Belastungen entweder aufgrund relativ schnell veränderlicher Verschiebungsfelder (z.B. Stoßspannung, netzfrequente Wechselspannung, Zuschalten, Umpolen) oder aufgrund sehr lang andauernder stationärer Leitungsströme (Gleichspannung nach sehr langen Zeiten) ergeben.

Übergangsvorgänge nach dem Zuschalten oder Umpolen einer Gleichspannung finden aber in einem Zeitbereich statt, in dem neben den Grundeigenschaften ϵ_r und κ auch noch *weitere dielektrische Eigenschaften* Einfluss auf Ströme und Feldstärken nehmen:

a) Feste Materialien

In festen Materialien treten *Polarisationerscheinungen* auf, die zu erhöhten und zeitlich

abklingenden Strömen sowie zur Speicherung bzw. Freisetzung von Ladung führen, Bild 4.1-1 bis 4.1-3 sowie 6.4.7-4. In einem Ersatzschaltbild können zusätzliche Polarisationsvorgänge durch *RC-Glieder* mit unterschiedlichen Zeitkonstanten berücksichtigt werden, Kap. 4.3.2.1 und Bild 4.3-2. Dabei bestehen sehr starke Temperaturabhängigkeiten, Bild 4.3-3 (rechts). Feldstärkeabhängigkeiten sind bei ölprägnierten Materialien nicht sehr stark ausgeprägt und erst bei hohen Feldstärken zu beobachten, Bild 4.3-3 (links). Lineare Ersatzschaltbilder sind deshalb häufig ausreichend.

b) Flüssigkeiten

Isolieröle verhalten sich sehr stark *nichtlinear*, Kap. 4.3.2.2. Dabei verändern sie ihre Leitfähigkeit durch *Abwanderung von Ionen*, ohne dass Ladung gespeichert wird. Depolarisationsströme treten deshalb praktisch nicht auf, Bild 4.3-4. Für die Beschreibung eignet sich deshalb ein lineares Ersatzschaltbild nicht, vielmehr müssen funktionale Zusammenhänge verwendet werden, die die *Veränderung der Leitfähigkeit durch Ionenwanderung* und durch die *Wirkung hoher elektrischer Feldstärken* beschreiben, Gl. (4.3-10) bis (...-13).

Leitfähigkeitsangaben für Isolieröl sind deshalb nur mit *sehr großer Vorsicht* für HGÜ-Isulationsberechnungen verwendbar. Wenn die Bedingungen, unter denen die Leitfähigkeitswerte ermittelt wurden nicht genau bekannt sind, sind auch die Werte nicht brauchbar. Beispielsweise beziehen sich *normgerecht* gemessene Leitfähigkeitswerte aus Gründen der Vergleichbarkeit auf die *Anfangsleitfähigkeit* (oft auch als Wechselstromleitfähigkeit bezeichnet) [270], [283], wohingegen für HGÜ-Berechnungen eher die *Endwerte* der Leitfähigkeit von Bedeutung sind. Diese reagieren sehr sensibel auf Temperatur und Feldstärke, Bild 4.3-5. Auch Ölsorte, Elektrodenmaterial, Verschmutzungen und Alterungszustand können Leitfähigkeiten erheblich beeinflussen [271]. Der Einfluss des Feuchtigkeitsgehaltes ist, sofern er weit unter der Sättigungskonzentration bleibt, von geringerer Bedeutung.

c) Geschichtete Isolationen

Simulationen von Strömen durch *einfache ebene geschichtete Isolationen* haben gezeigt, dass mit dem einfachen RC-Parallelersatzbild nach langen Zeiten, wenn die Effekte der Grenzflächenpolarisation dominieren, gute Übereinstimmung mit Messungen erreichbar ist [271]. In kürzeren Zeitbereichen müssen zusätzlich Polarisationsvorgänge in festen Materialien sowie nichtlineare Öleigenschaften berücksichtigt werden, Bild 4.3-8.

Die Wirkung von *Polarisationsvorgängen in festen Materialien* besteht darin, dass über längere Zeiträume hinweg *größere Ströme* fließen, als dies von der stationären Gleichstromleitfähigkeit zu erwarten wäre. Erhöhte Ströme in den festen Isolationskomponenten erhöhen und verlängern vor allem die Spannungsabfälle und *Belastungen an den in Reihe geschalteten Ölspalten* [271].

Anmerkung: Anschaulich (aber physikalisch nicht ganz korrekt) kann die Wirkung mit einer erhöhten „*scheinbaren Leitfähigkeit*“ verglichen werden, zumindest solange nur Polarisationsströme fließen. Depolarisationsströme sind mit dieser Vereinfachung nicht mehr erklärbar.

Durch die *erhöhte Anfangsleitfähigkeit in Flüssigkeiten* werden die *Ölstrecken* bei Übergangsvorgängen zunächst *entlastet*, weil die von den Barriereneigenschaften vorgegebenen Polarisationsströme geringere Spannungsabfälle verursachen. Dies wirkt dem feldstärkeerhöhenden Einfluss von anfänglich erhöhten Polarisationsströmen in den Barrieren entgegen. Die Dauer der Entlastung ist von der *Transitzeit τ der Ionen* durch den freien Ölspalt, d.h. von der effektiven Ölspaltweite (in Feldrichtung) und der Feldstärke abhängig, Gl. (4.2-5).

Weiterhin kann der Abbau der Ladungsträgerzahl bei neuen und *hochohmigen Ölen* zu sehr *niedrigen Endleitfähigkeiten* und sehr *großen Zeitkonstanten* in Isolationssystemen führen. Dadurch verlaufen Übergangsvorgänge dann sehr langsam und die Belastungen der Ölstrecken *dauern länger an*, Bild 7.2.3-4 (unten). Bei Umpolungen ergibt sich aufgrund der noch

im Übergang befindlichen Felder eine Kompensation zwischen vorhandenem Feld und überlagertem Verschiebungsfeld im Öl, so dass die *Spitzenbelastungen im Öl reduziert* werden.

Außerdem führt das *nichtlineare Verhalten des Isolieröles* bei sehr hohen Feldstärken zu einem *Leitfähigkeitsanstieg*, der sich wiederum feldstärkeesenkend auswirkt. Nur eine Simulation, die diese nichtlinearen Zusammenhänge berücksichtigt, kann deshalb klären, welche Feldstärken sich im Isolationssystem einstellen [271]. Lineare Ersatzbilder sind dafür *nicht* geeignet.

d) Komplexe Isolationssysteme

Durch den nichtlinearen Leitfähigkeitsanstieg des Öles mit der Feldstärke wird auch das *Leitfähigkeitsverhältnis* zwischen Öl und Barrieren vergrößert und damit die steuernde Wirkung der Barrieren bei *stationärer Belastung* verbessert.

Die Wirkung von *nichtlinearen Öleigenschaften* sowie von *Polarisationsströmen in festen Materialien* auf die komplexen *Übergangsvorgänge* in mehrdimensionalen Isolationsanordnungen, insbesondere auf tangentialen Belastungen an Durchführungs- und Barrierenoberflächen (wie sie beispielhaft in Bild 7.2.3-6 geschildert werden) ist nicht erforscht. Die heutigen Erkenntnisse beruhen auf Netzwerksimulationen [280] oder transienten Feldberechnungen [282], die von einem einfachen RC-Materialmodell (Parallelersatzschaltbild nach Bild 4.3-1) ausgehen und damit im wesentlichen nur die Grenzflächenpolarisation und nicht die Materialpolarisation erfassen.

7.2.4 Äußere Isolation

Die äußere Isolation ist bei Anlagen der Hochspannungsgleichstromübertragung insbesondere bei hohen Spannungen über 500 kV problematisch. Durch Ablagerung von Schmutz und Befeuchtung entstehen *leitfähige Fremdschichten*. Bei *Wechselspannung* sind die

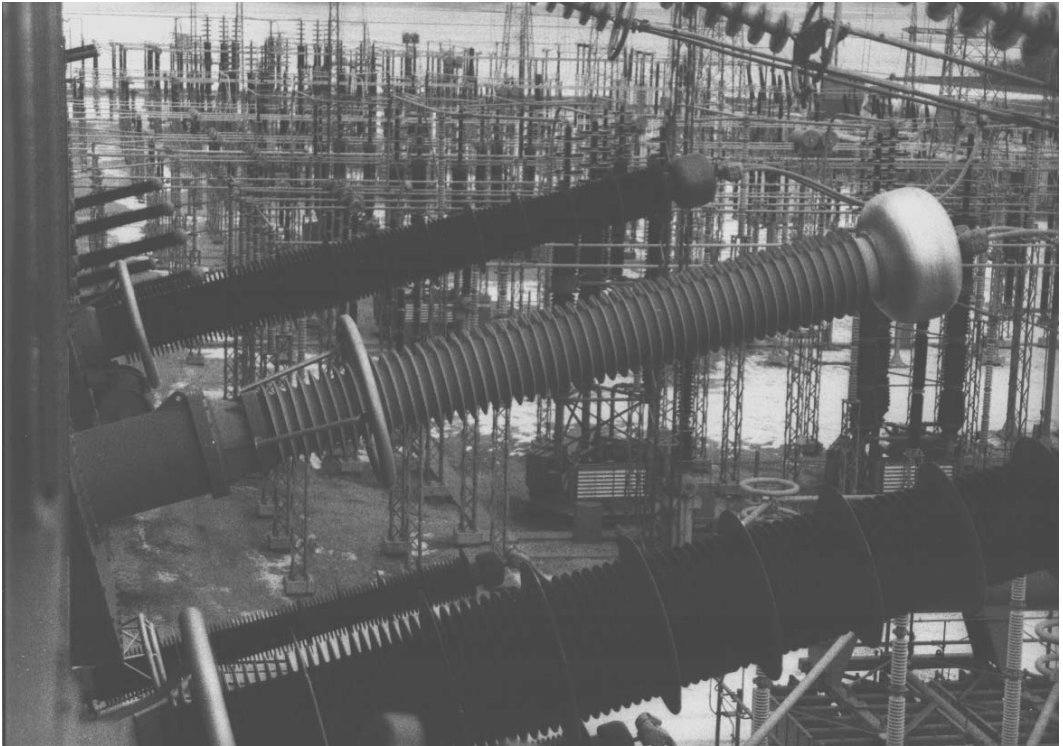


Bild 7.2.4-1: 545 kV-HGÜ-Wanddurchführungen an einer Konverterhalle (Manitoba Hydro, Winnipeg, Canada). Zur Erhöhung der Überschlagnungsspannung bei ungleichförmiger Beregnung sind die OIP-Porzellandurchführungen mit sog. Booster-Sheds nachgerüstet. Eine Durchführung ist ölfrei mit hydrophobem Silikonschirm-Verbundisolator ausgeführt [7], [8], [9], [93], Bild 7.2.4-2. Werkbild HSP Hochspannungsgeräte Porz GmbH, Köln.

Oberflächenströme meist gegen die kapazitiven Verschiebungsströme vernachlässigbar, so dass sich die Potentialverteilung nicht wesentlich verändert. Bei *Gleichspannung* wird die Feldverteilung jedoch im wesentlichen von den Oberflächenströmen bestimmt. Potentialsteuernde Maßnahmen im Inneren des Gerätes sind bei flächiger Befeuchtung an der Oberfläche nicht mehr wirksam, Bild 2.4-29.

In ungünstigen Fällen, z.B. bei *ungleichförmiger Beregnung*, ergibt sich eine Verschiebung des Hochspannungspotentials auf der Isolatoroberfläche [8], [58]. Besonders ungünstig wirkt sich eine *horizontale Einbaulage* aus, weil dadurch auch eine Befeuchtung der Schirmunterseiten erleichtert wird.

Als Folge der Potentialverschiebung kommt es nicht nur zum *axialen Überschlag*. Bei Durchführungen entstehen auch extreme *radiale*

Belastungen zwischen der das Hochspannungspotential führenden Oberfläche und dem darunter liegenden Erdbelag. Ein *radialer Durchschlag* führt zum Kurzschluss, der ggf. das *Porzellan zerstören* und die *Ölfüllung in Brand* setzen kann.

Ursache für die Bildung zusammenhängender Feuchtigkeitsfilme ist die Eigenschaft der *Porzellanoberfläche* bei Verschmutzung und Beregnung ihre Hydrophobie zu verlieren und damit das Verlaufen von Wassertropfen zu ermöglichen. Dies ist an der Abnahme des Oberflächenwiderstandes erkennbar, Bild 5.3-19.

Eine wirksame Gegenmaßnahme besteht in der Verwendung von Verbundisolatoren mit hydrophober *Silikonbeschirmung*, Bild 5.3-18 und 7.2.4-1. Die einzelnen Tropfen bleiben isoliert, so dass sich keine zusammenhängenden leitfähigen Brücken bilden können. Bei

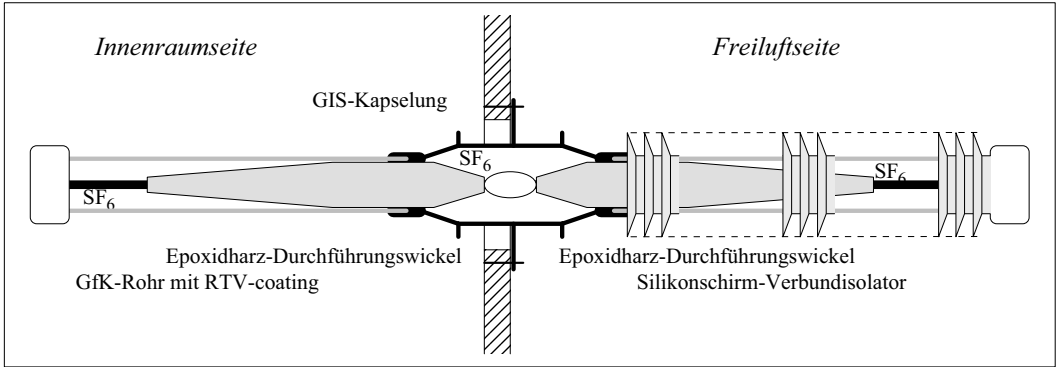


Bild 7.2.4-2: Ölfreie 545 kV-HGÜ-Wanddurchführung mit Silikonschirm-Verbundisolator für eine HGÜ-Konverter-Station nach Bild 7.2.4-1, Fabrikat HSP Hochspannungsgeräte Porz GmbH, Köln [7]...[10], [93].

vorhandenen Porzellanisolatoren kann der gleiche Effekt vorübergehend durch Beschichtung mit *Silikonpaste* oder mit einem raumtemperaturvernetzenden *Silikonüberzug* (RTV-coating) erzielt werden. Die Beschichtung ist allerdings keine dauerhafte Lösung.

Eine gewisse Erhöhung der Überschlagspannung ergibt sich auch durch sogenannte „Booster-Sheds“, Bild 7.2.4-1: Durch Silikonscheiben großen Durchmessers, die über der Isolatorlänge verteilt sind, soll der Fremdschichtüberschlag durch Unterbrechung der Vorlichtbögen verzögert werden [8], [58], Kap. 3.2.6.4. Dabei wird allerdings nicht die Ursache des Problems, die Potentialverschiebung auf der Oberfläche, bekämpft. Es werden lediglich Folgen, d.h. die Ausbildung zusammenhängender Lichtbögen herausgezögert. Vorteilhaft ist, dass diese Maßnahme nachgerüstet werden kann, um die Zuverlässigkeit kritischer Anlagen zu verbessern.

Beispiel: Ölfreie HGÜ-Wanddurchführung mit Silikonbeschirmung

Bild 7.2.4-1 und -2 zeigen eine überschlagsresistente 545 kV-Wanddurchführung für die Hochspannungsgleichstromübertragung mit *Silikonbeschirmung* auf der Freiluftseite. Als Gehäuseisolatoren werden *GfK-Rohre* eingesetzt, die im Schadensfall nicht die Gefährlichkeit eines explodierenden Porzellans besitzen. Außerdem ergibt sich ein erheblich reduziertes Gewicht. Die brennbare Öl-Papier-Isolation wird durch feste *vakuumimprägnierte*

RIP-Durchführungswickel aus Epoxidharz ersetzt, vgl. Kap. 7.1.2.2 und 5.3.3.1 mit Bild 5.3-14. Als Nebenisolation zwischen Durchführungswickel und Gehäuseisolator dient *komprimiertes SF₆* [7] ... [10], [93].

Tabelle 7.2.4-1: 545 kV-HGÜ-Wanddurchführung nach Bild 7.2.4-2 im Vergleich zur konventionellen Ausführung mit Porzellan und Öl/Papier [8].			
Elektrische Prüfdaten:			
Blitzstoßspannung	voll	+/-	1675 kV
	abgeschnitten	-	1845 kV
Schaltstoßspannung	unter Regen	+/-	1300 kV
(105 Ω m, horiz. 1,2 mm/min, vert. 1,4 mm/min)			
Wechselspannung	50 Hz, 72 Sekunden		750 kV
Gleichspannung	negativ, 2 Stunden		500 kV
	Umpolung, 1 Minute		
	positiv, 0,5 Stunden		500 kV
	positiv, 1 Stunde		795 kV
TE-Messung	bei Wechsel- und Gleichspg.		
Wichtige technische Daten:			
	Konventionelle Durchführung	Durchführung nach Bild 7.2	
Masse	3700 kg	2600 kg	
Kriechweg			
	außen	21,8 m	13,7 m
	innen	7,6 m	3,6 m
Schlagweite			
	außen	5,5 m	4,3 m
	innen	3,2 m	3,6 m
Spezifischer Kriechweg bei 500 kV			
	außen	43,6 mm/kV	27,3 mm/kV

Anmerkung: Eine Besonderheit ergibt sich aus dem Umstand, dass epoxidharz imprägnierte Wickel nicht in beliebigen Längen gefertigt werden können. Bei einer Durchführungslänge von 12 m müssen Freiluft- und Innenraumseite aus zwei separaten Freiluft-Gas-Durchführungen zusammengesetzt werden, die in einem kurzen SF₆-Druckgefäß unter einer Schirmelektrode verbunden sind. Die gesamte Anordnung wird über einen durchgehenden Leiterbolzen mit Federpaketen in den Schirmtoroiden verspannt.

Im Vergleich zu Porzellan-Durchführungen ergeben sich erhebliche geringere Abmessungen und Massen, Tab. 7.2.4-1.

7.2.5 Hochfrequent getaktete Gleichspannungen

7.2.5.1 Anwendungen

Für die Anbindung von *Offshore-Windenergieparks* oder *Offshore-Verbrauchern* über Gleichspannungskabel werden z.B. Anlagen mit Gleichspannungszwischenkreis, konstanter Polarität und *hochfrequent getakteten* Gleichspannungen zur *Pulsweitenmodulation* vorgesehen mit Spannungen bis zu gut 100 kV. Wegen der Ausbildung von Raumladungen und der extrem hohen Zeitkonstanten in *Polyäthylenkabeln* würde ein Umpolen der Spannung zu hohen Belastungen führen. Deshalb wird nicht wie bei einer konventionellen HGÜ-Anlage mit der Leistungsflussrichtung auch die Polarität der Spannung sondern die Stromflussrichtung gewechselt.

Weitere Anwendungen für getaktete Gleichspannungen können sich aus der Vision von *Energieübertragungs- und -verteilungsnetzen* aus verlustarmen und platzsparenden *Gleichstromkabeln* ergeben, die über Konverter, kompaktem *Hochfrequenztransformator* und Konverter Energie zwischen verschiedenen Gleichspannungs- und Drehstrom-Spannungsebenen austauschen [284].

7.2.5.2 Isolationsprobleme

Durch das Takten von Spannung mit mehreren 10 kV ergeben sich in der Isolation neuartige

thermische und elektrische Probleme, die keine direkten Gleichspannungsprobleme sind, die aber in Gleichspannungsanlagen auftreten und deshalb in diesem Zusammenhang angesprochen werden sollen:

Dielektrische Verluste sind für *rechteckförmige Spannungen* etwa *vierfach* größer als für die sinusförmige Grundschwingung gleicher Amplitude, selbst für einen frequenzunabhängigen Verlustfaktor. Durch die hochfrequente Taktung ergibt sich außerdem ein linearer Anstieg der Verlustleistung mit der *Frequenz*, Gl. (4.2-14) bzw. (...-20). D.h. bei einer Taktfrequenz von 10 kHz würde allein die Grundschwingung zu 200-fach und die Rechteckspannung zu 800-fach erhöhten dielektrischen Verlusten im Vergleich zur sinusförmigen 50 Hz-Spannung führen. Ein möglicher *Anstieg des Verlustfaktors* mit der Frequenz ist dabei noch nicht berücksichtigt.

Diese Überlegungen zeigen, dass nur sehr *verlustarme Isolierungen* zum Einsatz kommen können und dass Isolationskonzepte die *Abfuhr großer Wärmemengen* umfassen müssen, um thermische Instabilitäten („Wärmedurchschläge“) zu vermeiden, vgl. Kap. 3.3.2.2.

Im Falle von **Teilentladungen** führt die hochfrequente Taktung zu einer wesentlich *beschleunigten Teilentladungserosion*. Die Dimensionierung und Fertigung von Isolierungen muss deshalb in noch stärkerem Maße als bisher die Vermeidung von Teilentladungen sicherstellen. Langzeitstabile Isolierungen werden tendenziell größere *Isolationsabstände* bzw. *-dicken* erfordern.

Weitere Probleme ergeben sich bei hohen Taktfrequenzen durch die **räumlichen Abmessungen** der Systeme (Transformatorwicklungen, Kabellängen) die nicht mehr als *elektrisch kurz* angesehen werden dürfen, so dass mit Wanderwellen, Reflexionen, stehenden Wellen, Resonanzen und Spannungsüberhöhungen zu rechnen ist.

Ein *Beispiel* sind die aus Umrichtern über längere Kabelstrecken gespeisten Niederspannungsmotoren, bei denen die steilen Schaltflanken Wanderwellen erzeugen, die an der

Motorimpedanz auf den doppelten Wert reflektiert werden und durch hochfrequente Teilentladungserosion die Isolation sehr rasch schädigen [285].

7.2.5.3 Prüftechnik

Die gängigen *Hochspannungsprüfverfahren* sind hier nicht mehr ausreichend. Aus thermischen Gründen müssen die hochfrequenten Belastungen nachgebildet werden, beispielsweise durch die aus dem klassischen Tesla-Transformator weiterentwickelten **Resonanztransformatoren** [284]. Schnellveränderliche Belastungen können durch **Impulsspannungsprüfungen** unter gleichzeitiger Beobachtung von Teilentladungsimpulsströmen nachgebildet werden [285]. Reale Rechteckspannungen besitzen bei 10 kHz 20.000 Schaltflanken pro Sekunde. Die Entwicklung entsprechender **Rechteck-Prüfgeneratoren** stellt neue und hohe Anforderungen an die Hochspannungsprüftechnik. Ein mögliches *Konzept* besteht z.B. aus zwei entgegengesetzt geladenen Hochspannungskondensatoren, die über hochspannungstaugliche leistungselektronische Schalter abwechselnd auf den Prüfling geschaltet werden [284].

7.3 Typische Isolationssysteme für Impulsspannungen

7.3.1 Beanspruchung und Festigkeit

Die **äußere Isolation** ist bei Impulsbeanspruchungen sehr *unempfindlich gegen Fremdschichten* auf Isolatoroberflächen, da die Verschiebungsströme praktisch immer weitaus größer sind als die Leitungsströme über die Fremdschichten.

Bei *großen Schlagweiten und inhomogenen Feldern in atmosphärischer Luft* ist auch die Verrundung der Elektroden nicht so wichtig wie bei Gleich- und Wechselspannung. Selbst beim Einsatz von *Vorentladungen* reicht oft

die *Wachstumsgeschwindigkeit* der Streamer bzw. Leader nicht aus, die Gegenelektrode während der Beanspruchungszeit zu erreichen, vgl. Gl. (3.2-44). Auch die *Reichweite* der Vorentladungen ist begrenzt, weil der Spannungsbedarf der Vorentladung im elektrischen Grundfeld gedeckt werden muss, Bild 3.2-28. Für Anordnungen, die einer *Spitze-Platte-Anordnung* ähneln, werden Größenordnungen von Durchschlagsspannungen aus dem längenbezogenen Spannungsbedarf der Streamer-Entladung (ca. 5 kV/cm für $d < 1$ m) und der Leader-Entladung (ca. 1 kV/cm für $d > 1$ m) grob abgeschätzt, vgl. Kap. 3.2.4 und 3.2.5 mit Bild 3.2-27 und -29.

Die Stoßspannungsfestigkeit steigt mit abnehmender Beanspruchungszeit, vgl. Kap. 3.2.4 (*Stoßkennlinien*).

Flüssige und feste Isolierstoffe sind bei kurzen Beanspruchungszeiten grundsätzlich fester als bei länger andauernden, Bild 3.3.1-1 und 3.3.2-1. Viele Durchschlagsprozesse benötigen für ihre Entwicklung längere Zeiten, wie z.B. Faserbrückenbildung, Wärmedurchschlag oder Erosion. Üblicherweise geht man im Vergleich zur kurzzeitigen Wechselspannungsfestigkeit bei Stoßspannung von einer etwa *zwei- bis dreifach höheren Festigkeit* aus.

Die **Beanspruchungen und Feldverteilungen** ergeben sich aufgrund des *dielektrischen Verschiebungsfeldes*. D.h. die Dielektrizitätszahl ist als maßgebliche Materialeigenschaft anzusehen.

In komplex aufgebauten Isolationen, beispielsweise in Transformatoren, ergibt sich die Spannungsverteilung aufgrund der gesamten *Systemeigenschaften*. D.h. eine isolierte Betrachtung des Dielektrikums ist nicht ausreichend, es müssen außerdem Induktivitäten, Streukapazitäten und magnetische Kopplungen berücksichtigt werden, vgl. z.B. Bild 7.1.3-3.

In räumlich ausgedehnten Systemen, bzw. bei sehr schnell veränderlichen Vorgängen ist eine Beschreibung der *Systeme mit verteilten Parametern* erforderlich, Kap. 2.6.

7.3.2 Energiespeicherung

Die Erzeugung elektrischer Impulse erfordert einen *Energiespeicher*, aus dem heraus die Impulsenergie sehr rasch freigesetzt werden kann. Hierfür werden überwiegend *Energiespeicher- bzw. Impulskondensatoren* eingesetzt, Bild 7.3-1 (links).

- Sie können die Energie über längere Zeit mit geringen Verlusten speichern.
- Die Freisetzung der Energie ist in niederinduktiven Stoßkreisen sehr rasch möglich.

Grundsätzlich kann elektrische Energie mit wesentlich höherer Energiedichte im Magnetfeld einer *stromdurchflossenen Spule* gespeichert werden, Bild 7.3-1 (rechts). Durch Öffnen eines Schalters zwischen Stromquelle und Speicherinduktivität kommutiert der Spulenstrom in die parallelgeschaltete Last und erzeugt einen Hochspannungsimpuls.

Die Anwendung dieses Prinzips führt in der Praxis aber zu erheblichen *Schwierigkeiten*:

Die Unterbrechung des Gleichstromes erfordert einen sehr aufwendigen *Öffnungsschalter*. Bei der Unterbrechung extremer Ströme behilft man sich sogar durch Wegsprengen des Leiters.

Im geladenen Zustand fließt der maximale Strom und verursacht permanente *Stromwärmeverluste*. Sie erfordern eine ausreichende

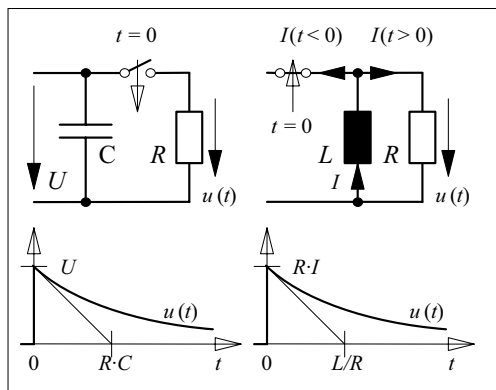


Bild 7.3-1: Erzeugung von Hochspannungsimpulsen aus kapazitiven und induktiven Energiespeichern.

Wärmeabfuhr, große Leiterquerschnitte, große Leitergewichte und eine permanente Nachlieferung von Energie. Eine längerandauernde Speicherung ist ohne den Einsatz widerstandsloser (*supraleitender*) Leiter nicht möglich, Kap. 7.5.

Eine *kurzzeitige induktive Zwischenspeicherung* findet lediglich in speziellen Impulsgeneratoren statt, Kap. 6.2.3.6. Dabei wird die Energie des Impulses schwingend aus einem kapazitiven Speicher über die Kreisinduktivität in einen anderen kapazitiven Speicher umgeladen, um die Impulsleistung zu erhöhen.

7.3.3 Impulskondensatoren

(Energiespeicher-, Stoßkondensatoren)

7.3.3.1 Aufbau des Kondensators

Energiespeicher- bzw. Impuls- oder Stoßkondensatoren dienen als Energiequelle für alle praktischen Stoßkreise. Sie können direkt aus einer Gleichspannungsquelle aufgeladen werden. Stoßkondensatoren sind grundsätzlich ähnlich wie Wechselspannungs- oder Gleichspannungskondensatoren aus einer Reihenschaltung von **Einzelwickeln** in einem **Gehäuse** aufgebaut, Kap. 7.1.4 und 7.2.2.

Es zeigt sich, dass die Lebensdauer nicht durch die stationäre Gleichspannungsbeanspruchung im geladenen Zustand sondern durch die **transienten Beanspruchungen** bei der Entladung begrenzt wird. Im allgemeinen ergeben sich aufgrund von Kreisinduktivitäten und Widerständen *gedämpft schwingende Verläufe* von Kondensatorspannung und Entladestrom, Bild 7.3-2. Der Impulskondensator wird dabei zweckmäßigerweise durch das Serienerstschaltbild (C_s, R_s) beschrieben, Kap. 4.3.1.

Bei *geringer Dämpfung* kann die Amplitude des Stromes durch Gleichsetzen von kapazitiv und induktiv gespeicherter Energie nach oben abgeschätzt werden:

$$\frac{1}{2} \cdot L_K \cdot \hat{I}^2 \leq \frac{1}{2} \cdot C_S \cdot \hat{U}^2 \quad (7.3-1)$$

Bei *starker, überkritischer Dämpfung* ergibt sich ein exponentiell abklingender Strom mit einem verhältnismäßig geringen Anfangswert:

$$\hat{I} = U/(R + R_S) \quad (7.3-2)$$

Die mechanische und thermische Belastbarkeit der **Anschlüsse und Kontakte** muss den auftretenden *Entladeströmen* entsprechen. Dabei ist insbesondere die Stromdichte bei punktueller *Zungenkontaktierung* der dünnen Metallfolienbeläge kritisch. Eine Kontaktierung unter Einbeziehung der gesamten Wickellänge ist möglich, indem die Beläge stirnseitig aus dem Wickel herausstehen, Bild 2.4-20. Beim Stapeln von Rundwickeln und bei der Reihenschaltung von Flachwickeln ergeben sich dadurch *Stirnkontakte* mit geringer Stromdichte.

7.3.3.2 Die sogenannte „Kondensatorinduktivität“

Stoßkreise müssen oft besonders niederinduktiv sein, um die gespeicherte Energie rasch an einen Lastkreis übertragen zu können. Die **Kreisinduktivität** wird *auch* vom Aufbau des Kondensators beeinflusst.

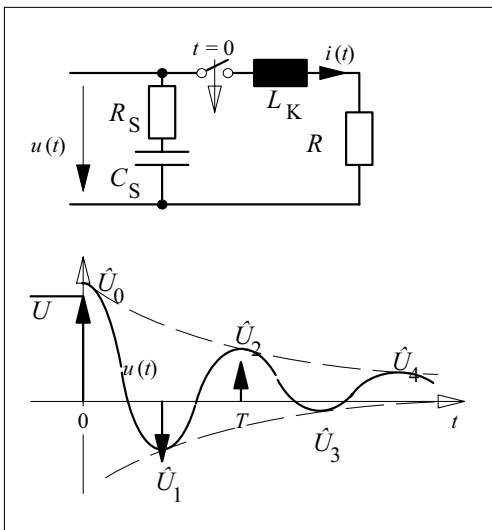


Bild 7.3-2: Schwingende Entladung eines Energiespeicherkondensators.

Anmerkung: Häufig ordnet man dem Kondensator eine parasitäre „**Kondensatorinduktivität**“ zu [189]. Dies ist physikalisch nicht korrekt, weil Induktivitäten nur für *geschlossene Stromkreise* definiert sind [113]. Gleichwohl errechnet man aus den magnetischen Feldenergien von Teilvolumina sogenannte „Teilinduktivitäten“, die dann dem Bauelement Kondensator und nicht dem gesamten Stromkreis zugeordnet werden.

Besonders niederinduktive Kreise sind mit stirnkontaktierten Rundwickeln möglich [113]. Höhere Induktivitäten ergeben sich beim Stapeln von Flachwickeln. Dabei sind zungenkontaktierte Wickel ungünstiger als stirnkontaktierte. Die beiden *Zungen* eines Wickels dürfen seitlich nicht gegeneinander versetzt sein, weil die aufgewickelten Beläge dann eine spulenartige Anordnung bilden, in der resultierende Ströme in Umfangsrichtung fließen und ein starkes axiales Magnetfeld erzeugen. Bei nicht-versetzter Anordnung der Zungen kompensieren sich die Ströme in Umfangsrichtung.

Anmerkung: Bei Zungenkontaktierung bilden die beiden Beläge eine lange *Streifenleitung* [113]. Sie erstreckt sich von der Kontaktstelle in Umfangsrichtung nach beiden Seiten bis zum Wickelbeginn und -ende der Beläge, vgl. Kap. 2.6. Die Gültigkeit einer elektrisch kurzen (quasistationären) Betrachtungsweise ist anhand der *Laufzeiten* zu prüfen.

7.3.3.3 Dielektrikum und Lebensdauer

Bei der *Aufladung* des Kondensators stellt sich im Dielektrikum zunächst eine Feldverteilung aufgrund des dielektrischen Verschiebungsfeldes ein, Bild 2.4-30 (oben). Die starke Belastung der Belagsränder ist allerdings nicht so kritisch wie bei Wechselspannung, weil sich periodisch brennende Teilentladungen nicht ausbilden können. Mit der Zeit geht die Feldverteilung vielmehr in eine *stationäre Verteilung* über, bei der die Belagsränder durch den leitfähigeren Imprägnierspalt entlastet werden, Bild 2.4-30 (unten). Der Imprägnierspalt wirkt dabei wie eine vorgeschobene (halbleitende)

Elektrode. Dadurch sind bei reiner Gleichspannungsbeanspruchung erheblich höhere Feldstärken als bei Wechselspannung zulässig.

Eine kritische **Beanspruchung** tritt an den Belagsrändern beim *schwingenden Entladen* auf, Bild 7.3-2. Im Moment des Durchschwingens ergibt sich ein dielektrisches Verschiebungsfeld mit starker Belastung der Ränder. Außerdem ist die Polarität des Belagsrandes im Maximum des *Durchschwingens* der Polarität der Raumladungen im Imprägnierspalt entgegengesetzt. Es ergeben sich Teilentladungen in Form von *Gleitentladungen*, die den Isolierstoff erodieren. Die Lebensdauer des Kondensators wird deshalb durch die Anzahl n der Entladungen bis zum *Erosionsdurchschlag* bestimmt, Bild 7.3-3. Die **Lebensdauer** ist nicht nur von der Höhe der *Feldstärke* sondern auch von der Intensität des *Durchschwingens* abhängig. Eine geringe Kreisdämpfung führt zu einer Schwingung mit großer Amplitude, langer Dauer und starker Erosionswirkung. Dadurch wird die Lebensdauer verkürzt, Bild 7.3-3. Lebensdauerverkürzend wirken außerdem Anstiege von *Frequenz* und *Temperatur*.

Anmerkung: Die erodierende Wirkung der *Gleitentladungen* am Kondensatorrand wird bei länger beanspruchten Stoßkondensatoren an einem Saum aus wachsartigen Zersetzungsprodukten (X-Wachs) sichtbar, Bild 7.3-4. Der finale *Erosionsdurchschlag* tritt am Rand des

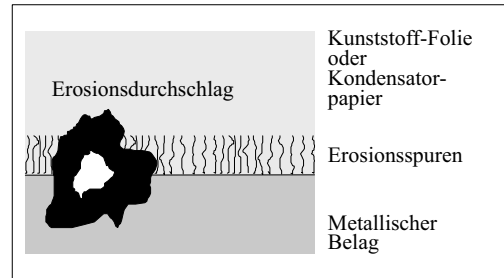


Bild 7.3-4: Abgewickeltes Dielektrikum eines Stoßkondensators mit Erosionsspuren und -durchschlag.

metallischen Belages ein und brennt je nach umgesetzter Energie ein mehr oder weniger großes Loch in das Dielektrikum.

Häufig wird die Lebensdauer von Stoßkondensatoren für ein *Durchschwingungsverhältnis* $\dot{U}_1/\dot{U}_0 = 40\%$ spezifiziert. Ein stärkeres Durchschwingen kann die Lebensdauer bei gleicher Feldstärke drastisch verkürzen, Bild 7.3-3. Auch die Abweichung von anderen Nenndaten (Spannung bzw. Feldstärke, Frequenz und Temperatur) kann zu erheblichen Änderungen der Lebensdauer führen.

Lebensdauerkennlinien markieren einen bestimmten Vertrauensbereich. D.h. bei der durch die Kennlinie gegebenen Beanspruchung besteht, je nach Angabe, noch immer eine Ausfallwahrscheinlichkeit von beispielsweise 1 %, 10 % oder sogar 50 %.

Zur **Erhöhung der Lebensdauer** können die *Randfeldstärken* durch angeschmolzene Metallfolienkanten (Laserschnitt) oder durch umgefaltete Ränder herabgesetzt werden. Die *Imprägnierung mit Rizinus-Öl* erhöht die Lebensdauer im Vergleich zu einer Mineralölimprägnierung um den Faktor 10. Positive Faktoren sind dabei die höhere Dielektrizitätszahl (Entlastung der Ränder bei transients Beanspruchung), die höhere Leitfähigkeit (Entlastung der Ränder bei stationärer Beanspruchung), die höhere Viskosität (Widerstand gegen Gasbildung bei elektromechanischer Wechselbeanspruchung) und das Verhalten bei Teilentladungen, Kap. 5.4.4. Lebensdauererhöhend wirkt sich auch der Ersatz des teilentladungsempfindlichen Papiers durch resisten-
tere *Kunststofffolien* aus.

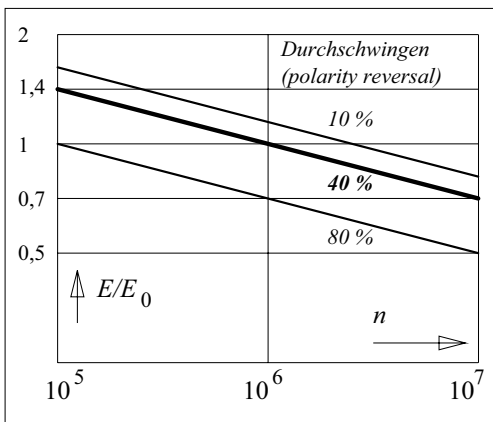


Bild 7.3-3: Lebensdauer eines Stoßkondensators als Funktion der Feldstärke und des Durchschwingens.

7.3.4 Barriersysteme

Pressspan- bzw. Transformerboardbarrieren in Öltransformatoren dienen bei Wechselspannung der Unterteilung und Festigkeitssteigerung von Ölstrecken, Kap. 7.1.3.3 und bei Gleichspannung der Isolierung der anliegenden Spannung, Kap. 7.2.3.2. Bei Stoßspannung liegt die Beanspruchung, ähnlich wie bei Wechselspannung, in den Ölspalten. Die Wirkung der Barrieren ist deshalb auch hier in einer Festigkeitssteigerung durch Unterteilung der Ölstrecken zu sehen.

Der Ablauf der Durchschlagsvorgänge wurde durch Hochgeschwindigkeits-Schattenbildfotografie in einer Spitze-Spitze-Anordnung ($r = 50 \mu\text{m}$, $s = 12 \text{ mm}$) mit Barrieren ($d = 2 \text{ mm}$) ermittelt [310], [285]:

Die *Primärstreamer* entstehen unabhängig von den Barrieren durch lokale Feldüberhöhungen im Öl an der positiven und an der negativen Spitze, Bild 7.3-5 (oben). Die Entstehung von Primär- und *Sekundärstreamern* in Öl wurde in Kap. 3.3.1.1 beschrieben. Sie übertragen *Ladung auf die Barrierenoberflächen* und führen zur Ablagerung von verseiftem Öl, jedoch noch nicht zu einer thermischen Schädigung der Zellulose.

Anmerkung: Im Laborversuch konnten Streamer lediglich an den *Spitzenelektroden*, nicht aber elektrodenfrei zwischen zwei Barrieren ausgelöst werden [310].

Die Ausbildung eines weit reichenden, direkt zum Durchschlag führenden *Tertiärstreamers* wird durch die Barrieren verhindert. Man beobachtet stattdessen eine (ebenfalls) stromstarke *Teilentladung*, eine sog. „*Microdischarge*“, die zur Entladung der Kapazität zwischen Spitze und Barrierenoberfläche führt und die das Potential der Spitze auf die *Barrierenoberfläche* überträgt, Bild 7.3-5 (oben). Dadurch ergibt sich eine erhebliche *Festigkeitssteigerung*, weil der Einsatz von „*Microdischarges*“ im Gegensatz zu einer freien Ölstrecke noch nicht unmittelbar zum Durchschlag führt (Bild 7.3-5 (unten)).

Anmerkung: Geht man in grober Näherung davon aus, dass eine auf 100 kV geladene Kapazität von 0,2 pF (A

= 50 mm^2 , $s = 5 \text{ mm}$) entladen wird, ergibt sich ein *Ladungsumsatz* von immerhin 20 nC und ein *Energieumsatz* von 1 Ws.

Die auf die Barrierenoberfläche übertragene Ladung breitet sich in Form einer *Gleitentladung* kreisförmig aus und führt zur thermischen *Schädigung der obersten Papierlagen*. Ein Durchschlag tritt aber erst dann ein, wenn die Scheitelspannung $\hat{U}$ weit über der Einsatzspannung für *Microdischarges* $\hat{U}_{\text{md}50\%}$ hinausgeht, Bild 7.3-5 (unten), oder wenn durch wiederholte Beanspruchung mit *Microdischarges* eine *Erosion* der Barriere erfolgt.

Repetierende Spannungsbeanspruchungen mit konstantem Scheitelwert ergeben niedrigere Durchschlagsspannungen als stufenweise gesteigerte einzelne Beanspruchungen (step test) [285], Bild 7.3-6. Dies zeigt, dass *repetierende Beanspruchungen* oberhalb der Einsatzschwel-

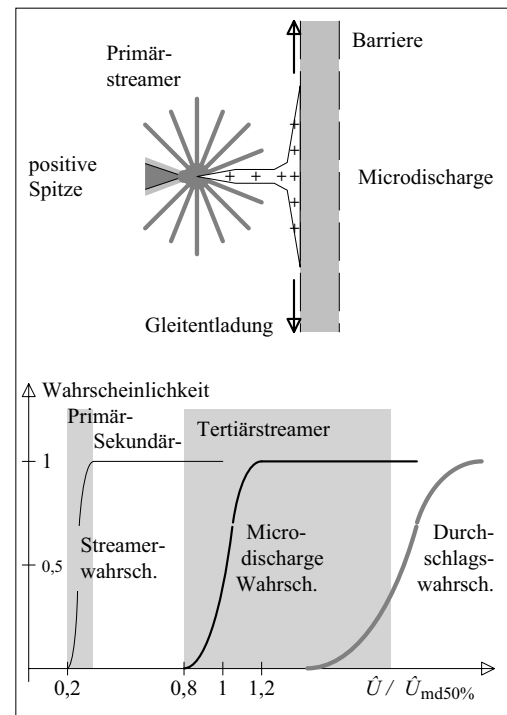


Bild 7.3-5: Aufladung von Barrierenoberflächen durch sog. *Microdischarges* (oben). Wahrscheinlichkeiten für das Auftreten von Streamern, *Microdischarges* und Durchschlägen in Abhängigkeit von der Scheitelspannung [310].

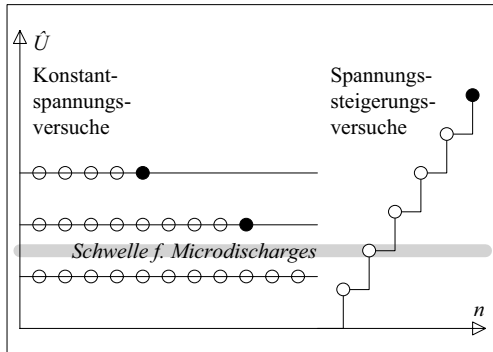


Bild 7.3-6: Konstantspannungs- und Spannungssteigerungsversuche zeigen die Schädigung der Barrieren durch repetierende Beanspruchungen oberhalb der Schwelle für Microdischarges (schematisch) [285].

le für Microdischarges zu einer *Erosion* der Zellulose führen.

Weiterhin wird beobachtet, dass das Einfügen von *Barrieren* zu einer wesentlich kleineren *Streuung* der Durchschlagspannung im Vergleich zu einer freien Ölstrecke führt [285], was möglicherweise durch die verkleinerten Ölspalte und durch den geänderten Durchschlagsprozess erklärbar ist.

Anmerkung: Möglicherweise beruht auch die festigkeitssteigernde Wirkung von Barrieren bei *Wechselspannung* auf einer Reduzierung der *Streuung* für engere Ölspalte, Bild 3.3.1-9.

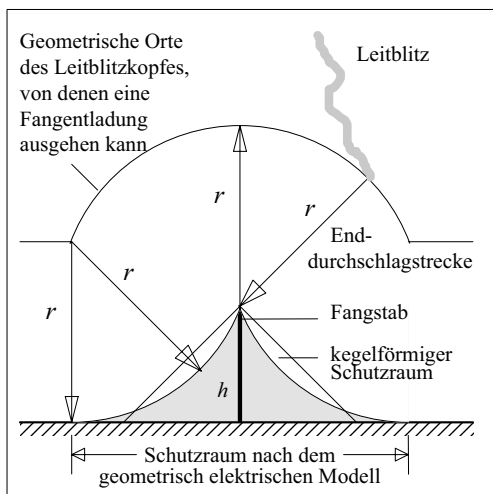


Bild 7.4.1-1: Definition von Schutzräumen in der Umgebung eines Fangstabes.

Als **Konsequenz** bleibt festzuhalten: Barrieren bieten eine starke *Festigkeitserhöhung* für einzelne Impulse. Repetierende Beanspruchungen können die Barrieren schädigen bzw. *erodieren*, wenn Vorentladungen (Microdischarges) auftreten. Dies gilt auch für Prüfbeanspruchungen. *Wiederholungsprüfungen* sind im Zweifelsfall mit niedrigerer Spannung auszuführen. Für Aussagen über die erlaubte Anzahl von Stößen wäre eine *Lebensdauerkenlinie* erforderlich, vgl. auch Kap. 7.3.3.3.

7.4 Weitere Anwendungen

In vielen Bereichen der Technik ist die Hochspannungstechnik eine unverzichtbare Technologie, die die Lösung wichtiger Aufgaben überhaupt erst ermöglicht. Nachfolgend sollen einige Beispiele kurz beschrieben werden.

7.4.1 Blitzschutz

Die Aufgabe des Blitzschutzes besteht im Schutz von Anlagen und Gebäuden gegen die Wirkung von Blitzentladungen, Kap. 3.2.7.3. Man unterscheidet den *äußeren Blitzschutz*, der den Blitzstrom auf einem definierten Weg führt, und den *inneren Blitzschutz* gegen die Wirkungen von Strömen und Überspannungen.

Der **äußere Blitzschutz** eines Objektes besteht aus Fanganordnungen mit Ableitungen und einer Erdungsanlage [192].

Die **Fanganordnung** ist eine exponierte Leiteranordnung, von der dem niedergehenden Leitblitz eine *Fangentladung* entgegenwächst und sich mit einer vom Leitblitzkopf entgegenkommenden Fangentladung trifft, Bild 3.2-43. Dabei wird eine *Enddurchschlagstrecke* $r = 20$ bis 45 m durchschlagen. Nach dem „geometrisch-elektrischen Modell“ nähert sich der Leitblitzkopf dem Erdboden oder der Fanganordnung bis auf den Abstand r , Bild 7.4.1-1. In der Umgebung der Fanganordnung entsteht ein *Schutzraum*, aus dem heraus keine

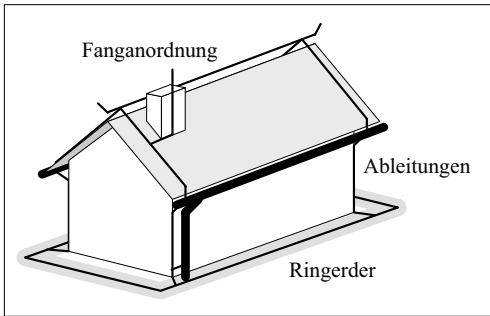


Bild 7.4.1-2: Vermaschter Aufbau eines äußeren Gebäudeblitzschutzes unter Einbeziehung von Regenrinne und -rohr (Beispiel, schematisch).

Fangentladung startet. Eine häufig benutzte Vereinfachung für niedrigere Fangeinrichtungen unter 20 m ist ein Schutzbereich unter einem *Schutzwinkel* von 45° [193]. Bei komplexeren Anlagen ergibt sich die Position von Fangeinrichtungen durch Abrollen einer „Blitzkugel“ mit dem Radius r . Die Berührungspunkte werden mit einer Fanganordnung geschützt. Bei hohen Anforderungen werden kleine Radien (20 m), bei normalen Anforderungen größere Radien (45 m) angenommen.

Anmerkung: Bei sehr hohen Gebäuden kann nach dem geometrisch elektrischen Modell auch ein seitlicher Einschlag unterhalb der Spitze erfolgen. Das Konzept eines Schutzwinkels von 45° ist nicht mehr anwendbar.

Dachfirste werden durch eine darüberliegende *Fangleitung* geschützt. Schräge Dachflächen und Flachdächer sind durch *Maschen* zu schützen, in denen beim Auflegen der Blitzkugel keine Berührung mit dem tieferliegenden Dach stattfinden darf. Oft wird allerdings eine Maschenweite von 5 mal 10 m ohne signifikante Erhöhung über der Dachfläche als ausreichend angesehen [193]. Metallische Teile (Dachrinnen, Dachfenster) sind mit der Fanganordnung zu verbinden, aufragende Bauteile (Schornsteine) durch Fangstangen zu schützen.

Wichtig ist eine **niederinduktive Ableitung** des Blitzstromes zur Erde. Als Höchstabstand für eine direkt zur Erde führende Ableitung gelten 20 m [193]. Dabei ist es sinnvoll, die Ableitungen über Dachkanten und Gebäudeecken zu führen, um das Gebäude unter einem *vermaschten Käfig* zu bergen, Bild 7.4.1-2.

Anmerkung: Eine optimale Vermaschung ist in *Stahlbetonbauten* möglich, indem die Stahlbetonmatten vor dem Vergießen untereinander kontaktiert und in den Blitzschutz einbezogen werden.

Anmerkung: Hochspannungsfreileitungen werden durch *Erdseile* geschützt. Als Ableitungen dienen die Masten.

Die Ableitungen werden auf die **Erdungsanlage** geführt, die im besten Fall aus einem großflächigen *Fundamenterder* besteht. Eine weitere Möglichkeit ist ein als geschlossener Ring um das Gebäude gelegter *Ringerder*. Bei der Verwendung von *Einzelerdern* besteht die Gefahr unsymmetrischer Potentialanhebungen, die aber durch eine um das Gebäude gelegte Ringleitung vermindert werden kann. Eine möglichst symmetrische Ableitung des Stromes über mehrere Ableitungen führt zur Kompensation der magnetischen Feldkomponenten im Gebäude und reduziert die Höhe der induzierten Überspannungen.

Anmerkung: Die Erdungsanlage muss galvanisch abtrennbar sein, um den *Erdungswiderstand* periodisch überprüfen zu können. Ein elektrischer Kontakt verschiedener im Erdreich befindlicher Metalle führt zur elektrochemischen *Korrosion* der unedleren Bestandteile. Ggf. ist eine dauernde galvanische Trennung durch Trennfunkestrecken vorzusehen.

Der **innere Blitzschutz** erfordert einen **Potentialausgleich** im Keller des Gebäudes, um gefährliche Potentialunterschiede zwischen Blitzschutzanlage und Gebäudeinstallationen zu vermeiden. Der Potentialausgleich umfasst die Verbindung der Blitzschutzanlage mit allen metallischen Rohren (Heizung, Wasser, Gas) und über Blitzstromableiter auch mit allen elektrischen Leitungssystemen.

Anmerkung: *Blitzstromableiter* sprechen bei Überspannungen an und sind in der Lage, den Blitzstrom zu führen. Als Funkenstrecken stellen sie jedoch nur einen **Grobschutz** dar, weil aufgrund der Stoßkennlinie erhebliche Überspannung möglich sind. Empfindliche Geräte müssen zusätzlich durch einen elektronischen **Feinschutz** geschützt werden.

Überschläge zwischen Blitzschutzanlage und Gebäudeinstallationen aufgrund von induzierten Spannungen an sogenannten **Näherungen** sind durch galvanische Verbindung oder durch Mindestabstände auszuschließen. Die erforder-

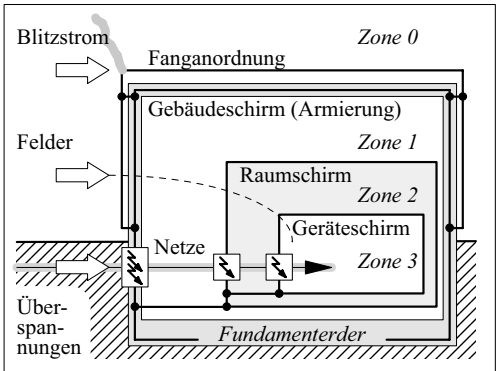


Bild 7.4.1-3: Schutzzonenkonzept (schematisch).

derlichen Mindestabstände nehmen mit zunehmender Schleifenfläche zwischen Näherungsstelle und Potentialausgleichsschiene zu. Bei hohen Gebäuden erfolgt deshalb ein mehrfacher Potentialausgleich auf verschiedenen Ebenen.

Moderne Blitzschutzkonzepte für wichtige und empfindliche Anlagen, z.B. für Rechenzentren, unterteilen das zu schützende Volumen in mehrere **Schutzzonen** mit unterschiedlichen Sicherheitsstandards, Bild 7.4.1-3. Unter der äußeren Blitzschutzanlage erfolgt die Abgrenzung durch geschlossene Schirme (Gebäudeschirm, Raumschirm, Geräteschirm). Alle Leitungen werden beim Durchtritt durch einen Schirm in einen örtlichen Potentialausgleich mit aufeinander abgestimmten Blitzstrom- und Überspannungsableitern einbezogen. Dadurch ergibt sich ein wirksamer Schutz gegen die direkte Wirkung des *Blitzstromes*, gegen den Durchgriff *magnetischer Felder* und gegen *leitungsgebundene Überspannungen* [192], [194], [195], [196].

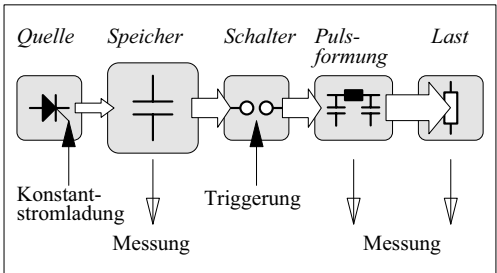


Bild 7.4.2-1: Impulsgenerator (schematisch).

7.4.2 Hochleistungsimpulstechnik

7.4.2.1 Impulsstromkreise

Impulsstromkreise bestehen aus einer Spannungsquelle, einem meist kapazitiven Energiespeicher, einem Schalter, pulsformenden Elementen und einer Last, Bild 7.4.2-1. Hinzu kommen besondere Einrichtungen zur gezielten Auslösung (Triggenung) und Messung.

Verschiedene Ausführungen von Stoßkreisen sind bereits in den Kap. 2.6.3.3 (*Leitungsgeneratoren*) und 6.2.3 (*Erzeugung von Stoßspannungen*) beschrieben. Extreme Impulsleistungen bis in den Tera-Watt-Bereich werden durch die *Pulsed-Power-Technologie* mit wasserisolierten Zwischenspeichern und Wanderwellenleitungen ermöglicht, [14], [15], [40], [42], [43], Kap. 6.2.3.6 d), Kap. 5.4.5 und Kap. 2.6.3.3.

Die *Speicherung* von Energie, insbesondere in impulsbelastbaren Kondensatoren, wird in Kap. 7.3.2 und 7.3.3 behandelt.

Die gezielte Auslösung (*Triggenung*) von Impulsgeneratoren erfolgt bei niedrigen Spannungen und Strömen mit leistungselektronischen Schaltern oder Schaltröhren (Thyratrons). Hohe Spannungen und Ströme erfordern elektrisch oder laseroptisch gezündete Schaltfunkenstrecken, Bild 6.2.3-5. Für die Synchronisation mehrerer Generatoren ist dabei eine geringe Streuung (Jitter) wichtig [108], [139], [140], [190], Kap. 6.2.3.6 d).

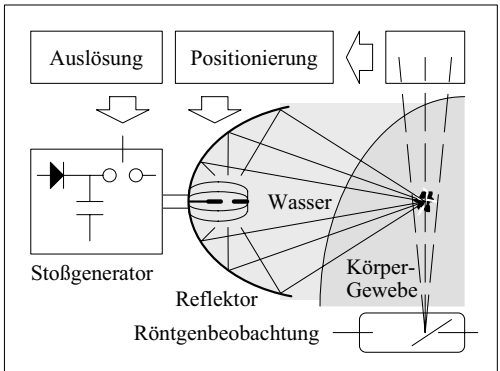


Bild 7.4.2-2: Fokussierung akustischer Stoßwellen zur Nierensteinzertrümmerung (schematisch).

Die *Messung* schnell veränderlicher Impulse erfordert sehr breitbandige Sensoren und Teiler, [145] ... [154], Kap. 6.3.3, 6.3.4 und 6.3.7.

Nachfolgend werden verschiedene zivile, d.h. nicht-militärische **Anwendungen** der Hochleistungsimpulstechnik (*Pulsed power technology*) für ganz unterschiedliche Zwecke dargestellt.

7.4.2.2 Akustische Stoßwellen

Akustische Stoßwellen in Flüssigkeiten können beispielsweise für *medizinische Anwendungen* oder zur *Hochgeschwindigkeits-Materialumformung* eingesetzt werden, Bild 7.4.2-2 und 7.4.2-3. Hierfür werden Speicherkondensatoren von mehreren 100 pF auf wenige 10 kV geladen und über eine getriggerte Schaltfunkenstrecke auf eine weitere Wasserfunkenstrecke im Brennpunkt eines elliptischen Reflektors geschaltet. Die Impulsenergie wird im Wasser teilweise in die Energie einer akustischen Schockwelle umgesetzt und auf das im zweiten Brennpunkt angeordnete fokussiert. Objekt bzw. Patient sind gegen die elektrische Wirkung des Hochspannungsimpulses durch ein geerdetes Schirmgitter zu schützen. Bei repetierendem Betrieb haben die Energiespeicherkondensatoren nur eine begrenzte Lebensdauer und müssen regelmäßig ersetzt werden, Kap. 7.3.3.

Anmerkung: Die Stoßwellenerzeugung kann auch mit elektromechanischen Wandlern über eine Membran erfolgen. Eine weitere Alternative ist die Zertrümmerung von Nierensteinen durch Ultraschall.

In der **Medizin** werden akustische Stoßwellen zur *Zertrümmerung* von Nieren-, Harnleiter- und Gallengangsteinen sowie zur Behandlung von Kalkablagerungen in der Schulter, beim Tennisarm und Fersensporn eingesetzt. Außerdem wurde festgestellt, dass Stoßwellen die *Durchblutung* und der Heilung von Knochenbrüchen und Hüftkopfnekrosen fördern [353].

Bei der medizinischen *Stoßwellentherapie* erfolgt die Positionierung des Patienten, die Fokussierung der Stoßwellen (mit einem Fokus von wenigen mm) und die Auslösung vie-

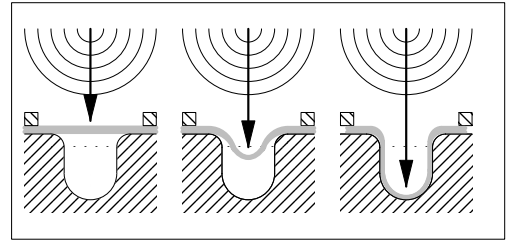


Bild 7.4.2-3: Hochgeschwindigkeitsmaterialumformung durch Stoßwellen (schematisch).

ler repetierender Impulse unter ständiger röntgenographischer Überwachung, Bild 7.4.2-2. Zertrümmerte Steine können über die ableitenden Harnwege oder Gallengänge ausgespült werden, zerbröselte Kalkablagerungen müssen im Körper aufgelöst werden.

7.4.2.3 Gepulste Teilchen- und Laserstrahlen

Durch gepulste Teilchenstrahlen aus Elektronen oder Ionen oder durch Laserimpulse können kurzzeitig sehr hohe Leistungen auf die *Oberfläche* eines Targets übertragen und *extreme Materialzustände* erreicht werden.

Anwendungen sind z.B. die Untersuchung von Verformungsmechanismen in *nanokristalline Materialien* und in *Einkristallen* oder die Untersuchung der Haftfestigkeit von *Schutz- und Funktionsschichten* auf Werkstoffoberflächen mit hochenergetischen Impulsen.

Zu diesem Zweck werden z.B. Druckimpulse mit Hilfe von *Protonenstrahlen* (1,7 MeV Teilchenenergie, 50 – 60 ns Dauer, 55 kJ Strahlenergie) oder *Laserimpulsen* (Nd:YAG, 50 J, 7 ns Dauer) erzeugt. Die Wirkung der Impulse kann durch die Messung von Geschwindigkeitsprofilen auf der Targetrückseite mit einem Laser-Doppler-Velozimeter oder durch elektronenmikroskopische und röntgendiffraktometrische Nachuntersuchungen der Mikrostrukturen erfasst werden [354].

Eine weitere Anwendung ist die *Oberflächenmodifikation* von Werkstoffen mit gepulsten *Elektronenstrahlen* (150 bis 350 keV Teilchenenergie, einige 10 µs Dauer). Bei ausrei-

chender Strahlenergiedichte ($3 - 20 \text{ J/cm}^2$) können *metallische und keramische Oberflächen* bis zur Eindringtiefe der Elektronen (ca. $100 \text{ }\mu\text{m}$) mit einem einzigen Impuls aufgeschmolzen werden. Durch das darunterliegende kalte Material erfolgt eine extrem schnelle Abkühlung (Abschreckung) mit einer Änderungsrate von 10^7 bis 10^9 K/s . Dadurch entstehen *amorphe oder nanokristalline Oberflächen* mit verbesserter Härte, Abriebfestigkeit und Korrosionsbeständigkeit. Vorteilhaft ist dabei auch, dass relativ große Flächen bis zu mehreren 100 cm^2 behandelt werden können. Außerdem können dünne Folien auf der Oberfläche des Werkstoffes aufgeschmolzen und als dünne Schichten in den Grundwerkstoff einlegiert werden, um die Korrosionseigenschaften zu verbessern [358], [359].

Die gepulsten Elektronenstrahlen werden dabei in sog. *Vakuumdioden* erzeugt, in denen die Kathode mit Kohlenstoffaserbündeln bedeckt ist. Der Hochspannungsimpuls extrahiert daraus die Elektronen durch explosionsartige Feldemission.

Darüberhinaus gibt es noch weitere Anwendungen von Hochleistungsimpulsen, z.B. für die Erzeugung von *Megagauss-Feldern* oder für das Pumpen von *Impulslasern*, einschließlich der *Excimer-Laser*.

7.4.2.4 Elektrodynamische Erzeugung nanokristalliner Werkstoffe

Dünne Drähte können durch hohe *gepulste Entladeströme* explosionsartig in kleinste Teilchen mit Durchmessern unter 80 nm zerlegt werden. Je nach Gasatmosphäre entstehen oxidische, nitridische oder metallische *Nanopulver*, die aus dem Gasstrom durch Fliehkraftabscheider und Elektrofilter abgeschieden werden. Größere Mengen von Nanopulver erfordern repetierende *Drahtexplosionsanlagen* (z. B. 1 Hz Repetitionsrate und 4 kJ Pulsenergie für 227 mm lange Drähte).

Die Nanopulver können zur Herstellung elastischer oder leitfähiger Keramik verwendet werden. Sinterfähige Körper (Grünlinge) ent-

stehen durch *Magnetpulscompression* mit Drücken von bis zu 10^5 bar , durch die die Presslinge auf 80% ihrer theoretischen Dichte komprimiert werden. Die anschließende Sinterung erfolgt mit mm-Wellen [354].

7.4.2.5 Elektrodynamische Fragmentierung

Die elektrodynamische Fragmentierung von *Verbundwerkstoffen* erfolgt mit Hilfe von gepulsten **Hochspannungsdurchschlägen** durch den zu zerlegenden Feststoff [362]. Wird in dem anfänglich nur wenige $10 \text{ }\mu\text{m}$ breiten Plasmakanal eine Impulsenergie von 10 bis 100 J/cm innerhalb weniger μs deponiert, entstehen Temperaturen um 10^4 K und Drücke bis zu 10^4 bar . Die *Wirkung des Durchschlags* ist damit mit einer *chemischen Explosion* in einem Bohrloch vergleichbar, wobei die Temperatur des Funkenkanals etwa 10 mal und seine radiale Expansion etwa 10 bis 100 mal größer ist. Außerdem ist die Energiefreisetzung besser dosierbar und kann repetierend gestaltet werden.

Vorteilhaft ist auch, dass der Durchschlag entlang von *Korn- und Materialgrenzen* verläuft, so dass eine wesentlich bessere **Separierung** verschiedener Bestandteile erfolgt als bei einer mechanischen Zerkleinerung.

Der Durchschlag durch einen Festkörper erfordert die Einbettung in eine *dielektrisch feste Flüssigkeit*, um zu verhindern, dass der Durchschlag entlang der Oberfläche des Körpers erfolgt. Die Durchschlagsfestigkeit vieler Flüssigkeiten steigt mit zunehmender Pulssteilheit stärker an als die der meisten Festkörper, vgl. Stoßkennlinien, Kap. 3.3.1 und 3.3.2. Dies gilt auch für **Wasser**, Kap. 5.4.5, das wegen seiner hohen Dielektrizitätszahl sogar noch zur Verdrängung des Feldes in den Festkörper beiträgt. Da die Spannungsbeanspruchung nur als kurzer Impuls auftritt, spielt die Eigenentladungszeitkonstante keine Rolle, Kap. 5.4.5.

Denkbare **Anwendungen** sind z.B. das vollständige Recycling von *Beton* (Zerlegung in Kieselsteine, Sand und Zementmehl), die Me-

tallabtrennung und Schwermetallmobilisierung von *Schlacken* aus Müllverbrennungsanlagen, die Abtragung kontaminierter *Betonstrukturen* und das kontaminationsarme *Mahlen* verschiedener Feststoffe [354].

7.4.2.6 Elektroporation biologischer Zellen

Gepulste elektrische Feldstärken von 1 bis 100 kV/cm können zu *irreversiblen Porenöffnungen* in der Membran biologischer Zellen führen. Durch diese sog. **Elektroporation** werden *Mikroorganismen* abgetötet oder die *Inhaltsstoffe* von Zellen freigesetzt. Da sich Zellen immer in mehr oder weniger leitfähigen Suspensionen befinden, kann die Applikation eines Feldes nur sehr kurzzeitig in Form eines Impulses gelingen. Der *Energieeinsatz* für die Öffnung der Zellen ist bei Pulsdauern zwischen 100 ns und 2 μ s minimal [360], [361].

Man nimmt an, dass sich hydrophile, für den Stoffaustausch geeignete Poren in Abhängigkeit von Temperatur und Membranpotential zunächst als wasserundurchlässige *hydrophobe Poren* bilden. Erreicht ihr Radius einen ersten kritischen Wert, wandeln sie sich unmittelbar in *hydrophile Poren* um, deren Radius unter der Wirkung des elektrischen Feldes anwächst. Erreicht der Radius während der Einwirkung des gepulsten Feldes einen zweiten kritischen Wert r_{krit} ist die Porenöffnung *irreversibel* und die Zelle stirbt ab.

Kurzzeitimpulse besitzen das Potential zur selektiven Beeinflussung biologischer Prozesse mit unterschiedlichen Zeitkonstanten und damit auch zum *selektiven Aufschluss von Organellen* innerhalb der Zelle.

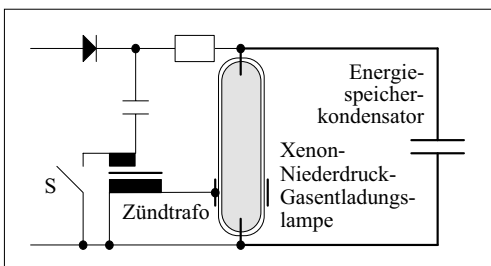


Bild 7.4.3-1: Blitzgerät mit Impulslampe.

Eine Anwendung ist der Aufschluss von Pflanzenzellen mit geringem Energieeinsatz, d.h. ohne die herkömmliche Extraktion bei hohen Temperaturen, z.B. bei der Verarbeitung von *Zuckerrüben*. Da eine Erhitzung nicht erforderlich ist, können *pflanzliche Inhaltsstoffe* prinzipiell schonend und in hoher Reinheit gewonnen werden [361]. Weiterhin werden Verfahren zur Behandlung bakteriell belasteter *Abwässer* mit Hilfe starker gepulster Felder entwickelt [354].

Für die *gezielte Öffnung von Zellmembranen* werden die Zellen in ein räumlich inhomogenes elektrisches Feld gebracht, in dem die Bewegung der Zellen durch *Dielektrophorese* (Transport und räumliche Trennung verschiedener biologischer Stoffkomponenten unter der Wirkung elektrischer Feldkräfte) gesteuert wird. Die Öffnung der Zellmembran erfolgt durch die Applikation eines Hochspannungsimpulses im Mikrosekundenbereich [384].

7.4.3 Licht- und Lasertechnik

Kurzzeitige Licht- und Laserimpulse besitzen ein weites technisches *Anwendungsspektrum*, beispielsweise bei Fotoblitzgeräten, bei der Härtung von Harzen, der Werkstoffbearbeitung, dem Schneiden, Bohren, Löten, Schweißen und Beschriften oder der Triggerung von Funkenstrecken. *Laserimpulse höchster Leistung* bis in den GW- und TW-Bereich, bei kurzer Dauer im ns-Bereich, werden auch für grundlegende Untersuchungen der nichtlinearen Optik, zur Untersuchung von Materie in extremen Zuständen oder für Kernfusionsexperimente benötigt.

Blitzgeräte für die Kurzzeitfotografie und zum optischen Pumpen von Lasern bestehen aus einer *Gasentladungslampe*, an der die Spannung der *Kondensatorbatterie* ansteht, Bild 7.4.3-1. Die Zündung erfolgt durch Schließen des Schalters S. Die Ladung des Hilfskondensators erzeugt über den Zündtrafo einen Hochspannungsimpuls, der innerhalb des Entladungsrohres zu Entladungen führt und die Hauptentladung triggert [197].

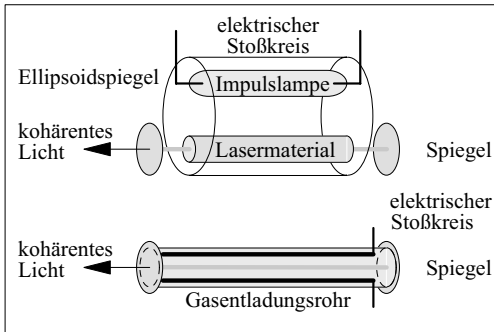


Bild 7.4.3-2: Optisch gepumpter Festkörper- oder Flüssigkeitslaser und Gasentladungslaser für Impulsbetrieb (oben und unten, schematisch).

Für kurze Lichtblitze hoher Strahlungsmenge bzw. Temperatur sind große Ströme erforderlich, die von der Induktivität des Entladekreises begrenzt werden. Er muss ggf. *niederinduktiv*, z.B. koaxial aufgebaut werden.

Impuls laser können kohärentes Licht extremer Leistungsdichte erzeugen. Das *Prinzip eines Lasers* („Light amplification by stimulated emission of radiation“), die sogenannte „Lichtverstärkung durch stimulierte Emission von Strahlung“ beruht auf der Anregung von Atomen, in denen höhere Energieniveaus besetzt und tiefere entleert werden (*Besetzungsinversion*). Der Übertritt auf niedrigere Energieniveaus unter Aussendung von Lichtquanten stimuliert die wellenlängen-, phasen- und richtungsgleiche, d.h. *kohärente* Emission bei anderen angeregten Atomen. Zur Verstärkung der stimulierten Emission wird das Lasermedium zwischen zwei Spiegeln in einem *optischen Resonator* angeordnet, aus dem nur ein Teil des kohärenten Lichtes ausgekoppelt wird, Bild 7.4.3-2. Durch den *Impulsbetrieb* können Besetzungsinversion und Strahlungsleistung stark erhöht werden.

Als *Lasermedien* für hohe Impulsleistungen werden i.d.R. mit Chrom dotierte Rubinkristalle, Y-Al-Granate (YAG-Laser), Nd-Gläser und CO₂-Gas eingesetzt. Beim CO₂-Laser mit transversal-elektrischer Anregung (TEA) erfolgt eine gepulste Hochstromentladung in CO₂-Gas unter hohem Druck.

Die Aufgabe der *Hochspannungstechnik* besteht darin, die zur Herstellung der Besetzungsinversion nötige Energie in möglichst kurzer Zeit im Lasermedium zu deponieren. Da es sich um das Anheben von Elektronen auf höhere Energieniveaus handelt, spricht man auch von „Pumpen“ bzw. von „Pumpenergie“. In extremen Fällen sind Pulse-Power-Generatoren als Treiber erforderlich.

Anmerkung: Hohe Leistungen und kurze Impulse im ns-Bereich („Riesenimpulse“) lassen sich auch durch *Güteschaltungen* (Q-switch) erreichen. Dabei wird das Schwingen des optischen Resonators durch Verstimmung der Spiegel bis zu sehr hohen Besetzungsinversionen verzögert. Die Güteumschaltung der Resonatorspiegel erfolgt mechanisch durch Rotation, elektrooptisch, elektroakustisch oder chemisch und setzt die gespeicherte Pumpenergie als Laserimpuls frei [197].

7.4.4 Röntgentechnik

Röntgenstrahlung entsteht beim Beschuss von Elektroden mit energiereichen *Elektronen*. Dabei werden Elektronen aus tief liegenden Energiezuständen herausgelöst. Die Übergänge auf die nicht mehr besetzten *energetisch tief liegenden Zustände* führt zur Aussendung *energiereicher Röntgenstrahlung* [24], [25]. Röntgenstrahlung ist ein unverzichtbares Hilfsmittel der medizinischen und technologischen Diagnostik, z.B. bei der Computertomographie oder der Durchleuchtung von Schweißnähten. Je nach Energie der Strah-

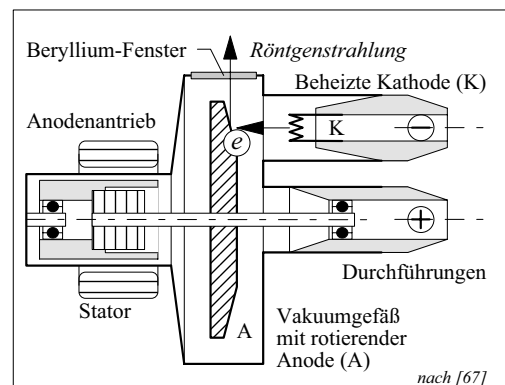


Bild 7.4.4-1: Röntgenröhre (Beispiel, schematisch).

lungsquanten sind Beschleunigungs-Gleichspannungen bis zu mehreren 100 kV erforderlich, Bild 7.4.4-1. Der *Vakuumdurchschlag* in der Röntgenröhre muss durch Hochvakuum, ausreichend bemessene Isolatorgrenzflächen und glatte Elektrodenoberflächen vermieden werden, vgl. Kap. 3.5. Rotierende Anoden dienen einer besseren Wärmeabfuhr [67].

7.4.5 Partikelabscheidung, Ionisierung

Die Partikelabscheidung beruht auf der *Aufladung* isolierender oder leitfähiger Teilchen durch *Koronaentladungen* an einer Sprühelektrode. Unter der Wirkung elektrischer *Feldkräfte* folgen die Partikel (bei Vernachlässigung *strömungsdynamischer Vorgänge*) näherungsweise den Feldlinien und schlagen sich auf einer Fläche nieder, Bild 7.4.5-1. Dadurch können definierte Schichtdicken über die Verteilung des Feldes erreicht werden. Typische Betriebsspannungen liegen bei einigen 10 kV.

Wichtige Anwendungen sind die **Bedampfung** von Glas und Keramik unter Vakuum, **Kopiergeräte**, die elektrostatische **Pulverbeschichtung** und die **Lackierung**. Beispielsweise werden Spühpistolen mit integrierter Gleichspannungskaskade für die gezielte Beschichtung von Oberflächen eingesetzt [16].

In **Elektrofiltern** dient die Partikelabscheidung der *Rauchgasreinigung*. Das Gas strömt zwischen geerdeten Platten mit einer Gassenweite von ca. 20 bis 40 cm. Dazwischen befinden sich *Koronadrähte* (*Dornelektroden*) mit einem Abstand von ca. 10 bis 20 cm. Der Betrieb erfolgt üblicherweise mit *negativer Gleichspannung* in der Nähe der Durchschlagsgrenze. Die auf den Platten abgelagerten Stäube werden regelmäßig abgeklöpft.

Trenngrade von Elektrofiltern sind stark von der Koronaanordnung und von der Spannung abhängig. Dabei gibt es je nach Art des Staubes eine Spannung mit maximalem Trenngrad. Ihre Überschreitung führt zu verstärktem *Rücksprühen* von abgelagertem Staub in die

Filtergasse, das den Trenngrad mindert und einen Durchschlag einleiten kann. Ursache sind hochohmige Staubschichten, über denen sich bei Gleichspannung große Spannungsdifferenzen aufbauen, die zu Teilentladungen und -durchschlägen in der Staubschicht führen.

Bessere Abscheideergebnisse sind durch *gepulste Spannungsversorgung* mit Pulsbreiten im ms-Bereich möglich, weil die Partikel bei gleichem Spannungsmittelwert durch die höhere Spannungsamplitude auch höher aufgeladen werden können [136], [198]. Die kurzzeitige Spannungsbeanspruchung führt außerdem zu einem niedrigeren mittleren Ladestrom. Dadurch ergibt sich ein geringerer Spannungsabfall in der hochohmigen Staubschicht und ein reduziertes Rücksprühen.

Trenngrade von Elektrofiltern betragen unter optimalen Bedingungen und je nach Partikelgröße über 99 %. Allerdings besteht ein Abscheideminimum bei lungengängigen *Durchmessern* $< 1 \mu\text{m}$, so dass weitere Verbesserungen angestrebt werden [197] ... [201].

Anmerkung: Korona- bzw. Oberflächenentladungen können auch zur **Ionisierung** von Gasen eingesetzt werden, z.B. in *Ionisatoren* für Lüftungsanlagen bzw. zur Raumluftbehandlung oder zur Erzeugung *freier Radikale*, wie z.B. in chemischen Reaktoren für die *Ozon-erzeugung* oder für die Behandlung von *Abwässern*.

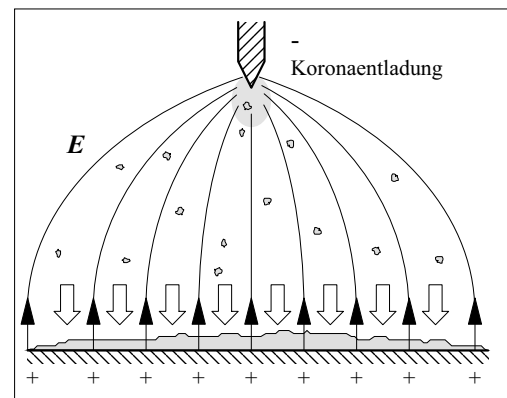


Bild 7.4.5-1: Abscheidung geladener Partikel.

7.4.6 Zündkerzen

Mit dem Hochspannungs-Magnetzünder löste Robert Bosch 1902 „das Problem der Probleme“ (Zitat Carl Benz) bei der Entwicklung hochtouriger Verbrennungsmotoren. Im Magnetzünder wird der durch eine Induktivität (Zündspule) fließende Strom unterbrochen, wodurch eine hohe Schaltüberspannung entsteht, Bild 7.3-1 (rechts). Heute erfolgt die Impulserzeugung elektronisch mit Hilfe eines Zündtransformators.

Der Zündimpuls wird über eine entsprechend isolierten **Zündkerze** durch den geerdeten Motorblock geführt, Bild 7.4.6-1. Sie ist deshalb u.a. auch eine *Durchführung*.

Anmerkung: In Analogie hierzu werden übrigens auch andere *Durchführungen* (z.B. für Transformatoren) als „Kerzen“ bezeichnet.

Der Zündimpuls führt in einer *Funkenstrecke* zu einem Durchschlag, der als Zündfunken die Entflammung des Luft-Brennstoff-Gemisches zu einem genau definierten Zeitpunkt und an einem genau definierten Ort einleitet. Die im Funken umgesetzte Energie sowie die dabei entstehenden elektromagnetischen Störungen werden von einem integrierten Vorwiderstand und von den durch die Geometrie gegebenen Kapazitäten bestimmt.

Die Zündkerze hat sich in den vergangenen Jahren vom klassischen Standardprodukt zu einer hochtechnologischen *Systemkomponente* entwickelt, die zusammen mit der Zündanlage genau auf die thermodynamischen Vorgänge im Brennraum des jeweiligen Motors abgestimmt sein muss [328], [329], [330]. Nur so können die hohen elektrischen, thermischen und mechanischen Belastungen im Betrieb verkraftet und die hohen Anforderungen an niedrige Emissionen, sparsamen Betrieb sowie zuverlässige und aussetzungsfreie Funktion über lange Laufzeiten hinweg erfüllt werden. Dadurch ergibt sich eine ständig steigende Zahl unterschiedlicher Zündkerzen.

Der **Aufbau einer Zündkerze** ist in Bild 7.4.6-1 erkennbar: Zentrales Element ist der

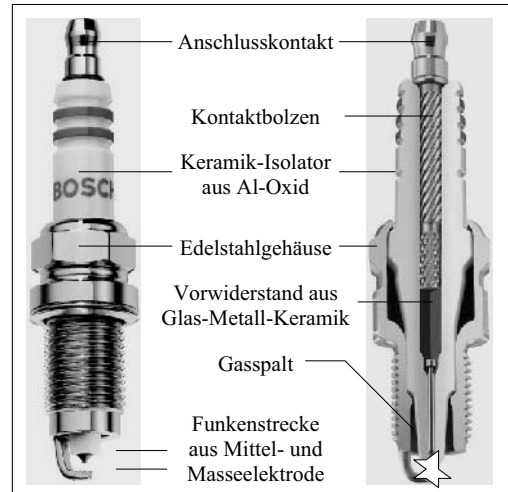


Bild 7.4.6-1: Hochleistungszündkerze, Werkbild Robert Bosch GmbH.

keramische *Isolierkörper* aus thermisch sehr beständigem Aluminiumoxid. Er enthält die motorseitige *Mittelelektrode*, die aus einem *Kontaktstift* und einer verschleißarmen *Elektrode* aus einer Nickel-Yttrium-Legierung mit einer Edelmetallspitze (Platin oder Iridium) besteht. Die Mittelelektrode bildet mit der am Gehäuse verschweißten *Masseelektrode*, die ebenfalls ein verschleißarmes Edelmetall-Inlay trägt, die *Zündfunkenstrecke*.

Anmerkung: Für eine rasche und zuverlässige Entflammung sowie für einen möglichst großen Zündbereich hat sich eine in den Brennraum vorgeschobene *Funkenlage* (damit ist die Position des Zündfunkenstrecke im Brennraum gemeint) als günstig erwiesen [329]. Die Auslegung der Zündkerze muss den dabei auftretenden erhöhten mechanischen und thermischen Beanspruchungen ohne Lebensdauerverlust gewachsen sein. Gegen Vibrationen werden deshalb verlängerte Gehäuse und gegen erhöhte Temperaturen *Kupferkerne* in den Elektroden eingesetzt.

Der Isolierkörper enthält außerdem ein sog. *Widerstandspanat*, das aus Glasparkeln besteht, die mit leitfähigen und nicht leitfähigen Phasen beschichtet und im Isolierkörper eingeschmolzen sind. Dadurch ergeben sich langzeitstabile Widerstandswerte, auch bei den thermischen Wechselbeanspruchungen im Betrieb. Der Übergang zu Kontaktstift (im Bild unten) und *Kontaktbolzen* (im Bild oben) er-

folgt durch ein leitfähig eingestelltes *Kontaktpanat*. Der Isolierkörper wird in einem *Gehäuse* aus Edelstahl verspannt. Die Abmessungen ergeben sich aus der im Motor zur Verfügung gestellten Gewindebohrung.

Maßgeblich für ein sicheres Zünden ist der **Aufbau der Funkenstrecke**, Bild 7.4.6-2. Bei Drücken von mehr als 10 bar und Temperaturen an die 1000 °C betragen die Gasdichten ein Mehrfaches der üblicherweise in Luft betrachteten atmosphärischen Bedingungen. Es sind deshalb, insbesondere bei kaltem Motor, für Abstände im mm-Bereich Zündspannungen im Bereich von 30 kV erforderlich, vgl. Kap. 3.2. Nachdem sich die Elektroden aufgeheizt haben, wird der Zündverzug durch Glühemission von Elektronen aus der Kathode herabgesetzt.

Zündverzug kann auch durch *Gleitfunkenstrecken* herabgesetzt werden, Bild 7.4.6-2 (unten rechts). Dabei ergibt sich der zusätzliche Vorteil, dass *Rußablagerungen* auf der Isolatoroberfläche, wie sie bei Kurzstreckenfahrten im Teillastbereich entstehen können, um die Mittelelektrode herum weggebrannt werden. Da-

durch wird der Aufbau eines oberflächlichen Nebenschlusswiderstandes, der die Zündspannung kurzschließen könnte, verhindert [329].

Hochspannungstechnisch bildet der **Aluminiumoxid-Isolator** eine *Gleitanordnung*, Kap. 3.2.6. Der *Gasspalt* zwischen Isolator und Gehäuse muss so gestaltet werden, dass bei den im Brennraum auftretenden Drücken und Temperaturen die Entladungseinsatzspannung höher liegt als die Durchschlagspannung der Funkenstrecke. Hierfür sind bestimmte Mindestdurchmesser erforderlich. Auf der *Freiluftseite* können Überschlüge durch ausreichend große Isolatorlängen und Durchmesser verhindert werden.

In radialer Richtung wird der *keramische Isolator* mit sehr hohen Feldstärken belastet. Durch entsprechende geometrische Gestaltung sind diese Belastungen zu senken und durch speziell entwickelte *Hochleistungskeramik* zu beherrschen. Parameter sind dabei Materialzusammensetzung, Korngröße, Pressdruck und Brenntemperatur.

Der Aufbau der Zündkerze wird nicht allein von elektrischen sondern vor allem auch von repetierenden *thermischen* und *mechanischen* sowie von *oxidativen* und *chemischen Beanspruchungen* bestimmt. Temperaturänderungen im Zylinder zwischen 100 und 1000 °C, Temperaturgradienten entlang der Zündkerze zwischen 1000 und gut 100 °C sowie Druckstöße bis zu 100 bar durch die explosionsartige Verbrennung müssen über lange Zeit beherrscht werden. Hinzu kommt die Erosion der Elektroden und die chemische Veränderung der Oberflächen durch Oxidation oder Benzinrückstände. Trotzdem sind heute Lebensdauern von 60000 bis 100000 km möglich.

Die thermische Auslegung der Zündkerze muss auch sicherstellen, dass die Oberflächentemperatur nicht zu hoch wird, um sog. *Vorentflammungen* d.h. vorzeitige *Glühzündungen* und Glühzündungsschäden am Motor zu verhindern.

Bei der **Herstellung** der Zündkerze wird zunächst der Isolator aus der Aluminiumoxid-Masse gepresst, geschliffen und vorgeglüht.



Bild 7.4.6-2: Luftfunkenstrecken (unten links) und Gleitfunkenstrecken (unten rechts), Werkbild Robert Bosch GmbH.

Nach Einsetzen der Mittelelektrode erfolgt der Brennvorgang, in dem das Isoliermaterial gesintert wird. Anschließend erfolgt Beschriften und Glasieren des Isolators, das Einsetzen des Kontaktstifts, des Kontakt- und Widerstandspanats sowie des Anschlussbolzens und schließlich das Brennen des Isolators. Nach der Montage des Isolators im Gehäuse mit den aufgeschweißten Masseelektroden wird der Elektrodenabstand eingestellt.

Zündkerzen werden in *großen Stückzahlen* von Millionen pro Tag in hoch automatisierten Fertigungsprozessen hergestellt. Insofern unterscheidet sich die Zündkerze von den vielen anderen hochspannungstechnischen Produkten, die als Einzelstücke oder nur in kleinen Serien gefertigt werden.

7.5 Supraleitende Betriebsmittel

7.5.1 Supraleitung

Einige Materialien gehen bei sehr niedrigen Temperaturen in den **supraleitenden Zustand** über, d.h. sie verlieren ihren elektrischen Widerstand, Bild 7.5.1-1. Lange Zeit waren nur Stoffe mit Sprungtemperaturen T_C nur wenig über dem absoluten Nullpunkt bekannt, z.B. beträgt T_C 10 K für NbTi oder 18 K für Nb₃Sn (*Niedertemperatur-Supraleitung* NTSL bzw. LTSC oder LTS: Low Temperature Superconductivity).

Visionen von verlustfreier Energieübertragung und -speicherung schienen zunächst aber nicht greifbar, weil für die *Kühlung* der Supraleiter *flüssiges Helium* mit einer Siedetemperatur von 4,2 K erforderlich war. Energieaufwand und Kosten für die Kühlung ließen deshalb viele Anwendungen als unwirtschaftlich erscheinen. Gleichwohl hat die Entwicklung von Prototypen und Nischenanwendungen wichtige technologische Erfahrungen geliefert.

Die Entdeckung der **Hochtemperatur-Supraleitung** (HTSL bzw. HTSC oder HTS: High Temperature Superconductivity) im

Jahre 1986 war ein entscheidender Impuls: Neue oxidkeramische Materialien mit Sprungtemperaturen um 100 K erlauben nun den Einsatz von *flüssigem Stickstoff* LN₂ als Kühlmedium mit einer Siedetemperatur von 77 K, bei drastisch reduziertem Energieaufwand für die Kühlung. Eine Vielzahl energie-technischer Anwendungen erscheint plötzlich in absehbarer Zukunft wirtschaftlich realisierbar. Die Supraleitung ist deshalb eine *Schlüsseltechnologie*, die spezielle Isolationssysteme erfordert.

Supraleitung entsteht durch das Zusammenwirken von Leitungselektronen, Gitterstruktur und Wärmebewegung des Atomgitters, Bild 7.5.1-2: Im energetisch tiefsten Zustand bewirken die Elektronen eine Gitterdeformation, anziehende Kräfte, die Bildung von Elektronenpaaren entgegengesetzten Spins (*Cooper-Paare*) und einen *hochgradig geordneten Zustand* des Elektronengases. Bei Anlegen eines elektrischen Feldes tritt dann nicht nur eine Driftbewegung einzelner Elektronen ein, sondern das ganze geordnete „Elektronengitter“ setzt sich in Richtung des Feldes in Bewegung und bewirkt einen unvergleichlich höheren Stromtransport [24]. Die *Verlustlosigkeit* des Stromes wird dadurch erklärt, dass es nicht gelingt, einzelne Cooper-Paare herauszustreuen. Entweder alle Paare gehen in einen neuen Zustand oder keines.

Bei Überschreiten der Sprungtemperatur T_C , der kritischen magnetische Flussdichte B_C oder der kritischen Stromdichte J_C wird genügend Energie für die Paarbrechung bereitgestellt und der geordnete Zustand wird zerstört. Den Zusammenbruch der Supraleitung bezeichnet man als „*Quench*“. Der **Existenzbereich** des supraleitenden Zustandes kann deshalb durch eine dreidimensionale Zustandsfläche angegeben werden, Bild 7.5.1-3. Supraleiter müssen in einem *Arbeitspunkt* unterhalb der Übergangsfläche betrieben werden.

Aus einem unendlich gut leitfähigen Material wird das magnetische Feld vollständig herausgedrängt (Meißner-Ochsenfeld-Effekt im sog. *Typ I Supraleiter*). Hochtemperatursupraleiter

gestatten das Eindringen des Magnetfeldes in Form räumlich abgegrenzter Flussschläuche (Flussquantisierung im sog. *Typ II Supraleiter*).

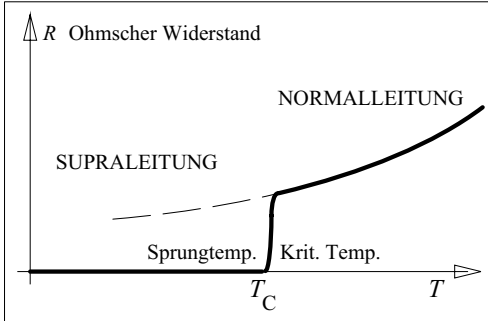


Bild 7.5.1-1: Supraleitung.

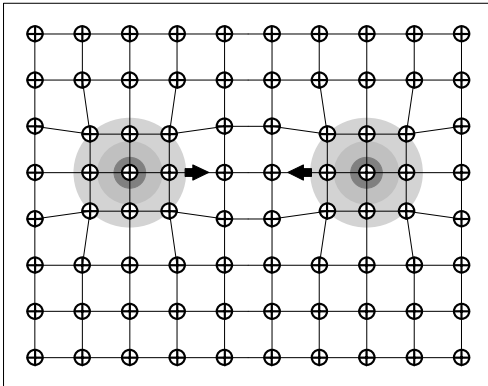


Bild 7.5.1-2: Bildung von Cooper-Paaren durch Gitterdeformation.

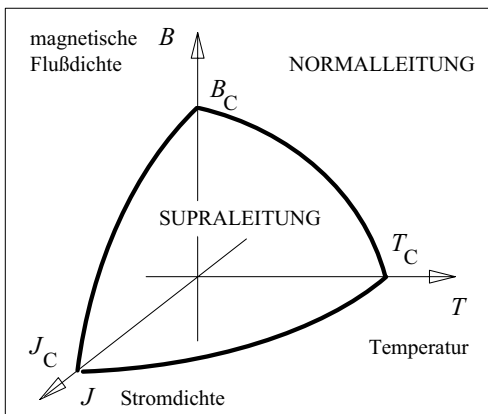


Bild 7.5.1-3: Existenzbereich des supraleitenden Zustandes.

Anmerkung: Auch *Typ I Supraleiter* weisen diesen Effekt auf, allerdings in deutlich geringerem Maß, da sie bei Erhöhung der Temperatur diesen Zustand fast überspringen und normalleitend werden.

Diese *Flussschläuche* müssen an Korngrenzen des Materials verankert werden um ein Wandern unter der Wirkung der Lorentz-Kraft - verbunden mit Energieverlusten - zu verhindern. **Verluste im Wechselfeld** entstehen nicht nur durch die *Wanderung von Flussschläuchen*, sondern auch aufgrund von *Hysteresereerscheinungen* und *Wirbelströmen* in der Umgebung des Supraleiters. Weiterhin bilden Supraleiter und normalleitendes Matrixmaterial *zwei parallele Strompfade*. Durch die Spannungsinduktion an der Induktivität des Leiters ergibt sich ein Spannungsabfall, der auch durch den parallelen normalleitenden Pfad einen Strom treibt und *ohmsche Verluste* verursacht. Völlig *verlustfrei* kann somit nur ein reiner *Gleichstrom* übertragen werden. Der Entwicklung von Supraleitern mit geringen Verlusten im Wechselfeld kommt deshalb eine große Bedeutung zu.

7.5.2 HTSL-Leitermaterial

Hochtemperatur-Supraleiter HTSL bestehen aus einer komplexen Schichtung isolierender und supraleitender Schichten auf der Basis von Wismut- oder Yttrium-Verbindungen, Tab. 7.5-1. Für eine hohe Stromtragfähigkeit ist der Übergang an den Korngrenzen des polykristallinen Gefüges wichtig. Außerdem ist die Stromtragfähigkeit stark richtungsabhängig. Bei der Herstellung wird durch Texturierung eine optimale Orientierung der Körner erreicht, die notwendig ist, um Schwachstellen für den Stromtransport zu vermeiden [336]. Die *kritischen Stromdichten* von HTSL sind heute noch niedriger als die von LTSL. Bei Betrieb deutlich unterhalb der Sprungtemperatur sind jedoch wieder höhere Stromdichten und Flusssichten (teilweise bis 200 T) möglich.

Keramische HTSL sind bei höheren Temperaturen nichtleitend. Sie müssen deshalb in eine **gut leitfähige Matrix** (z.B. in Silber) einge-

bettet werden, die etwa 70 bis 75 % des Querschnittes umfasst und in die der Strom bei Verlust des supraleitenden Zustandes kommutieren kann.

Die Herstellung technisch einsetzbarer Drähte ist im **Opit-Verfahren** (Oxide Powder in Tube) möglich: Das Oxidpulver wird in Silberberröhrchen verschweißt und zu Drähten ausgezogen. Mehrere gebündelte Drähte werden dann zu einem Multifilamentdraht ausgezogen, zu einem wenige mm breiten Bandleiter gewalzt und schließlich geglüht. Der Anteil des Supraleiters am Leiterquerschnitt beträgt heute bis zu 30 %. Damit werden *technische Stromdichten* von etwa 80 A/mm² (im Vergleich zu etwa 10 A/mm² bei Kupferdrähten) erreicht. Aus wirtschaftlichen Gründen wird eine Erhöhung der Stromdichte um etwa eine Größenordnung angestrebt [336], [202].

Anmerkung: Sehr hohe Stromdichten lassen sich durch **Beschichtungsverfahren** erreichen, bei denen weitgehend einkristalline HTSL-Filme auf vorher texturierten Substraten abgeschieden werden. Das Auftreten von schwachen Kopplungsstellen an Korngrenzen wird dadurch weitgehend vermieden. Unter Einrechnung des Trägermaterials werden *technische Stromdichten* von 100 A/mm² (Ibad-Verfahren: Ion Beam Assisted Deposition) bzw. 1000 A/mm² (Rabits-Verfahren: Rolling-assisted Biaxially- textured Substrate) erreicht. Die Beschichtungsverfahren sind jedoch nur im *Labormaßstab* und für kleine Bauteile verfügbar [336].

Für YBCO gelingt die Leiterherstellung bisher nur in kleinen Längen und in gerader Form, für längere und flexiblere Leiter muss man deshalb die schlechteren Eigenschaften der Bi-basierten Supraleiter in Kauf nehmen oder die Temperaturen auf einige K absenken.

Tab. 7.5-1: Typische Werte von HTSL nach [337].

Material	T_C	J_C	B_C	
	K	A/mm ²	T	
Bi Wismut				
Bi-2212	90	100	0,2	Drähte, zu hohe AC-Verluste
Bi-2223	110	100	0,1	
Y Yttrium				
Y-123 (YBCO)	90	1000	20	nicht in ausreichender Größe verfügbar
Cu Kupfer		< 10		Normalleiter zum Vergleich

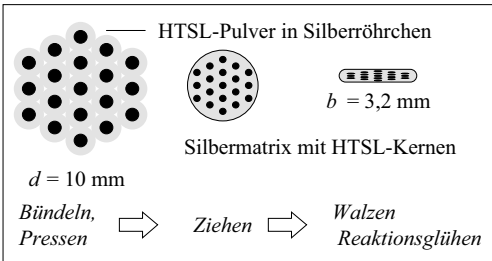


Bild 7.5.2-1: Herstellung von HTSL-Bandleitern.

Die HTSL-Leiter sind sehr spröde und dürfen nicht gedehnt werden (maximal etwa 0,1 %). Daraus ergeben sich erhebliche **Einschränkungen bei der Verarbeitung**, d.h. ein Verdrillen oder Verröbeln ist bisher noch nicht möglich. Eine mechanisch etwas robustere Ausführung ergibt sich, wenn der Multifilament-Bandleiter mit einer *Hülle* aus einer Silber-Magnesium-Legierung versehen wird. Außerdem sind *Stützstrukturen* gegen magnetische Kräfte notwendig.

Die technologische Entwicklung richtet sich daher auf die Herstellung von HTSL in größeren Längen, mit höherer Stromtragfähigkeit, geringeren Wechselspannungsverlusten und besserer Verarbeitungsfähigkeit.

7.5.3 Isolation und Kühlung mit LN₂

Hochtemperatursupraleiter können mit dem bei 77 K siedenden **flüssigen Stickstoff LN₂** isoliert und gekühlt werden. Die *elektrische Festigkeit* von LN₂ wird ausführlich in Kap. 5.4.6 behandelt. Wichtig ist vor allem, dass LN₂ zwar ein ähnlich gutes Isolationsmedium ist wie Isolieröl, dass aber thermische *Gasblasenbildung* durch Wechselstromverluste oder bei einem Quench nicht ausgeschlossen werden können.

Anmerkung: Bei *supraleitenden Magneten* treten gerade bei der durch einen Quench ausgelösten *Schnellentladung* des Spule hohe Spannungen auf.

Der Rückgang der Festigkeit durch Blasenbildung im LN₂ ist bei *Stoßspannung* stärker ausgeprägt als bei Wechsel- und Gleichspannung, weil die hohe Stoßspannungsfestigkeit

der flüssigen Phase verloren geht, so dass sich Stoß- und Wechsellastspannungsfestigkeit auf niedrigerem Niveau angleichen. Der Festigkeitsverlust durch Gasblasen ist allerdings weniger dramatisch als bei Isolieröl: Durch die geringere Dielektrizitätszahl $\epsilon_r = 1,44$ ist die *Feldverdrängung* schwächer und durch die tiefe Temperatur sind *Gasdichte und Festigkeit* etwa um einen Faktor 3,8 erhöht. Für die Dimensionierung sollte deshalb die *Festigkeit des gasförmigen Stickstoffs* bei 77 K zugrunde gelegt werden.

Anmerkung: TE-Einsetzfeldstärken bei **festen Isolierstoffen** werden für *imprägnierfähige Materialien* bei 7 bis 10 kV/mm und für *GFK-Materialien* je nach Qualität bei 2 kV/mm, 2 bis 5 kV/mm (gewickelt) und 4 bis 7 kV/mm (imprägniert) angegeben [350].

Die **Kühlung** der supraleitenden Komponenten kann als **Badkühlung** in einem mit LN2 gefüllten *Kryostaten* erfolgen. Das *Kühlmedium* ist dabei gleichzeitig auch *Isolationsmedium*. Der Kryostat besteht aus einem wärmeisolierten *Gefäß* (z.B. doppelwandig mit Vakuumisolation) und einem wärmeisolierenden *Deckel* mit Anschlüssen für den LN2-Kreislauf und mit *Durchführungen* für die elektrischen Anschlüsse, Bild 7.5.4-4. Eine Alternative besteht in einer **Durchlaufkühlung**, bei der der Leiter von innen liegenden Kanälen gekühlt wird. Außerhalb des Leiters befindet sich Vakuum zur Wärmeisolation. Auch die elektrische Isolation muss deshalb als *Vakuumisolation* angesehen werden.

Anmerkung: Das doppelwandige Isoliergefäß besitzt eine *innere kalte* und eine über den Vakuumpalt getrennte *äußere warme Wand*. Die Wärmeübertragung durch *Strahlung* wird durch eine zusätzliche Isolation verringert.

Die Kühlung kann *aktiv* durch ein eigenes Kühlaggregat (mit LN2-Tank zur Pufferung kurzzeitiger Wärmeleistungsspitzen) oder *passiv* durch Verdunstung eines ausreichend großen und regelmäßig zu ergänzenden LN2-Vorrates erfolgen. Auch die zweite Möglichkeit kann wirtschaftlich sein, wenn großtechnisch erzeugter Flüssigstickstoff eingesetzt wird.

Grundsätzlich ist zu beachten, dass der im Tieftemperaturbereich anfallende *Wärmeeintrag* möglichst klein bleibt, weil die für den Wärmetransport erforderliche elektrische *Leistung des Kühlaggregates* bei 77 K um den Faktor 20 bis 25 größer ist, als die eingebrachte Wärmeleistung, und stärker als mit $1/T$ zunimmt (bei 20 K um den Faktor 100 und bei 4,2 K um den Faktor 500).

Die bei tiefen Temperaturen anfallende Wärmeleistung ergibt sich aus den *AC-Leitungsverlusten*, aus dem Wärmestrom durch die *Wärmeisolation* (der vergleichsweise klein gehalten werden kann) und aus dem Wärmestrom durch die Leiter der *elektrischen Anschlüsse*.

7.5.4 Anwendungen

Supraleitende Betriebsmittel werden die vorhandenen Hochspannungsnetze nicht ersetzen sondern eher in Form von Spezialanwendungen ergänzen, da sie z.T. Eigenschaften bieten, die mit konventionellen Mitteln nicht erreichbar sind.

7.5.4.1 SMES Supraleitende magnetische Energiespeicher

Magnetische Energiespeicher erlauben viel höhere Energiedichten als kapazitive Speicher. Ohmsche Verlustwärme in den Spulen, die bisher den praktischen Einsatz erschwerte, kann heute durch die Anwendung der Supraleitung vermieden werden. Systeme aus *Hegeköhlten Niedertemperatur-Supraleitern* sind bereits seit ca. 1990 im Einsatz. Sie dienen der Bereitstellung von **Sekundenreserve** und der Kompensation von Blindleistung und können damit empfindliche Lasten kurzzeitig gegen Spannungseinbrüche schützen. Der magnetische Speicher wird über Gleichrichter geladen und speist die Energie über Umrichter in Reihe oder parallel zur Last ins Netz [370], Bild 7.5.4-1. Es werden fahrbare Systeme mit Anschlussleistungen von 3 MW beschrieben, die erheblich größere Antriebe beim Zuschalten

schützen [338]. Studien haben die Machbarkeit von 50- bis 100 MW-SMES mit einem Energieinhalt von 2 bis 3 MWh und Zugriffszeiten im ms-Bereich gezeigt [202]. SMES können helfen, die Versorgungsqualität in Netzen auch ohne direkten Netzausbau zu erhalten oder zu verbessern.

7.5.4.2 Kurzschlussstrombegrenzer, Schalter

Große Erwartungen werden in die bereits im Feldtest befindlichen supraleitenden *Kurzschlussstrombegrenzer* SSB (Fault current limiter FCL) gesetzt. Sie gehen bei Überschreiten eines kritischen Stromes sofort aus dem supraleitenden in den normalleitenden Zustand über. Dadurch wird ein Widerstand aufgebaut, der den Scheitelwert des Kurzschlussstromes innerhalb von ms auf verträgliche Werte begrenzt. Der Strom kann dann durch einen schwächeren Schalter unterbrochen werden. Es ist somit möglich, Netze auszubauen und gleichzeitig den Anstieg der Kurzschlussströme zu vermeiden. Es gibt zwei grundsätzlich verschiedene Konzepte für SSB [339], [340], Bild 7.5.4-2:

Induktive SSB bestehen aus einem Eisenkern bei Normaltemperatur, einer normalleitenden stromdurchflossenen Primärwicklung und einer einfachen kurzgeschlossenen *supraleitenden Sekundärwicklung* in einem eigenen Kryostaten [340]. Im Falle des Quenches wirkt auch auf der Primärseite eine strombegrenzende Transformatorimpedanz. Dieses Prinzip

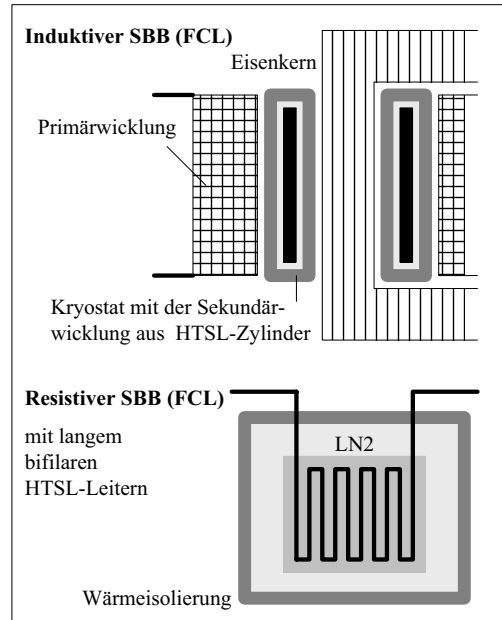


Bild 7.5.4-2: Supraleitende Kurzschlussstrombegrenzer SSB (Fault Current Limiter FCL), induktives und resistives Prinzip (oben und unten).

konnte mit verfügbaren Materialien bereits 1996 als 1,2 MVA/ 10,5 kV-Prototyp realisiert werden [341]. Problematisch sind dabei Abmessungen und Gewicht sowie die Abkühlzeit bis zur erneuten Betriebsbereitschaft.

Resistive SSB bestehen aus einem direkt vom Last- und Kurzschlussstrom durchflossenen Supraleiter auf Hochspannungspotential [202]. Ein hoher Kurzschlussstrom führt zum Quench und zum Widerstandsanstieg, wobei die Strombelastung des gequenchten Supraleiters durch einen Parallelwiderstand reduziert werden kann. Vorteilhaft ist der einfache Aufbau, die niedrige induktive Impedanz und die erwartete Skalierbarkeit für hohe Leistungen. Bisher waren jedoch ausreichend lange Supraleiter nicht verfügbar. Der weltweit erste resistive Strombegrenzer (10 MVA/ 10 kV) wurde deshalb erst 2004 in Betrieb genommen [342]: Die *supraleitenden Elemente* bestehen aus BSCCO-2212-Material, das in einem Schleudergussverfahren zu schmelztexturierten etwa 30 cm langen Rohren verarbeitet wurde. Durch Einschnitten einer bifilaren

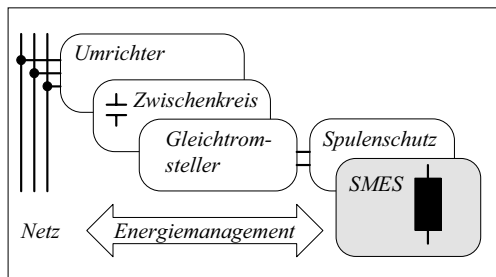


Bild 7.5.4-1: Prinzip eines supraleitenden magnetischen Energiespeichers (SMES).

Spule ergibt sich eine Leiterlänge von 5,4 m. Eine Cu-Ni-Schicht dient der thermischen Stabilisierung und der Homogenisierung der Begrenzung über die Leiterlänge. Pro Phase sind 30 Elemente in Reihe geschaltet. Tests haben die Begrenzung des Stromscheitelwertes von 18 auf 7,8 kA nachgewiesen. Als nächster Schritt ist die Entwicklung eines SSB für die 110 kV-Ebene geplant.

Anmerkung: Im Prinzip handelt es sich bei supraleitenden Kurzschlussstrombegrenzern um Schalter, die über die Höhe des Stromes ausgelöst werden. Das Schalten zwischen normal- und supraleitendem Strom ist auch über die Höhe eines äußeren Magnetfeldes möglich, Bild 7.5.1-3. **Magnetisch gesteuerte supraleitende Schalter** wurden im Versuchsmaßstab für DC/AC-Konverter, d.h. als neuartiges Wandlungsprinzip für die Hochspannungsgleichstromübertragung HGÜ eingesetzt [343].

7.5.4.3 Kabel

Supraleitende Kabel spielen eine zentrale Rolle in der ursprünglichen *Vision einer „verlustlosen“ Energieübertragung*. Sie wurden deshalb schon früh als Prototypen mit klassischen *Niedertemperatursupraleitern* und He-Kühlung/ Isolierung realisiert. Der hohe Kühlaufwand und die damit verbundenen hohen Kosten führten aber zu einer starken Dämpfung der Erwartungen. Bei Einsatz der *Hochtemperatursupraleiter* sind Kühlaufwand und Kosten wesentlich geringer. Trotzdem wird ihr Einsatz nicht als grundsätzliche Alternative sondern als Ergänzung zum vorhandenen Netz gesehen: Sie werden die Hochspannungsebenen nicht überflüssig machen, sondern vor allem die *übertragbaren Leistungen vergrößern*.

Supraleitende Kabel können, bei vergleichbarem Platzbedarf eine ca. vierfach **höhere Leistung** übertragen als normalleitende Kabel. Sie eignen sich deshalb besonders für den *Ersatz alter Kabelstrecken* bei steigendem Leistungsbedarf. Dadurch kann u.U. auf den Einsatz einer höheren Spannungsebene mit den entsprechenden Transformationsstufen verzichtet werden. In einem *Demonstrationsversuch* soll die Möglichkeit einer Übertragung von 100

MVA bei 24 kV als Alternative zu Übertragung bei 120 kV gezeigt werden. Das Dielektrikum befindet sich dabei auf Umgebungstemperatur, die Leiter werden von innen gekühlt [344].

Die *erste HTSL-Kabelstrecke*, die Energie in einem öffentlichen Netz überträgt, wurde 2001 in Kopenhagen aus drei Einleiterkabeln (30 kV, 2 kA, 104 MVA) installiert [383]. Das einzelne Kabel besteht aus einem flexiblen Edelstahl-Trägerrohr, das vom Kühlmedium LN₂ durchströmt wird. Das Trägerrohr ist spiralförmig mit den HTSL-Bändern umwickelt, die *nur von innen gekühlt* sind. Außerhalb befindet sich die Wärmeisolierung aus einem inneren und äußeren Stahlrohr, die beide auf Hochspannungspotential liegen. Im Zwischenraum befindet sich eine sog. *Superisolation*, in der Konvektion, Wärmeleitung und Wärmestrahlung durch Vakuum und durch dünne, mit Aluminium bedampfte Kunststofffilme minimiert sind. Die *elektrische Isolierung* ist in konventioneller Weise aus innerer Leitschicht, Dielektrikum und äußerer Leitschicht aufgebaut und befindet sich auf *Umgebungstemperatur*. Auch die Kabelendverschlüsse entsprechen der übliche Bauform. Das Kühlmedium muss über Isolierstücke in den auf Hochspannung liegenden Leiter geführt werden.

Studien beschäftigen sich mit der Übertragung von 1000 MVA bei 110 kV, Bild 7.5.4-3 [202]. Die LN₂-Kühlung der drei in einem gemeinsamen Rohr verlegten Kabel erfolgt innerhalb der Innenleiter und außerhalb der Außenleiter. Die HTSL-Bandleiter sind spiralförmig um das Innenleiterträgerrohr und um die Isolierung gewickelt. Vorteile des Konzepts sind auch hier eine hohe *Übertragungsleistung* bei relativ niedriger *Spannung* und ein geringer *Platzbedarf*.

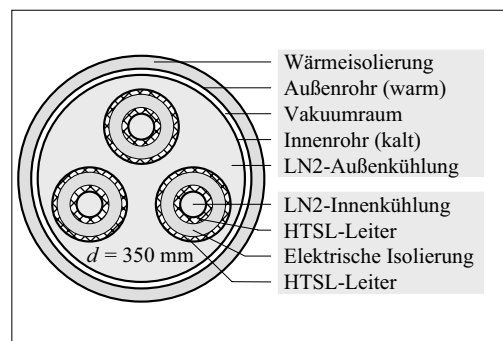


Bild 7.5.4-3: Konzept eines 110 kV/1000 MVA-Kabels mit HTSL-Leitern und LN₂-Kühlung [202].

7.5.4.4 Motoren, Generatoren

Synchrongeneratoren und -motoren können bereits mit Niedertemperatursupraleitern realisiert werden [345], [346]. Dabei wird nur der *Erreger- Gleichstromkreis supraleitend* auf einem gekühlten Läufer realisiert. Die *Ständerwindungen* werden wegen zu hoher Verluste im Wechselfeld (noch) nicht supraleitend ausgeführt.

Der Vorteil liegt in der hohen vom Läufer erzeugten *magnetischen Flussdichte* (ca. 5 T statt ca. 1 bis 2 T). Sie erlaubt erhebliche Reduktionen von **Volumen** und **Gewicht**. Außerdem sinken die **Verluste** von ca. 1 % auf etwa 0,5 %. Weiterhin könnte die synchrone Reaktanz des Generators verringert werden, was sich positiv auf die **Netzstabilität** auswirken würde.

Anmerkung: Ein weiterer Aspekt ist die prinzipielle Möglichkeit, auch **höhere Spannungen** direkt im Generator zu erzeugen [345]: Die hohen magnetischen Flussdichten würden das Eisen der *Ständerzähne* zwischen den Leiterstäben in die Sättigung treiben. Die Zähne können deshalb entfallen und der Platz wäre für *weitere Windungen* nutzbar. Damit läge, wie in einem Transformator, Leiter an Leiter und die *Windungsisolierung* könnte schwächer ausgeführt werden. Zwischen den Windungen wäre allerdings die volle Spannung zu isolieren. Außerhalb der Windungen befindet sich ein Rahmen aus geblechtem magnetischem Material für den Rückschluss des magnetischen Flusses. Die Windungen müssten gegen diesen Rahmen ausreichend isoliert werden. Alle Materialien innerhalb des Rahmens bestehen sind nichtmagnetisch (**Air-Core-Prinzip**).

7.5.4.5 Transformatoren

Supraleitende Transformatoren ähneln in ihrem Aufbau grundsätzlich konventionellen Transformatoren. Die *Schenkelsätze* werden in *Kryostaten* auf oder unterhalb der Siedetemperatur von Stickstoff (77 K) gehalten. LN2 dient dabei als Kühl- und Isolationsmedium. Zumindest bei großen Transformatorleistungen ist es sinnvoll, den *Eisenkern* außerhalb des Kryostaten auf Umgebungstemperatur zu betreiben, um zu vermeiden, dass die Eisenverluste über die Kühlanlage mit hohem Energieaufwand abzuführen sind, Bild 7.5.4-5.

Supraleitende Transformatoren können wegen höherer Stromdichten bzw. kleineren Leiter volumens mit kleineren Wicklungen und kürzerem Eisenkern und somit leichter gebaut werden. Wegen der niedrigen Temperaturen ist keine **Alterung** des Dielektrikums zu erwarten, auch nicht bei längerer **Überlast**. Im Vordergrund stehen jedoch **drastisch reduzierte Verluste** (etwa 30 % der heutigen Verluste) und **Gewichtseinsparungen** von ca. 50 %, durch die ab etwa 40 MVA Kostenvorteile erwartet werden.

a) Bahntransformatoren

Ein **konventioneller** einphasiger Bahntransformator für 15 kV/ 16,7 Hz trägt heute mehr als 10 % zur *Gesamtmasse* einer Lokomotive bei und ist damit ein wesentlicher Faktor für das Beschleunigungsvermögen und für den Verschleiß der Schienen. Hinzu kommt oft die Forderung nach *platzsparender unterfluriger Bauweise*. Die Stromdichten und der magnetische Fluss werden aus Gründen der Platz- und Gewichtsersparnis bis an die technisch beherrschbaren Grenzen gesteigert, Wicklungstemperaturen können bis zu 175 °C betragen. Dabei sind *Stromwärme- und Hystereseverluste* so groß, dass der *Wirkungsgrad* eines Bahntransformators in der Größenordnung von 90 % liegt. Er erzeugt dadurch fast die Hälfte der gesamten Verluste des Zugsystems. **Supraleitende Bahntransformatoren** mit nahezu halbierten Volumina und Gewichten sowie Wirkungsgraden von über 99 % wären deshalb besonders attraktiv.

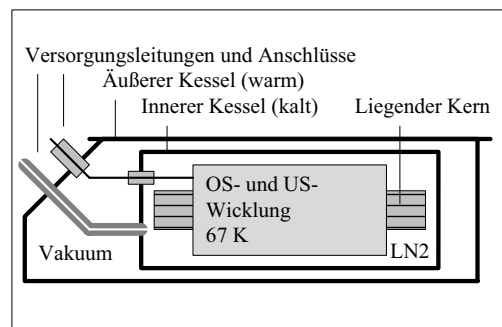


Bild 7.5.4-4: Supraleitender Bahntransformator mit kaltem Kern (schematisch).

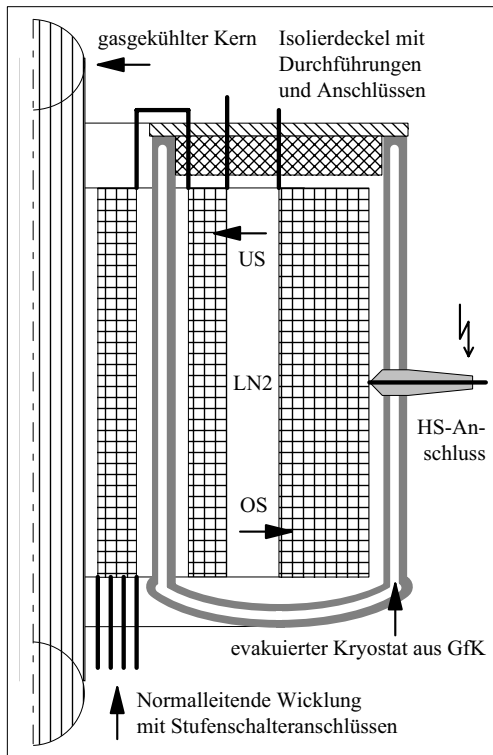


Bild 7.5.4-5: Konzept eines supraleitenden Hochspannungstransformators (schematisch).

Der **Aufbau** eines supraleitenden Bahntransformators entspricht dem eines konventionellen: Auf einem liegenden zwischenkernigen Kern befinden sich zwei parallele Schenkelsätze mit parallel geschalteten OS-Wicklungen, Bild 7.5.4-4. Werden besonders flache Bauweisen, wie z.B. für den Unterflureinsatz in Regionalbahnen gefordert, so kann es erforderlich sein, den gesamten Transformator einschließlich Kern in einem gemeinsamen Kryostat zu platzieren („kalter Kern“), wie z.B. in einem 15 kV/ 1,1 MVA-Prototyp [351]. Damit müssen zwar die gesamten Eisenverluste mit Hilfe der LN₂-Kühlanlage unter Energieaufwand auf das Umgebungstemperaturniveau „gepumpt“ werden, trotzdem sind aber die Gesamtverluste um einen Faktor 12 kleiner als im besonders ungünstigen konventionellen Bahntransformator. Wenn es die Einbauverhältnisse in der Lokomotive erlauben, wird vorgeschlagen, insbesondere bei

großen Leistungen von 4,6 MVA für Hochgeschwindigkeitszüge oder 7,5 MVA für Lokomotiven, einen „warmen Kern“ einzusetzen und die Wicklungen in separaten Kryostaten betreiben [351].

Es wird vorgesehen, die Wicklungen bei 67 K im *unterkühlten* Zustand zu betreiben, Verluste über eine LN₂ Zwangskühlung abzuführen und Gasblasenbildung im Transformator zu vermeiden. Durch die hohen *thermischen Zeitkonstanten* des gekühlten Systems soll auch bei Ausfall der Bahnstromversorgung bzw. der Kühlanlage die Betriebsfähigkeit für lange Zeiten erhalten bleiben. Für einen „warmen Kern“ werden mit ca. 7 h geringere Zeiten als für einen „kalten Kern“ mit ca. 17 h angenommen [351].

b) Netztransformatoren

Netztransformatoren können so ausgelegt werden, dass sie bis zur *doppelten Nennlast* im supraleitenden Zustand verbleiben. D.h. auch bei hoher *Überlast* tritt *keine Alterung* des Dielektrikums auf. Allerdings sind dabei erhöhte Verluste und Kühlleistungen in Kauf zu nehmen.

Anmerkung: Bei Einsatz eines warmen Kerns nach Bild 7.5.4-5 können die Verluste aber im Vergleich zu einem konventionellen Transformator, der ja bereits sehr geringe Verluste aufweist, noch einmal nahezu halbiert werden.

Einschaltströme sind so zu begrenzen, dass die Supraleitung erhalten bleibt. Im Fall von *Kurzschlussströmen* darf die Supraleitung zwar zusammenbrechen, die Wärmekapazität der Wicklungen muss jedoch ausreichend bemessen sein, um thermische Schäden zu vermeiden. Leider besteht dann nicht (wie beim konventionellen Transformator) sofortige *Einschaltbereitschaft*, sondern die Wicklungen müssen erst wieder in den supraleitenden Zustand heruntergekühlt werden, u.U. über Stunden. Es wird deshalb vorgeschlagen, einen supraleitenden Transformator im *Parallelbetrieb* mit einem *konventionellen Transformator* zu betreiben, wobei ersterer die üblichen Betriebs- und Überströme ohne Alterung führt und letzterer nur im Kurzschlussfall die sofort-

tige Wiedereinschaltfähigkeit sichert und damit schwächer ausgelegt werden kann.

Anmerkung: Es ist auch vorstellbar, die *strombegrenzende Wirkung* eines SSB in den Transformator zu integrieren.

Prototypen für **Mittelspannungs-Verteiltransformatoren** [349] bestehen aus mehreren einlagigen Wicklungen auf *GfK-Zylindern* mit unterschiedlichen Durchmessern, wobei die Isolation durch LN2-gefüllte Spalte gebildet wird. Studien beschäftigen sich auch mit **größeren Transformatoren**, z.B. 30 MVA/ 138 kV [347] und 240 MVA/ 400 kV [348].

Beispiel: Für einen 400 kV Transformator wird vorgeschlagen, die Hochspannungswicklung als Scheibenwicklung aufzubauen, wobei Abstandshalter (Spacer) die Kräfte in axialer und radialer Richtung aufnehmen sollen [348], Bild 7.5.4-6. Die HTSL-Leiter ergeben wegen der hohen Stromdichten (bis 39 A/mm²) sehr schmale Wicklungen mit geringer radialer Ausdehnung. Die Leiter müssen deshalb mechanisch verstärkt werden, z.B. durch hartgelötete Stahlbänder. Die Leiter stehen an ihrer Oberseite im Kontakt zu radialen Kühlkanälen. Das LN2 wird im Kreislauf von innen nach außen geführt. Thermische Gasblasen können sich an den Leiteroberflächen bilden und steigen außen rasch nach oben auf. Die Isolation zwischen den Wicklungen

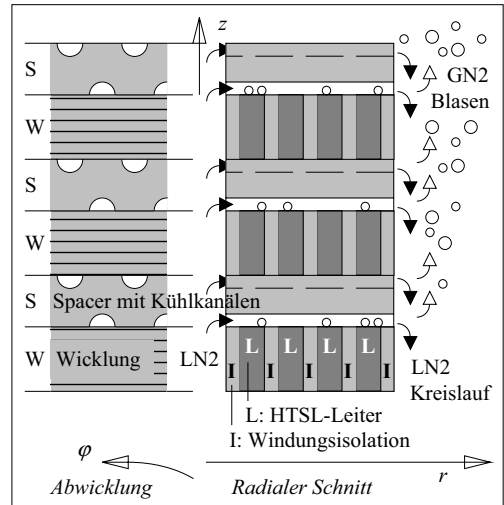


Bild 7.5.4-6: -Supraleitende Scheibenwicklung mit Spacern und LN2/ GN2-Isolation (Konzept).

und nach außen wird durch ausreichend weit bemessene LN2-Spalte gebildet. Die Wicklungen werden in radialer Richtung durch radiale Rippen gegen innere und äußere Stützrohre abgestützt und in axialer Richtung zwischen Druckringen verspannt. Für jeden Schenkelsatz ist ein doppelwandiger evakuierter Kryostat vorgesehen, Bild 7.5.4-5.

8 Literatur

- [1] H. Brumshagen, H.-J. Haubrich, D. Heinz, H. C. Müller; **Entwicklungen zum gesamteuropäischen Stromverbund**; GLOBAL LINK, VDI-GET-Tagung, Essen, 10/94
- [2] K. Küpfmüller; **Einführung i. d. theoretische Elektrotechnik**; Springer, Berlin-Heidelberg- ..., 10. Aufl. 1973
- [3] K. Simonyi; **Theoretische Elektrotechnik**; VEB Verl. d. dt. Wiss., Berlin, 7. Aufl. 1979
- [4] H. Prinz; **Hochspannungsfelder**; Oldenbourg-Verlag, München, 1959
- [5] A. Küchler; **Erfassung transients elektromagnetischer Feldverteilungen mit konzentrierten und räumlich ausgedehnten Sensoren**; VDI-Fortschritt-Berichte 21/7, 1986
- [6] I.N. Bronstein, K.A. Semendjajew; **Taschenbuch der Mathematik**; Verlag Harri Deutsch, Thun und Frankfurt/M., 1981
- [7] F. Hammer, A. Küchler; **Insulating Systems for HVDC Power Apparatus**; IEEE Transactions on Electrical Insulation, Vol. 27, No. 3, 6/1992
- [8] M.M. Rashwan, W. McDermid, F. Hammer, A. Küchler; **On the Design, Testing and Operating Experience of Composite Dry Bushings in HVDC**; 5th Int. Conf. on AC and DC Power Transmission, London 1991
- [9] F. Hammer, A. Küchler, G. Mäueler; **Behaviour of Bushings with Silicone Rubber Sheds**; 6th ISH Int. Symp. on High Voltage Engineering, 47-38, New Orleans LA, USA, 1989
- [10] F. Hammer, A. Küchler; **Insulating Systems for HVDC Power Apparatus**; 3rd Int. Conf. on Properties and Application of Dielectric Materials, Tokyo 1991, S. 965-968
- [11] DIN 57 111 VDE 111 Teil 1 bis 3; **Isolationskoordination für Betriebsmittel in Drehstromnetzen über 1kV**
- [12] D. Beste; **Impulse für Recycling**; VDI nachrichten fazit, Düsseldorf, 3/1995
- [13] W. Boeck, R. Witzmann; **Main Influences on the Fast Transient Development in Gas-Insulated Substations (GIS)**; 5th ISH Int. Symp. on High Voltage Eng., 12-01, Braunschweig, 1987
- [14] J. Dams, Th. Dunz, A. Küchler, A. Schwab; **KAKTUS - A Flexible 24 MV / 240 TW Pulse Power Generation Concept**; 6th IEEE Pulse Power Conf., Arlington VA, USA, 1987
- [15] J. Dams, Th. Dunz, A. Küchler, A. Schwab; **Design and Operation of a Tera-Watt Pulse-Power Generator**; 5th ISH Int. Symp. on High Voltage Eng., 61-02, Braunschweig, 1987
- [16] M. Beyer, W. Boeck, K. Möller, W. Zaengl; **Hochspannungstechnik**; Springer-Verlag, Berlin-Heidelberg- ..., 1986
- [17] G. Strassacker, P. Strassacker; **Analytische und numerische Methoden der Feldberechnung**; B. G. Teubner, Stuttgart, 1993
- [18] H. Bellm; **Übertragungseigenschaften von Stoßspannungsmeßkreisen unter Berücksichtigung des transienten Strahlungsfeldes**; Dissertation, Universität Karlsruhe, 1981
- [19] R. Maier; **Näherungsweise Berechnung transienter Felder in Hochspannungsprüfkreisen**; Dissertation, Universität Karlsruhe, VDI-Fortschrittberichte, VDI Verlag, Düsseldorf, 1988
- [20] K. Heuck, K.-D. Dettmann; **Elektrische Energieversorgung**; Vieweg, Braunschweig 4. Aufl. 1999
- [21] A. Schwaiger; **Elektrische Festigkeitslehre**; Springer-Verlag, Berlin 1925
- [22] E. Philippow u.a.; **Taschenbuch Elektrotechnik, Band 6: Systeme der Elektroenergie-technik; Hochspannungstechnik**; Carl Hanser Verl. München Wien, VEB Verl. Berlin 1982
- [23] D. Kind, H. Käerner; **Hochspannungsisolier-technik**; Vieweg-Verlag, Braunschweig 1982
- [24] C. Gerthsen, H.O. Kneser, H. Vogel; **Physik**; Springer-Verl., Berlin-Heidelbg., 12. Aufl. 1974
- [25] P. Schulz; **Elektronische Vorgänge in Gasen u. Festkörpern**; G. Braun, Karlsruhe, 2. Aufl. 1974
- [26] A. Küchler; **Suppression of Surface Discharges and Flashover on Dielectric Surfaces**; 9th ISH Int. Symp. on High Voltage Engineering, No. 8032, Graz, Austria, 1995
- [27] H.P. Moser; **Transformerboard**; H. Weidmann AG, Rapperswil 1979
- [28] W. Boeck; **Isolationssysteme metallgekapselter SF₆-isolierter Schaltanlagen**; ETG-Fachber. 34, Gasisierte Schaltanlagen im Mittel- u. Hochspannungsnetz, VDE-Verl. Berlin-Offenb., 1991
- [29] Maxwell Lab. Inc.; **Capacitor Selection Guide**; Maxwell Laboratories Inc., San Diego, 1994
- [30] G. Doetsch; **Anleitung zum praktischen Gebrauch der Laplace-Transformation und der Z-Transformation**; R. Oldenbourg-Verl., München, 3. Aufl. 1967
- [31] O. Föllinger; **Laplace- und Fourier-Transformation**; Elitera-Verlag, Berlin, 1978
- [32] Bognár; G. Csépes, L. Kalocsai, I. Kispál; **Spectrum of Polarization Phenomena of Long Time-Constant as a Diagnostic Method of Oil Paper Insulating Systems**; 3rd Int. Conf. on Prop. and Appl. of Dielectric Mat., Tokyo 1991
- [33] R. Porzel, M. Sturm; **Dielektrische Diagnostik von Hochspannungsisolierungen**; etz Elektrotechn. Zeitschrift, VDE-Verlag, Berlin, 10/1995
- [34] H. Singer; **Present and Future Topics of HV Field Calculation and Measurement**; 9th ISH Int. Symp. on High Voltage Engineering, No. 9008, Graz, Austria, 1995
- [35] Goering, Ross, Tobiska; **Finite-Elemente-Methode**; Harri Deutsch-Verl., Frankfurt/M., 1989

- [36] Bathe; **Finite-Elemente-Methoden**; Springer-Verlag, Berlin-Heidelberg-New York, 1990
- [37] Nasitta, Hagel; **Finite Elemente**; Springer-Verlag, Berlin-Heidelberg-New York, 1992
- [38] Richter; **Numerische Lösung partieller Differentialgleichungen mit der Finite-Elemente Methode**; Vieweg-Verlag; Braunschweig, 1986
- [39] G. Hilgarth; **Hochspannungstechnik**; B.G. Teubner, Stuttgart, 2. Aufl. 1992
- [40] Th. Dunz, J. Dams, A. Küchler, A. Schwab; **Efficient Modeling of Transmission Lines for Traveling Wave Analysis with SCEPTRE**; 4th IEEE Pulse Power Conf., Albuquerque, 1983
- [41] A. Schwab; **Elektromagnetische Verträglichkeit**; Springer-Verl., Berlin Heidelberg, 1991
- [42] J. Dams, Th. Dunz, A. Küchler; **Hochspannungsgeneratoren großer Leistung zur Erzeugung gepulster Teilchenströme**; VDI-Seminar Beschleunigertechnik, Berlin 1982
- [43] A. Küchler, Th. Dunz, J. Dams, A. Schwab; **Power and Voltage Gain of Pulse-Forming Lines with Double-Bounce Switching**; 4th IEEE Pulse Power Conf., Albuquerque NM, 1983
- [44] W. Hauschild, W. Mosch; **Statistik für Elektrotechniker**; VEB Verlag Technik, Berlin 1984
- [45] M. Minovic, P. Schulze; **Hochspannungstechnik**; VDE-Verlag, Berlin Offenbach, 1992
- [46] B. Gänger; **Der elektrische Durchschlag von Gasen**; Springer-Verlag, Berlin Göttingen Heidelberg, 1953
- [47] G. Lesch; **Lehrbuch der Hochspannungstechnik**; Springer-Verl., Berlin Göttingen Heidelberg, 1959
- [48] E. Flegler; **Einführung in die Hochspannungstechnik**; Verlag G. Braun, Karlsruhe, 1964
- [49] D. Forst, M. Kolb, H. Roßwag; **Chemie für Ingenieure**; VDI-Verlag Düsseldorf, 1993
- [50] K.-F. Geibig; **Ansprechverhalten von Edelgasfunkenstrecken bei kleinen pd-Werten**; Dissertation Univ. Karlsruhe, 1982
- [51] Th. Dunz; **Zündverhalten heliumisolierter Funkenstrecken mit Gleitentladungszündhilfen**; Dissertation Univ. Karlsruhe, 1987
- [52] DIN EN 60076-3, VDE 0532 Teil 3, IEC 60076-3; **Leistungstransformatoren, Isolationspegel, Spannungsprüfungen und äußere Abstände in Luft**; VDE-Verlag, Berlin u. Offenbach
- [53] DIN VDE 0432; **Hochspannungsprüftechnik**; VDE-Verlag, Berlin u. Offenbach
- [54] H.H. Zimmer; **Gleich- und Wechselspannungskorona an technisch relevanten Elektrodengeometrien unter Berücksichtigung des Luftfeuchteinflusses**; Diss. Univ. Karlsruhe, 1985
- [55] W. Mosch, W. Hauschild; **Hochspannungsisolierungen mit Schwefelhexafluorid**; VEB Verlag Technik; Berlin, 1978
- [56] DIN VDE 0448; **Prüfung von Isolatoren für Betriebswechselspannungen über 1 kV unter Fremdschichteinfluß**; VDE-Verlag, Berlin u. Offenbach
- [57] F. Hammer, A. Küchler; **Bewährte Silikon-schirmdurchführungen für erhöhte Sicherheit und Verschmutzungsfestigkeit**; Elektrizitätswirtschaft Jg. 90 (1991), H. 11, S. 604-608
- [58] H.M. Schneider, A.E. Lux; **Mechanism of HVDC Wall Bushing Flashover in Non-uniform Rain**; IEEE Trans. on Power Delivery, Vo. 6 No. 1 Jan. 1991 pp 448 - 455
- [59] P.J. Sinz; **Der Einfluß von Feuchte und Partikeln auf die elektrische Festigkeit von Isolierölen**; Dissertation, Techn. Univ. Graz, 1990
- [60] Badent, R.G.; **Untersuchung der Druckabhängigkeit des Öldurchschlags bei Beanspruchung mit Wechselspannung**; Jahresbericht IEH, Univ. Karlsruhe, 1991
- [61] DIN VDE 0303; **VDE-Bestimmung für elektrische Prüfung von Isolierstoffen**; VDE-Verlag, Berlin u. Offenbach
- [62] DIN VDE 0370 Teil 1; **Isolieröle**; VDE-Verlag, Berlin u. Offenbach
- [63] UTE NF CIR C 163
- [64] ASTM D 877; **Standard test method for dielectric breakdown voltage of insulating liquids using disc electrodes**; Annual Book of ASTM Standards, Part 40 (1978)
- [65] D. Tschudi, V. Dahinden, F. Derler; **Dielectric Strength Assessment of Power Transformer Insulation**; 9th ISH Int. Symp. on High Voltage Engineering, No. 1081, Graz, Austria, 1995
- [66] R. Badent, K. Kist; **Druckabhängigkeit des Durchschlags in Isolieröl bei Beanspruchung mit transienten Spannungen**; Jahresbericht IEH, Univ. Karlsruhe, 1992
- [67] F.H. Kreuger; **Industrial High Voltage I and II**; Delft University Press, 1991 and 1992
- [68] A. v. Hippel; **Der elektrische Durchschlag in Gasen und festen Isolatoren**; Ergebnisse der exakten Naturwiss., Bd. 14 (1935) S. 116 f
- [69] F. Hammer; **Resin impregnated paper, a solid dry material for capacitance graded bushings**; Hochspannungsgeräte Porz GmbH, Köln, 1988
- [70] P.K. Gmeiner; **Combi-LFH-Trocknung von Leistungstransformatoren im Felde**; Micafil-Symposium Stuttgart, 1996
- [71] A. Küchler; **Messung und Interpretation von Teilentladungen in Folienisolierungen**; Studienarbeit Hochsp.institut Univ. Karlsruhe, 1979
- [72] Th. Praehauser; **Lokalisierung von Teilentladungen in Hochspannungsapparaten**; Bull. SEV 63 (1972) Nr. 16 S. 893 - 905
- [73] A. Küchler; **Diagnoseschema für die klassische Bewertung von Teilentladungsmessungen**; FH Würzburg-Schweinfurt-Aschaffenburg; 1995
- [74] E. Gulski, F.H. Kreuger; **Recognition of Discharge Sources Using Statistical Tools**; Proc. 3rd Int. Conf. on Properties and Appl. of Dielectric Materials, Tokyo, 1991

- [75] H. Suzuki, T. Endoh; **Pattern Recognition of Partial Discharge in XLPE Cables Using a Neural Network**; Proc. 3rd Int. Conf. on Prop. and Appl. of Dielectric Materials, Tokyo, 1991
- [76] N. Hozumi, T. Okamoto, T. Imajo; **Discrimination of the Partial Discharge Patterns Using Neural Network**; Proc. 3rd Int. Conf. on Prop. and Appl. of Dielectric Materials, Tokyo, 1991
- [77] A. Gross, H.G. Kranz; **Time resolved analysis of VHF (100 - 300 MHz) partial discharge measurements with neural networks**; 9th Int. Symp. on High Voltage Eng., 5611, Graz, 1995
- [78] T. Hücker, H.G. Kranz, A. Lapp; **A partial discharge defect identification system with increased diagnosis reliability**; 9th ISH Int. Symp. on High Voltage Eng., 5612, Graz, 1995
- [79] E. Gulski; **Application of modern PD detection techniques for fault recognition in the insulation of high voltage equipment**; 9th ISH Int. Symp. on High Voltage Eng., 5642, Graz, 1995
- [80] T. Hücker, H.G. Kranz, T. Okamoto, P.G. von Glahn; **A standardised computer data file format for storage, transport, and off-line processing of partial discharge data**; 9th ISH Int. Symp. on High Voltage Engineering, No. 5613, Graz, 1995
- [81] A. Roth; **Hochspannungstechnik**; Springer-Verlag, Wien, 3. Auflage 1950
- [82] H.P. Moser, V. Dahinden; **Transformerboard II**; H. Weidmann AG, Rapperswil, 1987
- [83] A.G. Schlag; **The Recovery Voltage Method for Transformer Diagnosis**; Tettex Instruments AG, Dietikon, 1995
- [84] H. Lütke; **Heutige Methoden der off-line Diagnose**; Micafil-Symposium Stuttgart, 1996
- [85] J. Fuhr; **Notwendigkeit der vor Ort Diagnose aus Sicht des Herstellers**; Micafil-Symposium Stuttgart, 1996
- [86] A. Kachler; **Diskussionsbeitrag Siemens AG**; Micafil-Symposium Stuttgart, 1996
- [87] W. Zaengl; **Diskussionsbeitrag ETH Zürich**; Micafil-Symposium Stuttgart, 1996
- [88] C. Brinkmann; **Die Isolierstoffe der Elektrotechnik**; Springer-Verl., Berlin-Heidelberg, 1975
- [89] M. Saure; **Kunststoffe in der Elektrotechnik**; AEG-Telefunken-Handbücher, Bd. 22, Berlin und Frankfurt a. M.; 1979
- [90] J. Möckel, U. Fuhrmann; **Epoxidharze**; verlag moderne industrie; Landsberg/Lech; 1990
- [91] M. Beyer u.a.; **Epoxidharze in der Elektrotechnik**; expert verlag; Grafenau/Württ.; 1983
- [92] J. Kindersberger, M.Kuhl; **Effect of Hydrophobicity on Insulator Performance**; 6th ISH Int. Symp. on High Voltage Eng., New Orleans; 1989
- [93] F. Hammer, A. Küchler; **Insulators with Silicone Rubber Sheds for Bushings in AC and DC Applications**; IEEE Power Eng. Society; Summer Meeting, Minneapolis, 1990
- [94] D. Kind; **Hermetischer Luftabschluß ölisolierter Hochspannungsgeräte mittels Stickstoffpolster**; Elektrizitätswirtschaft, Band 58(1959) H. 5, S. 143 - 149
- [95] R. Müller, H. Schliesing, K. Soldner; **Prüfung und Überwachung von Transformatoren durch Analyse der im Öl gelösten Gase**; Elektrizitätswirtschaft, Jg. 73 (1974), S. 683 - 687
- [96] R. Müller; **Gasanalyse - Vorsorgeuntersuchung für Transformatoren**; Elektrizitätswirtschaft, Jg. 9 (1980) H. 10, S. 356 - 360
- [97] W. Wohatschek; **Überwachung von Transformatoren, Meßwandlern und Koppelkondensatoren**; E und M, 1987, S. 406 - 412
- [98] J.O. Church, T.J. Hauptert, F. Jakob; **Analyse incipient faults with dissolved-gas nomograph**; Electrical World, October 1987, p. 40 - 44.
- [99] IEC Publ. 599; **Interpretation of the analysis of gases in transformers and other oil-filled electrical equipment in service**; International Electrotechnical Commission, Genève
- [100] B. Fallou; **Detection of and Research for the Characteristics of an Incipient Fault from the Analysis of Dissolved Gases in the Oil of an Insulation**; Electra No. 42, p. 32 - 52
- [101] H. Borsi; **Grundlagen der Flüssigkeit/Papierisolation und des Gasungsverhaltens von Isolierflüssigkeiten für Transformatoren**; Micafil-Symposium Stuttgart, 1996
- [102] DIN VDE 0375; **Esterflüssigkeiten für elektrotechnische Zwecke, Anforderungen an neue Ester**; VDE-Verl., Berlin u. Offenbach
- [103] H. Borsi, E. Gockenbach, K. Dumke; **A Synthetic Insulating Liquid for Application in Transformers**; 9th ISH Int. Symp. on High Voltage Engineering, No. 1025, Graz, 1995
- [104] C. Brosseau; **Breakdown of a Thin Dielectric Liquid Layer and Interfacial Phenomena**; Proc. 3rd Int. Conf. on Properties and Appl. of Dielectric Materials, Tokyo, 1991
- [105] N. Berger, P. Jay; **IEEE Transactions on Electrical Insulation**, vol EI 21, 1986, p. 59
- [106] C. Mazzetti, M. Pompili, E.O. Forster; **Electric Conduction, Breakdown and Partial Discharges in Dielectric Fluids**; 3rd Int. Conf. on Properties and Applications of Dielectric Materials, Tokyo, 1991
- [107] C. Mazzetti, M. Pompili, R. Cercere, E.O. Forster; **10th Int. Conf. on Conduction and Breakdown in Dielectric Liquids**, Grenoble, France, 1990, p. 557
- [108] J. Dams, K.-F. Geibig, P. Osmokrovic, Th. Dunz, A. Küchler, A. Schwab; **Numerical Calculation of Breakdown-Voltages for Triggered Three-Electrode Spark Gaps**; 4th IEEE Pulse Power Conf., Albuquerque, 1983
- [109] H. Okubo, H. Goshima, H. Sakakibara, N. Hayakawa, M. Hikita, K. Uchida; **Area and Volume Effects in Breakdown Strength in Liquid Helium and Liquid Nitrogen**; 9th ISH Int.

- Symp. on High Voltage Engineering, No. 7052, Graz, 1995
- [110] Zhen-chao Wang, Hiroyasu Yoshizuka, Masanori Hara; **Electrical Breakdown of Liquid Helium Affected by Thermal Bubbles under D.C. Non-Uniform Electrical Fields**; 9th Int. Symp. on High Voltage Eng., 7875, Graz, 1995
- [111] M. Hara, M. Miyama, F. Irie, K. Tsutsumi, K. Satow, J. Gerhold, E. Telser; **Insulation Design Philosophy of Superconducting Coils for Electric Power Apparatus and a Case Study for KEPCO's SMES**; 9th ISH Int. Symp. on High Voltage Eng., No. 7874, Graz, 1995
- [112] U. Sundermann; **Vor Ort Diagnose an Transformatoren**; Micafil-Symp. Stuttgart, 1996
- [113] A. Küchler; **Induktivität von Hochspannungskondensatoren**; etz Elektrotechnische Zeitschrift 109 (1988) 1070-1075
- [114] C. Eberhard; **Neue Entwicklungen in der Vapour Phase Technologie**; Micafil-Symposium Stuttgart, 1996
- [115] K.-H. Weck; **Akkreditierung von HS-Laboratorien und Kalibrieren der HS-Meßtechnik**; 7. Haefely-Trench-Symposium, Stuttgart, 1995
- [116] K.-H. Weck; **Akkreditierung u. Zertifizierung v. Prüflaboratorien**; Micafil-Symp. Stgt. 1996
- [117] H. Frohne, E. Ueckert; **Grundlagen der elektrischen Meßtechnik**; Teubner, Stuttgart, 1984
- [118] DKD 3 - **Ermittlung von Meßunsicherheiten**; Physikalisch-Technische Bundesanstalt, Deutscher Kalibrierdienst, Braunschweig, 1991
- [119] H.-R. Tränkler; **Taschenbuch der Meßtechnik**; R. Oldenbourg Verlag, München-Wien, 1989
- [120] DKD 4 - **Rückführung von Prüfmitteln auf nationale Normale**; Phys.-Techn. Bundesanst., Deutscher Kalibrierdienst, Braunschweig, 1991
- [121] IEC Publ. 71-1; **Insulation coordination, Part 1: Terms, definitions, principles and rules**; International Electrotechnical Commission, Genève
- [122] DIN EN 60071-1, VDE 0111-1, IEC 71-1; **Isolationskoordination, Teil 1: Begriffe, Grundsätze und Anforderungen**; VDE-Verlag, Berlin und Offenbach
- [123] DIN EN 60071-2, VDE 0111-2, IEC 60071-2; **Isolationskoordination, Teil 2: Anwendungsrichtlinie**; VDE-Verlag, Berlin und Offenbach
- [124] DIN EN 60099-5, VDE 0675 Teil 5, IEC 60099-5; **Überspannungsableiter, Teil 5: Anleitung für die Auswahl und die Anwendung**; VDE-Verlag, Berlin und Offenbach
- [125] J. Schramm, U. Stietzel; **Wechselspannungsanlagen für Werks- und Vor-Ort-Prüfungen von SF₆-Anlagen**; 7. Haefely-Trench-Symposium, Stuttgart, 1995
- [126] P. Mohaupt, M. Pasquier, R. Gleyvod, G. Voigt; **A 2100 kV - 90 MVA Resonant Test System - Design Criteria and Test Results**; 9th ISH Int. Symp. on High Voltage Eng., 4550, Graz, 1995
- [127] A. Jenni, M. Pasquier, R. Gleyvod, P. Thommen; **Testing of high voltage power cables with series resonant systems and water terminations**; 7th ISH Int. Symp. on High Voltage Engineering, No. 53.02, Dresden, 1991
- [128] R. Bach, W. Kalkner, H. Oldehoff; **Verlustfaktormessung bei 0,1 Hz an betriebsgealterten PE/VPE-Kabelanlagen**; Elektrizitätswirtschaft, Jg. 92 (1993)
- [129] K.-H. Krefter; **Erfahrungen mit Prüfverfahren für Kunststoffkabel in Mittelspannungsnetzen**; Elektrizitätswirtschaft, Jg. 92 (1993)
- [130] K.-H. Weck; **Prüfung von Kabelanlagen vor Ort**; Elektrizitätswirtschaft, Jg. 92 (1993)
- [131] DIN VDE 0532; **Transformatoren und Drosselspulen**; VDE-Verlag, Berlin und Offenbach
- [132] C. Neumann; **Dielektrische Prüfung und Überwachung von Betriebsmitteln vor Ort**; 7. Haefely-Trench-Symposium, Stuttgart 1995
- [133] VDE 0432 Teil 1 (IEC 60060-1); **Hochspannungs-Prüftechnik, Teil 1: Allgemeine Festlegungen und Prüfbedingungen**; VDE-Verlag
- [134] VDE 0432 Teil 2 (IEC 60060-2); **Hochspannungs-Prüftechnik, Teil 2: Meßsysteme**; VDE-Verlag, Berlin und Offenbach
- [135] D. Kind; **Einführung in die Hochspannungsversuchstechnik**; Vieweg-Verl., Braunschweig, 4. Aufl. 1985
- [136] A. Hinderer; **Einfluß gepulster Spannungsversorgung auf die Abscheidung hochohmiger Stäube in Elektrofiltern**; Dissertation, Univ. Karlsruhe; VDI-Fortschr.ber. R. 21 Nr. 92, 1991
- [137] J. Dams, Th. Dunz, A. Küchler; **Tera-Watt-Impulsgenerator KIT**; Hochspannungsinstitut Univ. Karlsruhe, Jahresbericht 1984
- [138] G. Yonas; **Fusion Power with Particle Beams**; Scientific American, Vol. 239, No. 5, Nov. 1978
- [139] W. Frey, A.J. Schwab; **Performance of laser-triggered rail-gap switches using low-intensity UV laser-radiation**; 9th ISH Int. Symp. on High Voltage Eng., No. 7288, Graz, 1995
- [140] W. Frey, A.J. Schwab; **Laser-triggered rail-gap switches with seed-electron generation by photoemission from metal aerosol particles**; 9th ISH Int. Symp. on High Voltage Engineering, No. 7931, Graz, 1995
- [141] A.J. Schwab; **Hochspannungsmesstechnik**; Springer-Verl., Berlin Heidelberg, 2. Aufl. 1981
- [142] DIN VDE 0433 Teil 2; **Erzeugung u. Messung v. Hochspannungen, Regeln für Spannungsmessungen mit einpolig geerdeten Kugelfunktenstrecken**; VDE-Verl., Berlin u. Offenb.
- [143] IEC Publ. 52; **Recommendations for voltage measurement by means of sphere gap**; International Electrotechnical Commission, Genève
- [144] E. Peschke; **Der Durch- und Überschlag bei hoher Gleichspannung in Luft**; Dissertation TH München, 1968
- [145] H. Bellm, A. Küchler, J. Herold, A. Schwab; **Rogowski-Spulen und Magnetfeldsensoren**

- zur Messung transienter Ströme im Nanosekundenbereich, Teil 1; Archiv für Elektrotechnik 68 (1985), S. 63-68
- [146] H. Bellm, A. Küchler, J. Herold, A. Schwab; **Rogowski-Spulen und Magnetfeldsensoren zur Messung transienter Ströme im Nanosekundenbereich, Teil 2**; Archiv für Elektrotechnik 68 (1985), S. 69-74
- [147] A. Küchler, J. Dams, Th. Dunz, A. Schwab; **Kapazitive Sensoren zur Messung transienter elektrischer Felder und Spannungen**; Archiv für Elektrotechnik 68 (1985) 335-344
- [148] A. Küchler, J. Dams, Th. Dunz, A. Schwab; **Combined E- and H-Field Probe for Traveling Wave Analysis in Pulse Power Generators**; 5th IEEE Pulse Power Conf., Arlington VA, USA, 1985
- [149] A. Küchler, Th. Dunz, A. Hinderer, A. Schwab; **Transient Field Distribution Measurements with "Electrically Long" Sensors**; 5th ISH Int. Symp. on High Voltage Engineering, 32-08, Braunschweig, 1987
- [150] A. Küchler; A. Schwab; **Räumlich ausgedehnte Sensoren für transiente elektromagnetische Felder**; Archiv für Elektrotechnik 70 (1987)
- [151] W.R. Pfaff; **Accuracy of a Spherical Sensor for the Measurement of Threedimensional Electric Fields**; 5th ISH Int. Symp. on High Voltage Eng., 32-05, Braunschweig, 1987
- [152] W. Epping, A. Küchler, A. Schwab; **Elektrische Feldstärkemessung mit doppelbrechenden und optisch aktiven Kristallen**; Archiv für Elektrotechnik 67 (1984) 329-339
- [153] A. Küchler, J. Dams, Th. Dunz, W. Epping, H. Kunz, A. Schwab; **Kerr-Effect Measurements of Pulsed Electric Fields in Water**; 5th IEEE Pulse Power Conf., Arlington VA, USA, 1985
- [154] VDEW Vereinigung Deutscher Elektrizitätswerke; **Grundsätze für die Beurteilung von Netzurückwirkungen**; Verlags- und Wirtschaftsgesellschaft der Elektrizitätswerke VDEW, Frankfurt a.M., 2. Aufl. 1987
- [155] A. Küchler; A. Schwab; **Zum Begriff der Netzfrequenz bei Netzstörungen**; Elektrizitätswirtschaft 86 (1987) 308-310
- [156] K. Feser; **HS-Prüf- und Meßtechnik 2000**; 7. Haefely-Trench-Symposium, Stuttgart 1995
- [157] DIN VDE 0303; **Prüfung von Isolierstoffen**; VDE-Verlag, Berlin u. Offenbach
- [158] CISPR-Publ. No. 16; **Specifications for radio interference measuring apparatus and measurement methods**; Comité International Special des Perturbations Radiophoniques
- [159] A.M. Ašner; **Stoßspannungsmessungstechnik**; Springer-Verl., Berlin-Heidelberg-New Y., 1974
- [160] G. Hengge, P. Kemm, Th. Leibfried; **Anwendung von Transferfunktionen bei der Prüfung von Großtransformatoren**; 7. Haefely-Trench-Symposium, Stuttgart 1995
- [161] Th. Leibfried; **Die Übertragungsfunktion als Methode zur Überwachung von Transformatoren im Betrieb**; Micafil-Symp. Stgt., 1996
- [162] A. Claudi, R. Malewski, Ch. Josephy, St. Jud; **Checking electromagnetic compatibility of a HV impulse measuring circuit with coherence functions**; 7. Haefely-Trench-Symp., Stgt. 1995
- [163] H. Schliesing, K. Soldner; **Die Technik der Analyse von Gasen, die im Transformatorenöl gelöst bzw. im Buchholzrelais angesammelt sind**; Elektrizitätswirtschaft, Jg. 75 (1976)
- [164] E. Dörnenburg, W. Strittmatter; **Überwachung von Öltransformatoren durch Gasanalyse**; Brown Boveri Mitt. 5-74, S. 238 ff
- [165] M. Duval; **Dissolved-Gas Analysis: New challenges and applications**; Electra No. 133, 1990
- [166] Th. Miksa; **Online-Gas-in-Öl-Analyse**; Micafil-Symposium Stuttgart, 1996
- [167] DIN VDE 0380 Teil 6 (DIN EN 61198 / IEC 1198); **Isolieröle auf Mineralölbasis; Prüfverfahren zur Bestimmung von Furfurol und verwandten Verbindungen**; VDE-Verlag, Berlin u. Offenbach
- [168] H.J. Knab; **Die Anwendung der Hochdruckflüssigkeitschromatographie zur Betriebsüberwachung von Transformatoren**; VGB Kraftwerkstechnik 71 (1991), H. 6, S. 594 - 597
- [169] DIN VDE 0303 Teil 11 (IEC 60112); **Verfahren zur Bestimmung der Prüfzahl und der Vergleichszahl der Kriechwegbildung von festen isolierenden Werkstoffen**; VDE-Verlag, Berlin
- [170] DIN VDE 0303 Teil 5; **Prüfung von Isolierstoffen; Niederspannungs-Hochstrom-Lichtbogenprüfung**; VDE-Verl., Berlin u. Offenbach
- [171] DIN VDE 303 Teil 71 (IEC 61621); **Trockene, feste Isolierstoffe; Prüfung der Lichtbogenbeständigkeit bei hoher Spannung und niedrigem Strom**; VDE-Verlag, Berlin u. Offenbach
- [172] DIN VDE 0303 Teil 10 (IEC 587); **Prüfverfahren zur Bestimmung der Beständigkeit gegen Kriechwegbildung und Erosion von Elektroisolerstoffen, die unter erschwerten Bedingungen eingesetzt werden**; VDE-Verlag, Berlin u. Offenbach
- [173] DIN VDE 0303 Teil 21 (IEC 60243-1); **Prüfverfahren zur Bestimmung der elektrischen Durchschlagsfestigkeit von festen isolierenden Werkstoffen; Prüfungen bei techn. Frequenzen**; VDE-Verlag, Berlin u. Offenbach
- [174] DIN VDE 0303 Teil 22 (IEC 243-2); **Prüfverfahren zur Bestimmung der elektrischen Durchschlagsfestigkeit von festen isolierenden Werkstoffen; Zusätzliche Anforderungen für Prüfungen mit Gleichspannungen**; VDE-Verlag, Berlin u. Offenbach
- [175] DIN VDE 0303 Teil 23 (IEC 243-3); **Prüfverfahren zur Bestimmung der elektrischen Durchschlagsfestigkeit von festen isolierenden Werkstoffen; Zusätzliche Festlegungen für Stoßspannungsprüfungen**; VDE-Verlag, Berlin

- [176] DIN VDE 0370 Teil 1; **Isolieröle**; VDE-Verlag, Berlin u. Offenbach
- [177] DIN VDE 0370 Teil 5 (IEC 156); **Isolierflüssigkeiten; Bestimmung der Durchschlagspannung bei Netzfrequenz**; VDE-Verlag, Berlin
- [178] DIN VDE 0303 Teil 4; **Bestimmungen für elektrische Prüfungen von Isolierstoffen; Bestimmung der dielektrischen Eigenschaften**; VDE-Verlag, Berlin u. Offenbach
- [179] H.W. Lücking; **Energiekabeltechnik**; Vieweg-Verlag, Braunschweig/Wiesbaden, 1981
- [180] R. v. Olshausen; **Garnituren und Anlagen-technik; 110 kV-Kabelanlagen in der städtischen Stromversorgung**; ETG Fachbericht 44; VDE-Verlag, Berlin und Offenbach, 1993
- [181] A. Bachmeier, M. Schuster; **Vollisoliertes Kabelanschluß- und Verbindungssystem für Mittelspannungskabel 12 bis 36 kV**; Elektrizitätswirtschaft, Bd. 81 (1982) H. 20, S. 683 - 685
- [182] A. Bachmeier, M. Schuster; **Kabelanschlußsysteme für metallgekapselte elektrische Betriebsmittel im Mittelspannungsbereich 7,2 bis 52 kV**; Elektrizitätswirtschaft, Bd. 87 (1988)
- [183] R. Nagel; **Über eine Neuerung an Hochspannungstransformatoren der Siemens-Schuckertwerke G. m. b. H.**; Elektrische Bahnen u. Betriebe, Verl. R. Oldenbourg, München/Berlin, Jg. IV (1906) H. 15, S. 275 - 278
- [184] R. Küchler; **Die Transformatoren**; Springer-Verlag, Berlin/Göttingen/Heidelberg, 1956
- [185] J. Frost; **Wenn es durch Wände und Decken geht**; EV-Report, 2/95, S. 16 - 21
- [186] R. Rüdenberg; **Elektrische Schaltvorgänge**; Springer-Verl., Berlin/Heidelbg./New Y.; 1974
- [187] J. Reason; **SF₆: Revolution in switchgear**; Electrical World; Dec. 1989, S. 7 - 12.
- [188] F. Hammer; **Design of Condenser Graded HVDC Bushings**; 4th Int. Conf. on AC and DC Power Transmission, IEE, London, 1985
- [189] B.R. Hayworth, M.S. Hayworth; **The non-inductive myth**; IEEE Trns. on Electr. Insulation EI-18 (1983) H. 4, S. 390 - 395
- [190] J. Dams; **Zur Stochastik des Impulsansprechverhaltens SF₆-isolierter Schaltfunkenstrecken**; Dissertation Univ. Karlsruhe, 1988
- [191] M. Nothafft; **Untersuchung der Resonanzvorgänge in Wicklungen von Hochspannungsleistungstransformatoren mittels eines detaillierten Modells**; VDI-Fortschrittberichte, Reihe 21, Nr. 183, VDI-Verlag, Düsseldorf, 1995
- [192] P. Hasse, J. Wiesinger; **Handbuch für Blitzschutz und Erdung**; Pflaum Verlag München, VDE-Verlag Berlin/Offenbach, 3. Aufl. 1989
- [193] DIN VDE 0185 Teil 1 und 2; **Blitzschutzanlage**; VDE-Verlag, Berlin u. Offenbach
- [194] P. Hasse, K.-P. Müller; **EMV-Blitz-Schutzkonzept in seiner Anwendung**; Elektrotechnik, H. 6, 7/8 u. 9, 1992
- [195] P. Hasse, J. Wiesinger, P. Zahlmann, W. Zischank; **EMV-gerechter Überspannungsschutz auch bei Blitzzeinschlag**; etz Elektrotechnische Zeitschrift, H. 12/1993
- [196] J. Birkel, P. Hasse, P. Zahlmann; **Systemgerechter Einsatz von Ableitern in Niederspannungsnetzen**; etz Elektrotechnische Zeitschrift, H. 17/1994
- [197] E. Philippow u.a.; **Taschenbuch Elektrotechnik, Band 6: Systeme der Elektroenergie-technik; Lichttechnik**; Carl Hanser Verlag München Wien und VEB Verlag Berlin 1982
- [198] J. Miller; **Trenngraduntersuchungen an einer Rohrelektrofilteranlage**; Jahresbericht IEH, Univ. Karlsruhe, 1992
- [199] J. Miller; **Plattenelektrofilteranlage zur Untersuchung der Feinstaubabscheidung**; Jahresbericht IEH, Univ. Karlsruhe, 1993
- [200] J. Miller; **Untersuchungen zum elektrischen Wind in Elektrofiltern**; Jahresbericht IEH, Univ. Karlsruhe, 1994
- [201] J. Miller; **Rücksprühen im Elektrofilter**; Jahresbericht IEH, Univ. Karlsruhe, 1995
- [202] F. Tannenber, H. Schindler; **Hochtemperatur-Supraleitung - eine Herausforderung**; EV-Report 1/96
- [203] H. Späth, P. Komarek, H.-J. Haubrich u.a.; **Supraleitender magnetischer Energiespeicher**; Projekt der Univ. Karlsruhe, des Forschungszentr. Karlsruhe und der RWTH Aachen, 1996
- [204] T. Strehl, A. Engelmann; **Mobiles Prüfsystem zur Isolationsdiagnose elektrischer Betriebsmittel**; etz, Heft 18/ 2003
- [205] DIN VDE 0532 Teil 3: 1995; **Transformatoren und Drosselspulen; Teil 3: Isolationspegel und Spannungsprüfungen** (IEC 76-3: 1981: Power Transformers; Part 3: Insulation levels and dielectric tests)
- [206] IEEE Standard 62-1995; **IEEE Guide for Diagnostic Field Testing of Electric Power Apparatus - Part 1: Oil Filled Power Transformers, Regulators and Reactors**
- [207] F.H. Kreuger; **Industrial High DC Voltage**; Delft University Press, 1995
- [208] H. Borsi, E. Gockenbach; **Partial Discharge Measurement and Evaluation Techniques for Transformers**; ISH 03 Int. Symp. on High Voltage Engineering, Delft, NL, 2003
- [209] F. Gutfleisch, L. Niemeyer; **Measurement and Simulation of PD in Epoxy Voids**; IEEE Trans. on Dielectrics and El. Insulation, Vol 2 Nol 5, Oct. 1995, pp 729 - 743
- [210] H. Frielingsdorf, P. Haberecht, R. Krump, W. Schütz; **Manufacturing and Testing of Modern Bushings**; transform 98, München, 1998
- [211] R. Porzel, E. Neudert, M. Sturm; **Diagnostik der Elektrischen Energietechnik**; expert-verlag, Renningen, 1996
- [212] H.-G. Kranz, R. Krump; **Partial Discharge Dia-**

- gnosis using Statistical Optimization on a PC-based System**; IEEE Trans. on El. Insul. 1992
- [213] E. Gulski; **Diagnosis of HV Components by Digital PD Analyzer**; IEEE Transactions on DEI, Vol. 2, No. 4 (1995)
- [214] M. Hoof; **Impulsfolgen-Analyse: Ein neues Verfahren der Teilentladungsdiagnostik**; Diss. Univ.-GH Siegen, 1997
- [215] M. Hartje; **Erfassung von Teilentladungen an Leistungstransformatoren im Netzbetrieb**; Diss. Uni Hannover, 1989
- [216] A. Küchler, J. Frost, N. Koch, R. Krump; **Neue Diagnosegrößen für die Bewertung der TE-Alterung in hochbeanspruchten Isolationssystemen**; ETG-Fachtagung „Einfluß von Grenzflächen auf die Lebensdauer elektrischer Isolierungen“, Bad Nauheim, 1999
- [217] K.-D. Plath, R. Plath, H. Emanuel, W. Kalkner; **Synchrone dreiphasige Teilentladungsmessung vor Ort und im Labor**; ETG-Fachtagung „Diagnostik elektr. Betriebsmittel“, Berlin 2002
- [218] R. Pietsch; **Sinnvoller Einsatz von UHF-Teilentladungsmessungen bei Entwicklungs- und Vor-Ort-Prüfungen**; Symp. 2000, Hochspannungsprüf- u. Messtechnik, Stuttgart, 2000
- [219] N. Leeners, K. Nembach; **Technische Funktionsweise und Anwendungsbeispiele der Tageslicht UV-Inspektionskamera DayCorllTM**; 48. Int. wiss. Kolloquium, TU Ilmenau, 2003
- [220] DIN EN 60814, VDE 0370 Teil 20, IEC 60814; **Isolierflüssigkeiten - Ölprägniertes Papier und ölprägnierter Pressspan - Bestimmung von Wasser mit automatischer Karl-Fischer-Titration**; IEC 1997, DIN und VDE 1999
- [221] H. Hoffmann; **HYDRANAL[®]-Praktikum: Wasserreagenzien nach Eugen Scholz**; RdH Laborchemikalien GmbH & Co. KG, Seelze, 1999
- [222] A. Kuechler, T. Bedel; **Dielectric Diagnosis of Water Content in Transformer Insulation Systems**; ETEP Vol. 11, No. 1, 2001
- [223] M. Beigert; **Dielektrische Diagnoseverfahren im Zeitbereich**; 48. Int. wiss. Kolloquium, TU Ilmenau, 2003
- [224] M. Beigert; **Mikrodielektrometrische zerstörungsfreie Alterungsdiagnostik von PE- und VPE-isolierten Mittelspannungskabeln**; Dissertation, Univ. Wuppertal, 1995
- [225] R. Hofmann, H.G. Kranz; **The influence of the ambient temperature on IRC-analysis results of insulation material for epoxy insulated bushings**; ISH 03 Int. Symp. on High Voltage Engineering, Delft, NL, 2003
- [226] A.J. Kachler, R. Baehr, W.S. Zaengl, B. Breitenbach, U. Sundermann; **Kritische Anmerkung zur Feuchtigkeitsbestimmung von Transformatoren mit der „Recovery- Voltage- Methode“**; Elektrizitätswirtschaft, Jg. 95 (1996), Heft 19 S. 1238 - 1245
- [227] R. Patsch, O. Kouzmine, F. Berton; **Zum Einfluß der Jahreszeit bei der Kabeldiagnose**; ETG-Fachtagung „Diagnostik elektrischer Betriebsmittel“, Berlin 2002
- [228] O. Kouzmine R. Patsch.; **Zustandsdiagnostik von Mittelspannungskabeln mit Rückkehrspannungsmessungen**; 48. Int. wiss. Kolloquium, TU Ilmenau, 2003
- [229] V. Der Houhanessian; **Measurement and Analysis of Dielectric Response in Oil-Paper Insulation Systems.**; PhD Thesis, ETH Zuerich 1998
- [230] J.J. Alf, V. Der Houhanessian, W.S. Zaengl, A.J. Kachler; **A Novel, Compact Instrument for the Measurement and Evaluation of Relaxation Currents Conceived for On-Site Diagnosis on Electric Power App.**; IEEE Symp. on El. Insulation, Anaheim, USA, 2000
- [231] A. Küchler, T. Leibfried; **Berücksichtigung geometrischer und parasitärer Einflüsse bei der Bestimmung des Wassergehaltes in Öl-Papier-Isolationen durch dielektrische Diagnose**; ETG-Fachtagung „Diagnostik elektrischer Betriebsmittel“, Köln 2004
- [232] T. Leibfried, A.J. Kachler, W.S. Zaengl, V. Der Houhanessian, A. Küchler, B. Breitenbach; **Ageing and Moisture Analysis of Power Transformer Insulation Systems**; CIGRÉ 2002, P. 12-101, Paris, Aug. 2002
- [233] A. Küchler, B. Breitenbach, W.S. Zaengl; **Zustandsbewertung von Transformator-Isolationen durch dielektrische Diagnose**; ETG-Fachtagung „Diagnostik elektrischer Betriebsmittel“, Berlin 2002
- [234] A. Kuechler, T. Bedel, T. Haeusler, J.J. Alf; **Evaluation of Water Content in Transformer Insulation by Polarization and Depolarization Current Measurements**; Transformer 01, Bydgoszcz/ Poland, 2001
- [235] T. Leibfried; **Zustandsdiagnose des Öl-Papier-Isolationssystems von Leistungstransformatoren mit Hilfe der Relaxationsstromanalyse**; ETG-Fachtagung „Diagnostik elektrischer Betriebsmittel“, Berlin 2002
- [236] B. Breitenbach, A. Kuechler, T. Leibfried, W.S. Zaengl; **Insulation Diagnosis by Polarisation and Depolarisation Current Measurements**; ISH 03 Int. Symp. on High Voltage Engineering, Delft, NL, 2003
- [237] Z. T. Yao, **Analysis and Modelling of Dielectric Response in Power Transformer Insulation**; PhD Thesis, University of Queensland, Brisbane/ Australia, 2003
- [238] T. K. Saha, J. H. Yew, P. Purkait; **Experience with Dielectric Response Measurement on Oil-Paper Insulated Cables**; ISH 03 Int. Symp. on High Voltage Engineering, Delft, NL, 2003
- [239] W.S. Zaengl; **Dielectric Spectroscopy in Time and Frequency Domain for HV Power Equipment (Transformers, Cables etc.)**; 12th ISH, Bangalore India, Aug. 2001
- [240] S.M. Gubanski, P. Boss, G. Csépes, V. Der Houhanessian, J. Filippini, P. Guinic, U. Gäfvert, V. Karius, J. Lapworth, G. Urbani, P. Were-

- lius, W. Zaengl; **Dielectric Response Methods for Diagnostics of Power Transformers**; *Electra* No. 202, June 2002
- [241] W.S. Zaengl; **Dielectric Spectroscopy in Time and Frequency Domain for HV Power Equipment, Part I**; *IEEE El. Insul. Magazine*, 2003
- [242] T.K. Saha, **Review of Modern Diagnostic Techniques for Assessing Insulation Condition in Aged Transformers**; *IEEE Trans. on Dielectrics and Electrical Insulation*, 2003
- [243] L. Pong; **Review Negative Power Factor Test Results and Case Study Analysis**; The 2002 Int. Conf. of Doble Clients; Boston/ USA, 2002
- [244] A. Küchler, T. Leibfried, B. Breitenbach, J.J. Alff, V. Der Houhanessian, W.S. Zaengl; **Transformer Insulation Diagnosis by Polarization and Depolarization Current Analysis**; 48. Int. wiss. Kolloquium, TU Ilmenau, 2003
- [245] N. Koch; **Monitoring f  r kondensatorgesteuerte Durchführungen**; TRANSFORM 01, München, 2001
- [246] DIN EN 60137, VDE 0674, IEC 137; **Isolierte Durchführungen f  r Wechselspannungen   ber 1 kV**; VDE-Verlag, Berlin u. Offenbach
- [247] M. F. Lachmann, W. Walter; **Experience with Application of Sum Current Method to On-Line Diagnostics of High-Voltage Bushings and Current Transformers**; International Conf. of Doble Clients; Boston, USA, 1998
- [248] R. Henning; **Online-Feuchtemessung in Transformatoröl**; Vaisala, Bremerhafen, 2002
- [249] S. Happe, G. Kranz; **Ein realzeitf  higes Verfahren zur Unterdrückung von stochastischen TE-Störsignalen**; Highvolt Kolloquium 99, Cottbus 1999
- [250] E. Brösel, U. Sasum; **Die Einbeziehung ungelöster Transformatorgase in die Diagnostik**; ETG-Fachtagung „Diagnostik elektrischer Betriebsmittel“, Berlin 2002
- [251] S. Tenbohlen, G. Pudlo, M. Linders, G. Krost; **Berechnung der Überlastbarkeit von Transformatoren in Energieversorgungsnetzen mit Monitoringsystemen**; ETG-Fachtagung „Diagnostik elektrischer Betriebsmittel“, Berlin 2002
- [252] U. Sundermann, C. Neumann, C. Viereck, N. Koch; **Nutzung von Monitoringsystemen für den optimierten Betrieb von Transformatoren**; ETG-Fachtagung „Diagnostik elektrischer Betriebsmittel“, Berlin 2002
- [253] R. Fuchs, J. Fries; **Umfassendes Generatormonitoring – Thermische K  hlfluftanalyse**; ETG-Fachtagung „Diagnostik elektrischer Betriebsmittel“, Berlin 2002
- [254] A. Bethge, M. Kaufhold; **Integrierte On-Line TE-Messung zur Vor-Ort-Diagnose rotierender elektrischer Maschinen**; ETG-Fachtagung „Diagnostik elektr. Betriebsmittel“, Berlin 2002
- [255] H.J. van Breen, E. Gulski, J.J. Smit, H.F.A. Verhaart; **Interpretation of On-Line VHF PD Measurements on Turbo Generators**; ETG-Fachtagung „Diagnostik elektrischer Betriebsmittel“, Berlin 2002
- [256] R. Koch, J.R. Weidner; **Lokalisierung von Isolationsfehlern in Generatorwicklungen durch Laufzeitortung der Teilentladungen**; ETG-Fachtagung „Diagnostik elektrischer Betriebsmittel“, Berlin 2002
- [257] H.J. van Breen, E. Gulski, M.G. Krieg-Wezellenburg; **PD Activity as a means to classify insulation degradation of large turbo generators**; ISH 03 Int. Symp. on High Voltage Engineering, Delft, NL, 2003
- [258] M. Farahani, H. Borsi, E. Gockenbach, M. Kaufhold; **Partial discharge pattern recognition as a diagnostic tool for stator bar defects**; ISH 03 Int. Symp. on High Voltage Eng., Delft, 2003
- [259] R. Heinrich, S. Schaper, W. Kalkner, R. Plath, A. Bethge; **Synchronous Three Phase Partial Discharge Detection on Rotating Machines**; ISH 03 Int. Symp. on High Voltage Eng., Delft, 2003
- [260] B. Krampe, C. Neumann; **Betriebserfahrung mit der UHF-TE-Messung an gasisolierten metallgekapselften Schaltanlagen (GIS)**; ETG-Fachtagung „Diagnostik elektrischer Betriebsmittel“, Berlin 2002
- [261] A. Phamtriant, S. Meijer; **VHF/UHF PD Detection on Aged GIS**; ISH 03 Int. Symp. on High Voltage Engineering, Delft, NL, 2003
- [262] E. Lemke, H. Elze, W. Weissenberg; **Experience in PD diagnosis tests of HV cable terminations in service using an ultra-wide band probing in the real-time mode**; ISH 03 Int. Symp. on High Voltage Engineering, Delft, NL, 2003
- [263] L. Yang, M.D. Judd; **Propagation characteristics of UHF signals in transformers for locating partial discharge sources**; ISH 03 Int. Symp. on High Voltage Eng., Delft, 2003
- [264] L. Goehlich, F. Donazzi, R. Gaspari, L. Pax; **Monitoring von VPE-isolierten Hochspannungskabeln**; ETG-Fachtagung „Diagnostik elektrischer Betriebsmittel“, Berlin 2002
- [265] R. Heinrich, W. Kalkner, R. Plath, D. Obst; **On-Site Application of Directional Coupler Sensors for Sensitive PD Measurement and Location on a 380 kV Cable Line**; ISH 01, Bangalore, India, 2001
- [266] R.-D. Rogler, H. L  bl, D. Fricke; **Bestimmung der Restnutzungsdauer elektrotechnischer Verbindungen in Elektroenergieanlagen mit dem Diagnoseverfahren RELITE**; ETG-Fachtagung „Diagnostik elektrischer Betriebsmittel“, Berlin 2002
- [267] J.M. Seifert; **Diagnose und Zustandsbewertung von Verbundlangstabsisolatorketten in Anlagen und Freileitungen**; ETG-Fachtagung „Diagnostik elektrischer Betriebsmittel“, Berlin 2002
- [268] D. Gebhardt, P. Kirchesch, A. Schiemann; **New Digital Control and Monitoring Devices for High Voltage Circuit Breakers**; ETG-Fachtagung „Diagnostik elektr. Betriebsmittel“, Berlin 2002

- [269] A.K. Jonscher; **Dielectric relaxation in solids**; Chelsea Dielectric Press, London 1983
- [270] R. Tobazéon, J.C. Filippini, C. Marteau; **On the Measurement of the Conductivity of Highly Insulating Liquids**; IEEE Trans. on DEIS, 1994
- [271] A. Kuechler, F. Huellmandel, J. Hoppe, D. Jahnel, C. Krause, U. Piovan, N. Koch; **Impact of Dielectric Material Responses on the Performance of HVDC Power Transformer Insulations**; ISH 03 Int. Symp. on High Voltage Engineering, Delft, NL, 2003
- [272] A. Bethge, M. Kaufhold, R. Plath, A. Obralic, W. Kalkner; **Neue Bewertungsverfahren für synchrone Mehrstellen-TE-Messung an rotierenden elektr. Maschinen**; ETG Fachtagung „Diagnostik elektr. Betriebsmittel“ Köln 2004
- [273] S. Schaper, W. Kalkner, R. Plath; **Synchrone Mehrstellen-Teilentladungsmessung an Leistungstransformatoren bei variabler Mittenfrequenz**; ETG Fachtagung „Diagnostik elektr. Betriebsmittel“ Köln 2004
- [274] V. Dahinden, K. Schultz, A. Kuechler; **The Function of Solid Insulation in Transformers**; transform '98, München, 1998
- [275] F. Elliott & B. Lavier, W. Kuehn, A. Kuechler; **FEM-study on converter transformer failures in the Celilo HVDC converter station**; IEEE PES winter power meeting, USA, 1999
- [276] A. Kuechler; **Isolationssysteme für die Hochspannungsgleichstromübertragung (HGÜ)**; XV. Wiss. Kolloq. „Science in Practice“ HS Bremen, 1999
- [277] A. Kuechler; **Dielektrische Beanspruchungen in HGÜ-Isolationssystemen**; IEH-Prüftechnik-Kolloquium, Universität Karlsruhe, 2000
- [278] F.E. Elliott & B.E. Lavier, W. Kuehn, A. Kuechler; **DC-Voltage Grading in the Valve-Side-Bushing/Insulation Structure of the Celilo Converter Transformers**; 2000 NAPS North American Power Symp., Waterloo, Canada 2000
- [279] F.E. Elliott & B.E. Lavier, W. Kuehn, A. Kuechler; **Relationship between temperature distribution and charge flow rate in the valve side bushings of Celilo HVDC converter transformers**; 4th Int. HVDC-Conf. China, 2001
- [280] A. Kuechler, M. Siller, C. Krause, H. Hoffmann, N. Koch, J. Hoppe, P. Heinzig; **Transient Stress Management in HVDC Barrier-Oil Insulation Systems**; ISH 03 Int. Symp. on High Voltage Engineering, Delft, NL, 2003
- [281] A. Lindroth; **The Relationship between Test and Service Stresses as a Function of Resistivity Ratio for HVDC Converter Transformers and Smoothing Reactors**; ELECTRA 1994
- [282] K.C. Wen, Y.B. Zhou, J. Fu, T. Jin; **A Calculation Method and some Features of Transient Field under Polarity Reversal Voltage in HVDC Insulation**; IEEE Transactions on Power Delivery; 1993
- [283] IEC 61620; **Inuslatin liquids – Determination of the dielectric dissipation factor by measurement of the conductance and capacitance – Test method**; International Electrotechnical Commission, Genève
- [284] H. Böhme; **Welche Aufgaben stellt die zukünftige Entwicklung der Elektroenergieversorgung an die Hochspannungs-Prüftechnik?** Highvolt Kolloquium, Dresden, 2003
- [285] Y. Julliard, R. Badent, A.J. Schwab; **Behaviour of Multiple Barrier Insulation Systems under Impulse Conditions**; IEEE 2001 Annual Report Conf. on Electrical Insulation and Dielectric Phenomena, 2001
- [286] H.G. Fischer, V. Dahinden, R. Malewski; **New Components and Materials for a More Reliable Insulation of EHV Transformers**; CIGRE Symposium Montreal, 1991
- [287] D.J. Tschudi, K. Schultz, T. Prevost, W. Ashton, M. Franchek; **Experimental Evidence of Transformer Insulation Design Methods**; 10th ISH Int. Symp. on High Voltage Eng., Montreal, 1997
- [288] F. Derler, H.J. Kirch, Ch. Krause, E. Schneider; **Development of a Design Method for Insulating Structures exposed to Electric Stress in Long Oil Gaps and Along Oil Transformer-board Interfaces**; 9th CESPI Conf. on Electric Power Supply Industry, Hong Kong 1992
- [289] D. Tschudi, V. Dahinden, F. Derler; **Dielectric Strength Assessment of Power Transformer Insulation**; 9th ISH Int. Symp. on High Voltage Engineering, Graz, Austria, 1995
- [290] DIN EN 60076-1, VDE 0532 Teil 101; **Leistungstransformatoren; Allgemeines**; VDE-Verl., Berlin u. Offenbach
- [291] IEC 60076; **Power Transformers – Part 1: General, – Part 2: Temperature rises, – Part 3: Insulation levels and dielectric tests, – Part 5: Ability to withstand short circuit**; International Electrotechnical Commission, Genève
- [292] DIN EN 60076-4, VDE 0532 Teil 76-4; **Leistungstransformatoren, Leitfaden zur Blitz- und Schaltstoßspannungsprüfungen**; VDE-Verlag, Berlin u. Offenbach
- [293] K. Hackemack, E. Gockenbach, H. Borsi, P. Werle, K. Scheil, M. Vogel; **Neues Verfahren zur Auswertung von Blitzstoßspannungsprüfungen an Transformatoren**; ETG Fachtagung „Diagnostik elektr. Betriebsmittel“ Köln 2004
- [294] IEEE Std 62; **IEEE-Guide for Diagnostic Field Testing of Electric Power Apparatus – Part 1: Oil Filled Power Transformers, Regulators, and Reactors**; The Institute of Electrical and Electronics Engineers, Inc., New York
- [295] VDE 0536; **Belastbarkeit von Öltransformatoren**; VDE-Verlag, Berlin u. Offenbach
- [296] IEC 60354; **Loading guide for oil-immersed transformers**; International Electrotechnical Commission, Genève
- [297] A. Krämer; **On-Load Tap-Changers for Power Transformers**; MR-Publ., Regensburg, 2000

- [298] R.F. Cameron, T.B. Traub, B.H. Ward; **Update on EPRI Transformer Expert System (XVISOR)**; EPRI 1999
- [299] CIGRE SC A2; **Life Management Techniques for Power Transformers**; CIGRE Publication, SC A2 (12) WG 18, 2003
- [300] I. Höhle, A.J. Kachler u.a.; **Transformer Life Management, German Experience with Condition Assessment**; ETG Fachtagung „Diagnostik elektrischer Betriebsmittel“ Köln 2004
- [301] DIN VDE 0370 Teil 1 (IEC 296)/ Teil 2; **Isolieröle; Teil 1/ Teil 2: Neue/ Gebrauchte Isolieröle für Transformatoren, Wandler und Schaltgeräte**; VDE-Verlag, Berlin u. Offenbach
- [302] H. Strzala, A. Naundorf, B. Schmitz, K.-H. Häger; **Aufbereitung der Isolation von Leistungstransformatoren vor Ort durch Vapour-Phase-Trocknung**; ETG Fachtagung „Diagnostik elektrischer Betriebsmittel“ Köln 2004
- [303] V. Wasserber, H. Borsi, E. Gockenbach, O. Schmidt, P. Hogrefe, J. Wohlfahrt, P. Werle; **Betriebserfahrungen mit einem neuen System zur kontinuierlichen Trocknung der Isolation von Leistungstransformatoren ohne Beeinflussung der DGA**; ETG Fachtagung „Diagnostik elektr. Betriebsmittel“ Köln 2004
- [304] T. Weekes, T. Molinski, G. Swift; **Transient Transformer Overload Ratings and Protection**; IEEE El. Insulation Magazine, 2004
- [305] T. Weekes, T. Molinski, X. Li, G. Swift; **Risk Assessment Using Transformer Loss of Life Data**; IEEE El. Insulation Magazine, 2004
- [306] I. Fofana, V. Wasserberg, H. Borsi, E. Gockenbach, M. Farzaneh; **Drying of Transformer Insulation using Zeolite**; IEEE Electrical Insulation Magazine, 2004, Vol. 20, No. 2
- [307] S. Truant, T. Leibfried; **Vor-Ort-Trocknung von gealterten Transformatoren durch die Ölumlauftrocknung in Kombination mit der LFH-Technik**; Transformer Life Management Kolloq., Nürnberg, 2002
- [308] T. Leibfried, U. Thieß, I. Höhle-Atanasova, S. Truant, B. Heinrich, H.P. Gasser, B. Breitenbach, T. Lainck, J. Leißner; **Profil von Wassergehalt und Polymerisationsgrad in der Feststoffisolation von Leistungstransformatoren**; ETG Fachtagung „Diagnostik elektr. Betriebsmittel“ Köln 2004
- [309] DIN EN 60099-1, VDE 0675 T 1, IEC 60099-1; **Überspannungsableiter; Überspannungsableiter m. nichtlinearen Widerständen f. Wechselspannungsnetze**; VDE-Verl., Berlin u. Offenb.
- [310] K. Kist; **Streamerausbreitung im Mischdielektrikum Isolieröl/ Transformatorboard**; Dissertation Univ. Karlsruhe, 1999
- [311] D. Meurer, M. Stürmer; **Kabelsysteme für Mittel- und Hochspannung, Alterungsdiagnose: notwendig und hilfreich?** ETG Fachtagung „Diagnostik elektr. Betriebsmittel“ Berlin 2002
- [312] W.-D. Schuppe, W. Weißenberg; **Innere Grenzflächen in Kabeln und Garnituren**; ETG-Fachtagung „Einfluß von Grenzflächen auf die Lebensdauer elektrischer Isolierungen“, Bad Nauheim, 1999
- [313] J. Alter, M. Ammann, W. Boeck, W. Degen, A. Diessner, H. Koch, F. Renaud, S. Poehler; **N₂/SF₆ Gas-Insulated Line of a New GIL Generation in Service**; CIGRÉ Session Paris 2002
- [314] H. J. Koch; **Magnetic fields of gas-insulated transmission lines –calculation and measurements**; ISH 03 Int. Symp. on High Voltage Engineering, Delft, NL, 2003
- [315] Y. Maekawa, K. Watanabe, S. Maruyama, Y. Murata, H. Hirota; **Research and Development of DC +/- 500 kV Extruded Cables**; CIGRÉ Session 2002, P. 21-203, Paris 2002
- [316] S. Giere; **Vakuumschalttechnik im Hochspannungseinsatz**; Diss. TU Braunschweig, 2003
- [317] H. W. Klink; **Simulation der gasdynamischen Vorgänge in der Löschkammer eines SF₆-Blaskolben-Leistungsschalters**; Diss. Universität Karlsruhe, 1998
- [318] T. Suwanasri, A. Schnettler, D. Fricke, A. Nock; **Untersuchung zur Zustandsüberwachung an Hochspannungsleistungsschaltern**; ETG Fachtagung „Diagnostik elektrischer Betriebsmittel“ Köln 2004
- [319] E. A. Boulter, G. C. Stone; **Historical Development of Rotor and Stator Winding Insulation Materials and Systems**; IEEE El. Insulation Magazine, May/ June 2004
- [320] A. Küchler; **Application of HV Test Methods to the Evaluation of LV Motor Insulation Quality**; optim '98, 6th Int. Conf. on Optimization of El. a. Electronic Equipment; Brasov, 1998
- [321] M. Leijon, L. Gertmar, H. Frank, J. Martinsson, T. Karlsson, B. Johansson, K. Isaksson, U. Wollström; **Breaking Conventions in Electrical Power Plants**; CIGRÉ Sess. Paris, 11/37-03, 1998
- [322] F. Owman, T. Sörqvist, A. Emlinger; **Ohne Transformator direkt ins Netz, Erstmöglicher Einsatz eines Powerformers in einem Wärmekraftwerk**; Elektrizitätswirtschaft, H. 4, 1999
- [323] A. Jaksts, M. Leijon, C. Sasse, H. Frank, T.H. Andersson, S. Forsmark, L. Nilsson, T. Fogelberg, A. Sjögren; **A Major Breakthrough in Transformer Technology**; CIGRÉ Sess. Paris, 12-101, 2000
- [324] E. Peschke; **R. Schroth, R. v. Olskausen; Extension of XLPE cables to 500 kV based on progress in technology**; JICABLE 95, 4th Int. Conf. on Insulated Power Cables, Paris, 1995
- [325] R. Maier, S. Pöhler, R. Schroth; **XLPE cable systems for 500 kV**; Elektrizitätswirtsch., 1998
- [326] CIGRÉ Recommendation; **Recommendations for Electrical Tests, Prequalifications and Development on Extruded Cables and Accessories at Voltages >150 (170) kV and < 400 (420) kV**; CIGRÉ WG 21-03, Electra No. 151, Paris, Dez. 1993

- [327] **VPE-isolierte Hochspannungskabel**; Firmenschrift Pirelli Berlin
- [328] **Zündkerzen**; Firmenschrift, R. Bosch GmbH, Stuttgart
- [329] T. Kaiser, A. Hoffmann; **Einfluss der Zündkerzen auf das Entflammungsverhalten in modernen Motoren**; MTZ Motortechnische Zeitschrift, 2000
- [330] T. Kaiser u.a.; **Erstes Zündungssymposium**; R. Bosch GmbH, Heilbronn, 2004
- [331] J. Gerhold, M. Hara; **Insulation of high critical temperature superconducting power equipment with liquid nitrogen**; ISH 97 Int. Symp. on High Voltage Engineering, Montreal, 1997
- [332] K. Takano, J. Yan, S. Matsuura, M. Hara; **Thermal Bubble-Triggered Breakdown of a Plane-to-Cylinder Electrode Partially Covered with thin Insulation Film in Liquid Nitrogen**; ISH 97 Int. Symp. on High Voltage Engineering, Montreal, 1997
- [333] K. Takano, F. Shimokawa, M. Hara; **Thermal Bubble-Triggered Breakdown under DC, AC and Impulse Non-Uniform Electric Fields in Liquid Nitrogen**; ISH 99 Int. Symp. on High Voltage Engineering, London 1999
- [334] J.K. Sykulski, C. Beduz, R.L. Stoll, M.R. Harris, K.F. Goddard, Y. Yang; **Prospects for large high-temperature superconducting power transformers: conclusions from a design study**; IEE Proc. Elect. Power Appl., Jan. 1999
- [335] B.-Y. Seok, H. Komatsu, J. Suehiro, M. Hara; **Bubble Behavior and PBD Characteristics in the Simulated Electrode System of High Temperature Superconducting Coils**; ISH 99 Int. Symp. on High Voltage Engin., London 1999
- [336] D. Schneider, S. Köbel, L.J. Gauckler; **Hochtemperatur-Supraleiter vor der Anwendung**; Bulletin SEV/VSE 21/99
- [337] J. Rhyner; **Hochtemperatur-Supraleitung im Energienetz**; SEV/ETG-Bd. 70, Zürich, 2000
- [338] R. Schöttler, G. Pailer, P. Wels; **Supraleiter optimiert Spannungsqualität**; El.wirtsch., 2000
- [339] E. Baltzer, H. Schmitt, W. Schultz; **Kurzschlußstrombegrenzung mit HTSL**; etz Heft 12/97
- [340] H.R. Ris, **Supraleitender Strombegrenzer**; Elektrotechnik 12/98
- [341] D. Bonmann; **Supraleitende Betriebsmittel für die Energietechnik**; ETG-Fachtagung, Fachbericht 76, Bad Nauheim 1999
- [342] M. Kleimaier; **Weltpremiere: Resistiver supraleitender Strombegrenzer im Feldtest bei RWE Energy**; ETG-Informationen, Juli 2004
- [343] D.A. Barton, G.O. Zimmermann; **Superconducting AC/DC Power Conversion using High-Temperature Superconducting Components**; IEEE Trans. on Appl. Superconductivity, 1999
- [344] NN (Detroit Edison); **Powering Up Superconducting Cable**; EPRI Journal 24, 1999
- [345] M. Rabinowitz; **Superconducting Power Generation**; IEEE Power Eng. Review; May 2000
- [346] D. Driscoll, V. Dombrovski, B. Zhang; **Development Status of Superconducting Motors**; IEEE Power Engineering Review, May 2000
- [347] S.P.Mehta, N. Aversa, M.S.Walker; **Transforming transformers**; IEEE Spectrum, July 1997
- [348] J. Sykulski, C. Beduz, R. Stoll, M. Harris, K. Goddard, Y. Yang; **Prospects for large high-temperature superconducting power transformers: conclusions from a design study**; IEE Proc.-Elect. Power Appl., Vol. 146, No. 1, 1999
- [349] H.R. Ris; **Erster dreiphasiger Hochtemperatur-Supraleiter-Transformator am Netz**; Elektrotechnik Nr. 7/8 1997
- [350] M. Lakner; **Supraleitender Transformator - Grundlagen**; SEV/ETG-Band 70 (Anwendung der Supraleitung), Zürich, 2000
- [351] R. Schlosser, U. Henning, M. Meinert; **HTSL-Bahntransformator**; Int. ETG-Kongress „Energietechnik der Zukunft“, Nürnberg 2001
- [352] M. Hoof, C.-E. Stephan; **Diagnose des Isolationsystems elektrischer Maschinen, Aktueller Stand u. Entwicklungstendenzen**; ETG Fachtagung „Diagnostik elektrischer Betriebsmittel“ Köln 2004
- [353] B. Dorra; **Stoßwellentherapie als Alternative zum künstlichen Hüftgelenk**; VDI-Nachrichten, Nr. 12/2004
- [354] H. Bluhm, K. Baumung, R. Böhme, W. Frey, H. Giese, A. Heinzel, P. Hoppe, G. Link, G. Müller, C. Schultheiss, G. Schumacher, H. Strässner, D. Strauss, A. Weisenburger, F. Zimmermann; **Pulsed power science and technology at Forschungszentrum Karlsruhe**; PPA 2001: Int. Conf. on Pulsed Power Applications, Gelsenkirchen, 2001
- [355] W. Schufft, P. Coors, J. Spiegelberg; **Resonanzprüfsysteme mit variabler Frequenz für die Prüfung und Diagnose an verlegten Kunststoffkabeln**; Highvolt Kolloq., Cottbus 1999
- [356] D. Meurer; **Elektrische Prüfung von Mittel- und Hochspannungskabeln – Ziel, Stand und Ausblick**; Highvolt Kolloquium, Dresden 2003
- [357] J.G. Head; **Use of Mobile Variable Frequency High Voltage Test Plant in the UK**; Highvolt Kolloquium, Dresden 2003
- [358] H. Bluhm, W. An, W. Engelko, H. Giese, W. Frey, A. Heinzel, P. Hoppé, G. Mueller, Ch. Schultheiss, J. Singer, R. Strässner, D. Strauß, A. Weisenburger, F. Zimmermann; **High power particle beams and pulsed power for industrial applications**; Proc. 14th Int. Conf. on High-Power Particle Beams, Albuquerque 2002
- [359] H. Bluhm, V. An, K. Baumung, P. Brenner, L. Buth, V. Engelko, W. Frey, H. Giese, C. Gusbeth, A. Heinzel, P. Hoppé, G. Müller, M. Sack, C. Schultheiß, J. Singer, R. Sträßner, A. Weisenburger; **Progress in High-Power-Particle Beams and Pulsed Power for Industrial Applications at Forschungszentrum Karlsruhe**; 15th

- Int. Conf. on High-Power Particle Beams, St. Petersburg, 2004
- [360] H. Bluhm, C. Schultheiss, W. Frey, C. Gusbeth, M. Sack, R. Strässner; **Industrial scale treatment of biological cells with pulsed electric fields**; 26th Power Modulator Symp., San Francisco, 2004
- [361] C. Schultheiss, H. Bluhm, H. Mayer, M. Kern, T. Michelberger, G. Witte; **Processing of sugar beets with pulsed electric fields**; IEEE Trans. on plasma science, 2002
- [362] H. Bluhm, W. Frey, H. Giese, P. Hoppé, C. Schultheiß, R. Sträßner; **Application of pulsed HV discharges to material fragmentation and recycling**; IEEE Trans. on Dielectrics and Electrical Insulation 2000
- [363] J. Ermisch, A. Georgi, A. Müller; **Ohmsche Spannungsteiler jetzt auch für Mittelspannung**; etz 15-16/1997
- [364] F. Leitsch, C. Vetter; **Spannungsprüfsysteme – Sicherheit nach neuer Norm**; etz 6/ 1999
- [365] T. Kohl, A. Müller, D. Scharnewski, S. Werner; **Meßwandler im Wandel**; etz 3/ 1997
- [366] U. Gäfvert, A. Jaksts, C. Törnkvist, L. Walfridsson; **Electrical Field Distribution in Transformer Oil**; IEEE Trans. on Elec. Insulation, 1992
- [367] M. Wakamatsu, K. Kato, N. Inoue, H. Koide, H. Okubo; **DC Field Measurement in Oil/Pressboard Composite Insulation System by Electro-Optic Kerr Effect**; IEEE Trans. on Dielectrics and El. Insulation, 2003
- [368] P. Menke; **Optischer Präzisions-Stromsensor nach d. Faraday-Effekt**; Diss. Univ. Kiel, 1996
- [369] Y. Du, M. Zahn, B.C. Lesieutre, A.V. Mami-shev, S.R. Lindgren; **Moisture Equilibrium in Transformer Paper-Oil Systems**; IEEE Trans. on Dielectrics and Electrical Insulation, 1999
- [370] O. Simon; **Einsatz eines Supraleitenden Magnetischen Energiespeichers zur Kompensation von Netzrückwirkungen**; Diss. Univ. Karlsruhe, 1998
- [371] A. Kraethge, W. Kalkner, R. Plath, K.-D. Plath; **Transiente Öldruckmessung zur Diagnose der Kurzschlussfestigkeit von Leistungstransformatoren**; ETG Fachtagung „Diagnostik elektrischer Betriebsmittel“ Köln 2004
- [372] J. Teunissen, D. Peier, B.M. Krijgsmann, R. Verhoeven; **Prototype-integration of Fiber-Bragg-Sensors into high-voltage transformers for Online-Temperature-Monitoring**; ISH 03 Int. Symp. on High Voltage Engin., Delft, NL, 2003
- [373] R. Schwarz, M. Muhr, S. Pack; **Partial discharge detection and localization for application in transformers**; ISH 03 Int. Symp. on High Voltage Engineering, Delft, NL, 2003
- [374] R. Porzel; **Zustandsdiagnostik elektrotechnischer Betriebsmittel über bildgebende Verfahren – Visuelle Diagnostik der elektrischen Energietechnik am Beispiel des Hochspannungs-Leistungstransformators**; ETG Fachtagung „Diagnostik elektr. Betr.mitt.“ Berlin 2002
- [375] W. Hauschild; **Der künftige IEC Standard 60 060-3 „Hochspannungsprüfungen vor Ort“ und seine Bedeutung für die off-line Diagnostik**; ETG Fachtagung „Diagnostik elektrischer Betriebsmittel“ Köln 2004
- [376] G. Schiller; **Das Durchschlagverhalten von vernetztem Polyethylen (VPE) bei unterschiedlichen Spannungsformen und Vorbeanspruchungen**; Diss. Univ. Hannover, 1996
- [377] E. Gockenbach, W. Hauschild; **The selection of the frequency range for HV on-site tiesting of extruded cable systems**; IEEE Insulation Magazine Vol. 16, No. 6, 2000
- [378] M. Kuschel, R. Plath, W. Kalkner; **Dissipation Factor Measurement at 0,1 Hz as a Diagnostic Tool for Service Aged XLPE Insulated Medium Voltage Cables**; 9th ISH, Graz, 1995
- [379] W. Hauschild, P. Coors, W. Schufft, R. Plath, U. Herrmann, K. Polster; **The Technique of AC On-Site Testing of HV Cables by Frequency-Tuned Resonant Test Systems**; CIGRÉ Session Paris 2002
- [380] J. Vithayathil, M. Arunachalam, A.-A. Edris, B. Ekehov, Y. Fu, H. H. Lessmann-Mieske, M. Mohaddes, J. Pavelka, A. Phadke, K. Sadek, R. Shuttlesworth, C. Taylor; **Thyristor Controlled Voltage Regulators, Part II: Static On-Load Transformer Tap Changers**; Electra, Apr.2004
- [381] J. Kindersberger; **Stand und Tendenzen der Prüfung von Kunststoffen für Freiluftisolierungen**; Highvolt Kolloquium, Dresden 2003
- [382] DIN VDE 0303 Teil 12 (IEC 61302); **Prüfverfahren zur Beurteilung des Widerstandes gegen Kriechwegbildung und Erosion, Zyklische Prüfung**; VDE-Verlag, Berlin und Offenbach
- [383] J. Ostergaard, O. Tonnesen; **Design, Installation and Operation of World's First High Temperature Superconducting Power Cable in a Utility Power Network**; CIGRÉ Session Paris 2002
- [384] K.A. de Bruin, W. Krassowska; **Modeling Electroporation in a Single Cell; I. Effects of Field Strength and Rest Potential; II. Effects of Ionic Concentrations**; Biophys. 1999, 1213 ff
- [385] VDE 0370 Teil 16 (IEC 61620); **Bestimmung des Permittivitäts-Verlustfaktors durch Messung der Konduktanz und Kapazität – Prüfverfahren**; VDE-Verlag, Berlin u. Offenb.
- [386] VDE 0303 Teil 30 (IEC 93); **Prüfverfahren für Elektroisoliertstoffe, Spezifischer Durchgangswiderstand und spezifischer Oberflächenwiderstand von festen, elektrisch isolierenden Werkstoffen**; VDE-Verlag, Berlin u. Offenbach
- [387] K. Feser; **Die künftigen Aufgaben von IEC TC 42 „HV Test Technique“**; Highvolt-Kolloquium, Dresden 2003
- [388] ISO/IEC 17025; **Requirements on the competence of calibration and testing laboratories**; Internat. Electrotechnical Commission, Genève
- [389] K. Schon; **Der Deutsche Kalibrierdienst**

- (DKD) auf dem Gebiet der Hochspannungsmessgrößen;** Highvolt-Kolloquium, Dresden 2003
- [390] IEC 60060-3 Draft (Entwurf); **High voltage test Techniques, Part 3: Definitions and requirements for on-site tests;** International Electrotechnical Commission, Genève
- [391] R. Wimmer, K. Feser; **Berechnung der Übertragungsfunktion aus Online-Messdaten;** ETG Fachtagung „Diagnostik elektrischer Betriebsmittel“ Köln 2004
- [392] A. Küchler, F. Hüllmandel, K. Böhm, N. Koch, P. Brupbacher, C. Krause; **Das dielektrische Verhalten von Öl-Papier-Isolationen unter der Wirkung von Grenzflächen-, Material- und Prüfparametern;** angemeldet zur ETG-Fachtagung „Grenzflächen in elektrischen Isoliersystemen“, Hanau, 2005
- [393] VDE 0370 Teil 7 (IEC 60599); **Im Betrieb befindliche, mit Mineralöl imprägnierte elektrische Geräte: Leitfaden zur Interpretation der Analyse gelöster und freier Gase;** VDE-Verlag, Berlin und Offenbach
- [394] A. J. Schwab; **Begriffswelt der Feldtheorie;** Springer-Verlag, Berlin, 5. Aufl. 1998
- [395] G. Strassacker; **Rotation, Divergenz und das Drumherum – Eine Einführung in die elektromagnetische Feldtheorie;** Teubner, Stuttgart, 4. Aufl. 1999
- [396] F. Beichelt; **Stochastik für Ingenieure;** B.G. Teubner, Stuttgart, 1995
- [397] A. Küchler, F. Hüllmandel, J. Hoppe, C. Krause, N. Koch; **Transiente Belastungen durch Grenzflächen- und Materialpolarisation in HGÜ-Transformatoren;** angemeldet zur ETG-Fachtagung „Grenzflächen in elektrischen Isoliersystemen“, Hanau, 2005
- [398] A. Küchler, F. Hüllmandel, K. Böhm, N. Koch; **Einfluss äußerer Grenzflächen auf die dielektrische Diagnose betriebsgealterter Hochspannungsdurchführungen;** angemeldet zur ETG-Fachtagung „Grenzflächen in elektrischen Isoliersystemen“, Hanau, 2005
- [399] R. Badent, M. Hemmer; **Eignung von Rapsöl als elektrischer Isolierstoff;** Jahresbericht des IEH, Univ. Karlsruhe, 2001
- [400] M. Hemmer, R. Badent; **Probetrieb eines rapsölisolierten Verteiltransformators;** Jahresbericht des IEH, Univ. Karlsruhe, 2002
- [401] M. Hemmer, R. Badent; **Untersuchungen am Rapsöl-Transformerboard-Dielektrikum;** Jahresbericht des IEH, Univ. Karlsruhe, 2003

9 Sachwortverzeichnis

A

Abbildung, konforme 43
 abgeschnittene Welle 26
 Abgleichbedingung 372
 Abkühlungsschwund 278
 Ableiter 314, 498
 Ableitstrom 193, 315
 Ableitung 498
 Ableitvermögen 344
 Ablösung 90
 Abschirmhaube 31
 Abschneidefunkenstrecke 177, 340, 350
 Abschneidezeit 336
 Abschneidung unter SF6 177
 absolute Dielektrizitätszahl 6
 Absorber 470
 Abstandseffekt 211
 Abwässer 502, 504
 Abweichung, mittl. quadr. 139
 Acetylen 392
 Adernschirm 427
 Admittanzfunktion 404
 Adsorptionskoeffizient 406
 Aerosole 348
 Ähnlichkeitsgesetz 166
 Air-Core-Prinzip 513
 Akkreditierung 308
 Aktivkohle 294
 Aktivteil 452
 akustische Diagnostik 402
 akustische Stoßwelle 500
 Alkali-Aluminium-Silikat 267
 Alkaliglas 268
 Alkalioxide 268
 Allfilm-Dielektrikum 99, 274, 293, 463
 Alterung 208, 221, 420, 458
 Mineralöl 290
 Alterungsdiagnose 411, 414
 Alterungsprodukte 248, 461
 Alterungsstabilität 290
 Aluminium-Folien 93
 Aluminiumhydroxid 279
 Aluminiumoxid 266, 267, 279, 469, 505
 Aluminiumoxid-Porzellan 267
 Aluminium-Schichtenmantel 431
 Aluminiumsilikat 267, 291
 Aluminium-Wellmantel 431
 Amine 277

amorphe Bereiche 216
 Amplitudenspektrum 404
 Analogie von D- u. J-Feld 73, 96
 Anfangskapazität 239
 Anfangsleitfähigkeit 245
 Anfangswert 144, 148
 Angstfaktor 138
 Anhydride 277
 Ankopplungsschaltung 363
 Ankopplungsvierpol 376
 Anlagerung 162
 Anlagerungskoeffizient 159, 164, 169
 Anodenfall 198
 Anpassung 125
 Anschluss 494
 Ansprechspannung 315
 Ansprechverhalten 344
 Anstiegszeit 17, 346, 358, 370
 Antwortzeit 358
 Anwendungen 1
 Approximationsfunktion 116
 Äquipotentialfläche 7
 Äquipotentiallinie 7, 39
 Aramid 275, 306, 442, 443
 Aramid-Papier 275, 306
 Arbeitspunkt
 instabiler 155, 218
 stabiler 155, 218
 arithmetischer Mittelwert 138, 142, 329
 Aromate 209, 289
 Äthylen 271
 Äthylen-Propylen-Elastomer 431
 Atompolarisation 242
 Aufbauzeit 174, 175
 Aufschiebeendverschluss 432
 Aufschiebemuffe 433
 Aufschluss 502
 Auf-und-ab-Methode 136
 Augenschein 152
 Ausdehnungsgefäß 288
 Ausdehnungskoeffizient 288, 292
 Ausgleichsgerade 145
 Ausgleichskurve 150
 Ausglühen 235
 Ausleitung 447, 449
 Ausnutzungsfaktor 70
 Ausnutungsgrad 339
 Ausschaltvermögen 345
 äußere Isolation 488
 bei Gleichspannung 488
 äußere Teilentladungen 225
 äußerer Blitzschutz 497

Austrittsarbeit 169, 233
 Axial-Magnetfeld-Kontakt 471

B

Badewannenkurve 254, 300
 Badkühlung 510
 Bahntransformator 513
 Bändermodell 248
 Bänderwicklung 442
 Bandgenerator 334
 Bandleiter 509
 Bariumtitanat 78
 Barriere 81, 101, 191, 298, 409
 Barrieren
 Aufgabe der 447
 bei Gleichspannung 250, 449
 Dimensionierung 447
 Barrierenleitfähigkeit 415
 Barriersystem 212, 445, 496
 bei Gleichspannung 106, 480
 dielektrische Diagnose 413
 Basis-Gasquotienten 392
 Bäumchen 273
 Beanspruchung
 elektrische 3, 22
 Gleichspannung 22, 96
 Mischfeld- 22, 28, 479
 normale 80
 Schaltstoßspannung 24
 Stoßspannung 492
 tangentele 79, 89, 93, 449
 technische 21
 transiente 493
 Zwickel 91
 Beblasung 466
 Bedampfung 504
 Begleitgas 391
 Belagskante 436, 438
 Belagsrand 213
 Belastbarkeit 332
 Belastung
 kapazitive 321
 kombinierte 109
 Kriechstrecke 449
 Kriechstrecken- 211
 kumulierte 211
 thermische 458
 transiente 105
 Belastungskapazität 338, 341
 Belastungsreserve 424
 Bemessungsspannung 312
 Benzylneocaprat 293

- Beregnung 285, 489
 bei Gleichspannung 286
 ungleichförmige 101, 286
 Bergeron-Verfahren 128
 Beschichtung 88
 Beschichtungsverfahren 509
 Beschleuniger 279, 280
 Besetzungsinversion 503
 Betaung 193
 Beton 501
 Betriebsbeanspruchung 311
 Betriebsfeldstärke 221, 222, 299
 Betriebsfrequenz 329
 Betriebskapazität 66
 Betriebstemperatur 223
 Bewehrung 427
 Bindemittel 268, 302, 475
 Biphenyle, polychlorierte 292
 Bisphenol A 277
 Bläschen 94, 297
 Blaskolbenshalter 466
 Bleicherde 291
 Bleiglas 268
 Bleioxid 268
 Bleiummantelung 431
 Blindleistung 250, 318, 323
 Blitz 21
 Blitz und Donner 202
 Blitzeinschlag 123
 Blitzentladung 196, 200, 201
 Blitzgerät 502
 Blitzkugel 498
 Blitzschutz 203, 497
 Blitzstoßspannung 17, 25, 200, 313, 336, 339
 abgeschnittene 26
 Blitzstoßspannungsprüfung 454
 Blitzstrom 499
 Blitzstromableiter 498
 Blitzstromparameter 203
 Blockspan 445
 Blumlein-Generator 133
 Board 441
 Bodenmikrofon 403
 Bogenentladung 154, 155, 196, 198
 Bogenplasma 466
 Bogensäule 198
 Booster-Sheds 195, 490
 Borda-Profil 46
 Boroxid 268
 Borsilikatglas 268
 boundary element method 108
 Brechung 82
 Brechungsfaktor 125
 Brechungsgesetz 83
 Brechungsindex 242
 Brennpunkt 292, 293
 Brückenmessung 382
 Brückenschaltung 377
 Buchenholzfurnier 445
 Buchholz-Schutz 389, 395, 419, 440
 Bündelleiter 46, 68
 Burst-Generator 347
 Büschelentladung 183
 Bypass 371
C
 charakteristisches Stromverhältnis 416
 charge simulation method 108
 chemische Analysen 389
 Chlor 164
 chlorierte Kohlenwasserstoffe 215
 chopping time 336
 Chubb-Fortescue 368
 Clausius-Weglängengesetz 163
 Cluster 206
 CO₂-Laser 503
 Cooper-Paare 507
 Copolymerisation 270
 Cosinus-Rechteckspannung 328
 coulometrischen Methode 390
 C-tan d-Messbrücke 372
 cycloaliphatische Harze 277
D
 Dämpfung 343, 361
 Dämpfungswiderstand 338, 341
 Dauerlast 458
 Davis, Bowdler und Standing 368
 Debye-Ansatz 237
 Deflektor 287, 431, 433, 435
 Dehnzelle 288, 464
 Dekonditionierung 235
 Delamination 221, 229
 Delta 38
 Depolarisationsstrom 239, 406, 410
 Depolymerisation 222
 Diagnose 371
 Diagnostik
 akustische 402
 dielektrische 405
 visuelle 402
 Diagonalformel 112
 Dichtefunktion 142, 144
 Dichtungswerkstoff 276
 Dickeneffekt 217
 Dielektizitätszahl, komplexe 240
 Dielektrika
 homogene 28
 inhomogene 74
 Dielektrikum
 geschichtetes 79, 114, 412
 längs geschichtetes 82
 längs geschichtetes, DC 97
 quer geschichtetes 80, 89, 91
 quer geschichtetes, DC 96
 schräg geschichtetes 82
 schräg geschichtetes, DC 97
 dielektrische Diagnose 239, 390, 405
 geschichtete Isolierung 412
 Transformator-Isolierungen 412
 von Durchführungen 414
 dielektrische Erwärmung 242
 dielektrische Kugel 94
 dielektrische Messungen 372, 396
 dielektrische Systemantwort 237, 240, 405
 dielektrische Verluste 178
 dielektrisches Partikel 95
 dielektrisches Verschiebungsfeld 7, 18, 96
 Dielektrizitätszahl 6, 12, 23, 74, 77, 78, 80, 240, 241, 396, 463, 483, 495
 komplexe 252
 resultierende 244
 Dielektrophorese 502
 Differentialoperator 38
 Differenzenverfahren 111
 Diffusion 464
 Diffusionssperre 427
 Dioxine 292
 Dipolfeld 76
 Diskretisierung 113, 114, 118
 Dispersion 79, 242
 dissipation factor 250
 Ditolyether 293
 Divergenz 38, 159
 Dodecylbenzol 293
 Dolomit 279
 Donner 202
 Doppelbrechung
 induzierte 354
 Doppel exponentialverteilung 145
 DP-Wert 396
 Drahtexplosion 501
 Drehstromfreileitung 66
 Dreifachextrusion 272
 Driftkompensation 357
 Drossel 323, 324, 442, 479
 Druck 162
 Druckgas 187
 Druckgasschalter 200, 466
 Druck-Gelier-Verfahren 280
 Druckkammer 466
 Druckluftschalter 465
 Druckluftspeicher 466
 Druckspannung 96
 Dryformer 476
 dünner Draht 36
 Dünnschichtentgasung 279, 288
 durchschnittlicher
 Polymerisationsgrad 396
 Durchflutung 10
 Durchflutungsgesetz 10

- Durchführung 3, 84, 280, 420, 435, 440
 Alterung 421
 Bauformen 439
 dielektrische Diagnose 414
 Epoxidharz- 217
 Fast Transients 130
 geometrisch gesteuerte 437
 Gleichspannungs- 100
 Hartpapier- 90, 422, 439
 harz imprägniert 439
 HGÜ-Wand- 101
 kapazitiv gesteuerte 436
 ungesteuerte 192
 Durchführungswinkel 303
 Durchgangsfaktor 125
 Durchgangswiderstand 375, 396
 Durchlaufkühlung 510
 Durchschlag 154, 206
 elektrischer 216
 Durchschlagsfeldstärke 169
 Luft 169
 Durchschlagsmessung 396
 an anderen Prüflingen 397
 von Flüssigkeiten 397
 von Platten und Folien 397
 Durchschlagspannung 135, 138, 154, 162, 166, 179, 184, 396
 minimale 143, 168
 sichere 143
 Durchschlagswahrscheinlichkeit 148
 Durchschlagszeit 177
 Durchschnitts-Polymerisationsgrades 300
 Durchschwingen 340, 495
 Duroplaste 270, 276
 Düse 466
- E**
- Edelfuge 432
 Edelgasableiter 169
 Edelgase 169
 Effekt der großen Zahl 147
 Effektivwert 24, 317
 Effektivwertmessung 351, 367
 E-Glas 267
 Eigenentladung 19
 Eigenentladungszeitkonstante 74
 Eigenresonanz 26
 Einbettung 397
 Einkomponenten-Klebstoffe 281
 Einsatzfeldstärke 36
 Einsatzspannung 62, 179, 191
 Einschaltsicherheit 467
 Einspannkraft 403
 Einweggleichrichter 330
 Einzelerder 498
 Eisenkern 440
 Elastizität 283
 Elastomere 271, 276
 elastooptischer Effekt 357
 electrical trees 273, 430
 elektrische Beanspruchung 5
 elektrische Feldkonstante 6
 elektrische Feldstärke 5, 6
 elektrische Festigkeit 135
 elektrische Ladung 5
 elektrische Maschinen 471
 elektrische Spannung 7
 elektrische Verschiebungsdichte 6
 elektrischer Durchschlag 216
 elektrisches Bild 50
 elektrisches Feld 5
 elektrisches Strömungsfeld 7
 elektrochemischer Durchschlag 221
 Elektrode
 beschichtete 88
 Feldkraft 96
 Elektroden 397
 Elektrodenfläche 147
 Elektrodenmaterial 165, 169
 Elektrodenoberfläche 53, 171
 Elektrodenrand 91, 93
 elektrodynamische Fragmentierung 25, 501
 Elektrofilter 347, 504
 elektrolytischer Trog 74
 elektromagnetische Verträglichkeit 26, 344, 346, 370
 elektromagnetische Welle 13, 20, 108
 elektronegative Gase 169
 Elektronegativität 164
 Elektronenemission 234
 Elektronengitter 507
 Elektronen-Kaskade 235
 Elektronenlawine 158
 Elektronenleitung 75, 244, 246
 Elektronenstrahl 500
 elektronischer Ladungstransport 206
 Elektroporation 25, 502
 elektrostatische Entladungen 347
 elektrostatischer Generator 333
 elektrostatisches Feld 13, 108
 elektrostatisches Voltmeter 351
 Element 115
 Elementarladung 5
 Empfindlichkeit 379
 Empfindlichkeitsnachweis 388
 empirische Parameter 138
 Endoskop 402
 Endverschluss 431
 Energie, maximale 33, 35, 94
 Energiebilanz 198
 Energiedichte 9, 94, 134, 463
 Energiefunktional 113
 Energiespeicher 493
 Energiespeicherkondensator 102, 479, 493
 Energieübertragung 1
 Entgasung 288
 Entgasungskolonne 288
 Entionisierung 199
 Entladespannungsanalyse 406
 Entladespannungsmessung 407
 Entladestrom 239, 410
 Entladeverzug 174
 Entladeverzugszeit 175
 Entladewiderstand 341
 Entladung 135
 Bogen- 155
 elektrische 392
 Glimm- 154
 im inhomogenen Feld 179
 in festen Stoffen 215
 in Flüssigkeiten 205
 in Gasen 152
 Kanal- 171
 Korona- 157
 raumladungsbeschwerte 154, 171
 raumladungsfreie 154, 157
 selbständige 153
 Streamer- 171
 Townsend 154, 157
 unselbständige 153
 Entladungsformen 182
 Entladungsverzug 178
 Epoxidharz 216, 217, 243, 248, 277, 408, 439, 447, 472, 475
 Erdbelag 421
 Erdkapazität 68
 Erdseil 63, 498
 Erdstreukapazität 361, 372, 465
 Korrektur der 373
 Erdungsanlage 498
 Erdungsschalter 465
 Erdungswiderstand 498
 erforderliche Stehspannung 312
 Erhaltungsgleichungen 468
 Erosion 27, 400, 495
 Erosionsdurchschlag 90, 221, 495
 Erregertransformator 323
 Ersatzladung 53
 Größe 50, 110
 Position 50, 59, 110
 Ersatzladungsverfahren 35, 47, 108, 109
 Ersatzradius 46
 Ersatzschaltbild 405
 dielektrisches 261
 Material- 256, 261
 Maxwellsches 259
 nichtlineares 257
 Parallel- 255
 Polarisations- 256
 Reihen- 255
 thermisches 420, 459
 Zweischichten- 259

- Erstickungsgefahr 265
 Erwartungswert 138, 142
 Esterflüssigkeit 215, 293
 Ethen 271
 Ethylen 271
 Excimer-Laser 501
 exotherme Reaktion 279
 Expertensysteme 384
 Explosion 501
 Extraktionsverfahren 391
 Extremwertbestimmung 32, 35, 88
 Extrusion 272, 429
- F**
- Fadenmaß 195
 Faltenbalg 288, 447, 464, 469
 Fanganordnung 497
 Fangentladung 64, 201, 202, 497
 Faraday-Effekt 354, 356, 367, 370
 Faserbrückendurchschlag 95, 208
 Fasern 208
 Faserpressstoffe 275
 Faserstoffe 298
 synthetische 306
 Faserverstärkung 275
 Fast Transients 21, 25, 28, 129, 176, 197, 335
 FDS-Analyse 416
 Federspeicher 466
 Fehlercodes 393
 Fehlerrate 311
 Fehlstellen 229
 Feinschutz 177, 498
 Feinsteuerung 436
 Feld
 - dreidimensionales 43
 - ebenes 39, 57
 - elektromagnetisches 119
 - homogenes 28, 36, 39, 81
 - induktives 15
 - inhomogenes 179, 450
 - kapazitives 16
 - kugelsymmetrisches 30
 - magnetisches 113
 - mechanisches 113
 - nichtstationäres 13, 20, 108, 114, 119
 - Potential- 108
 - quasistationäres 13, 28, 108
 - raumladungsbehaftetes 37
 - raumladungsfreies 39
 - rotationssymmetrisches 43
 - schnell veränderliches 13, 119
 - stationäres 13, 28, 108
 - statisches 13, 28, 108
 - Strahlungs- 119
 - tangentiales 449
 - thermisches 113
 - transversales 120
 - zeitharmonisches 114
 - zylindersymmetrisches 33, 427, 449
- Feldberechnung
 - analytische 29
 - graphische 39
 - numerische 108, 117
 - thermische 221
 - transiente numerische 485
- Feldbild 6, 39
 Feldemission 165, 198, 216, 233, 501
 Feldenergie 113
 Minimierung der 114, 115
 Feldgleichungen 10
 Feldgrößen 6
 Feldkraft
 - auf Grenzflächen 95
 - Elektrode 96
 - Längszug 95
 - Querdruck 95
- Feldlinie 6, 39
 kritische 450
 Feldmühle 353
 Feldsensor 352, 361, 379
 Feldspat 267
 Feldstärkeabhängigkeit 243
 Feldstärkeprofil 450
 Feldstärkeüberhöhung 46, 52, 64, 91, 93
 transiente 105
 Feldsteuerung 316, 435
 bei Gleichspannung 482
 Feldüberhöhungsfaktor 234
 Feldverdrängung 18, 80, 94, 510
 Feldwellenwiderstand 123
 Fenstersensor 388, 425
 Ferritkern 333
 Ferroelektrika 78
 Fertigungsqualität 230
 Festharz 277
 Festigkeit 3
 - elektrische 3, 135
 - ideale 203
 - mechanische 275
 - technische 203
 - von Feststoffen 203
 - von Gasen 203
 - von Grenzflächen 82
 - von Zwickeln 397
- Festigkeitsminderung 150
 Feuchte-Korrektur 187
 feuchter Film 285
 Feuchtigkeit 251, 390, 407, 461
 im Öl 208, 210
 im Papier 248, 409, 411, 415
 Feuchtigkeitsanlagerung 282
 Feuchtigkeitsfilm 285
 Field Plotter 74
 filament winding 268, 281
- Filter 325, 370, 383
 Filtermaterial 462
 Finite Differenzen 109, 111
 Finite Elemente 109, 113
 Flächeneffekt 147
 Flächenisolierstoff 472
 Flächenladung 5, 111
 Flächenladungsdichte 6, 97
 Flachwickel 463
 Flammpunkt 292, 293
 Flammwidrigkeit 279
 Fluor 164
 Fluoride 468
 Fluor-Verbindungen 164, 264
 Flussschicht
 - kritische 507
 - flüssige Isolierstoffe 287
- Flüssigharz 277
 Flüssigkeit 287
 halbleitend 74
 Flüssigkeitschromatographie 301
 Flussquantisierung 508
 Flusssäure 279
 Folgelawine 158
 Folie 274, 463, 495
 Folienwicklung 442
 Formfaktor 194
 Formspule 473
 Formstabilität 270
 Formteile 303
 Fourier-Transformation 369, 374, 404
 Fragmentierung, elektrodynamische 501
- Freileitung 122, 127
 Blitzinschlag 123
 Freiluft-Endverschluss 431
 Freistrahlschalter 465
 Fremdatome 216
 Fremdschicht 190, 488
 bei Gleichspannung 101
 Fremdschichtüberschlag 82, 193, 285
 frequency domain spectroscopy 406
 Frequenz
 - „nahe der Betriebsfreq.“ 325, 328
 - veränderliche 324
- Frequenzabhängigkeit 240, 242, 252, 259, 326
 Frequenzbereich 240, 405
 Frequenzbereichsanalyse 416
 Frequenzgangmessung 404, 405, 416
 Frequenzumrichter 324
 Frontgewitter 200
 Fuller-Erde 291
 Füllstoffe 279, 302
 Fundamenterder 498
 Funkenaufbauzeit 174, 176, 196, 197, 315
 Funkenentladung 196
 Funkenhorn 315

- Funkenkonditionierung 235
 Funkenlage 505
 Funkenstrecke 295, 498
 Funkenstreckenableiter 315
 Funkenwiderstand 196
 Furan-Derivate 301, 395
 Furnier 445
 Fusion 134
 F-Verteilung 145
 FW-Rohr 268
- G**
- Gallensteinzertrümmerung 500
 Gammaverteilung 145
 Ganzformspule 471
 Garnituren 427, 431
 Gas 263
 elektronegatives 164
 verflüssigtes 215, 296
 Gas im Öl 461
 Gasaufnahmefähigkeit 214
 Gasaußendruckkabel 429
 Gasblase 214, 288
 thermische 296, 509
 Gaschromatograph 394
 Gasdichte 162, 166
 Gasentladung 152
 Erscheinungsformen 156
 geführte 189
 Kennlinie 153
 verschleierte 205
 Gasentladungslampe 502
 Gasfestigkeit 214, 290, 293
 Gasimprägnierung 440, 464
 Gasinnendruckkabel 429
 Gas-in-Öl-Analyse 290, 301, 389,
 391, 419
 gasisolierte Leitung 431
 gasisolierte Schaltanlage 25, 129, 176,
 188
 Gaskonstante 163
 Gaskonzentration 392
 Gasmischung 169, 265
 Gaspolster 288, 464
 Gasquotienten 392
 Gassensor 419
 Gasverlust 265
 Gaußsche Normalverteilung 142
 Gaußsche Systeme 358
 Gaußscher Satz 12, 29
 Gebäudeecke 45
 gedämpft kapazitiver Teiler 361
 gedämpfte Wechselspannung 328
 geführte Gasentladung 189
 Gegensystem 66
 Gehäuseisolator 431, 440
 Gelieren 278
 Genauigkeitsklasse 309
- Generationenmechanismus 158, 160,
 167
 Generator 471, 513
 Diagnostik 476
 generatorischer Sensor 353
 genormte Prüfspannungen 312
 geometrische Reihe 159
 geometrisch-elektrisches Modell 497
 geschichtetes Dielektrikum 79, 244
 analytische Berechnung 84
 dielektrische Diagnose 412
 Gesetz von Paschen 166
 Getter 235, 470
 Gewebematten 268
 Gewitterwolke 200, 335
 Gießharz 271, 277
 Gießharzschicht 88
 Gießharztransformator 319
 Gießharzwandler 365, 366
 Gitter 113
 Gitterpolarisation 241, 242
 Glas 267
 Glasfaser 89, 268
 glasfaserverstärkter Kunststoff 89,
 268
 Glaskugeln 279
 Glasumwandlungstemperatur 243,
 270, 278, 282
 Glasur 267
 Glättungskondensator 330
 Gleichgewichtskurven 301, 390
 Gleichgewichtszustand 301, 395
 Gleichrichter 329
 Gleichspannung 14, 22, 96, 102, 329,
 481
 Anforderungen 327
 Anlegen einer 103
 geschichtetes Dielektrikum 96
 getaktete 491
 Messung 359
 Umpolen einer 106
 Gleichspannungsdurchführung 100,
 479, 490
 Gleichspannungskabel 99
 Gleichspannungskondensator 478
 Gleichspannungsprüfung 327
 Gleichstromleitfähigkeit 244, 246,
 376
 Gleichstromwiderstand 237, 257
 Gleichungssystem 115
 Gleitanordnung 91, 157, 189, 397,
 431, 474, 506
 Gleitbüschel 191
 Gleitentladung 91, 189, 495, 496
 Gleitfunken 191
 Gleitfunkenstrecke 506
 Gleitmittel 276
 Gleitpaste 432
 Gleitstielbüschel 191
- Gleitstielbüscheleinsatz 192
 Glimmentladung 154, 179, 183
 Glimmer 268, 475
 Glimmerpapier 269, 475
 Glimmschutz 474
 globaler Wärmedurchschlag 219
 Glühemission 198, 506
 Gradient 38
 Granat 503
 graphische Anpassung 146
 graphische Feldermittlung 39, 83
 Gravitationsfeld 6
 Greinacher-Kaskade 330
 Grenzfeldstärke 171, 172
 Grenzfläche 79, 89, 157, 236
 elektrische Festigkeit 82
 Feldkraft 95
 tangentiale 82
 Grenzflächenpolarisation 97, 241,
 242, 244, 259, 409
 Grenzflächenproblem 82
 Grenzhomogenitätsgrad 178, 187
 Grenztemperatur 420
 Grobschutz 177, 498
 Grobsteuerung 436
 Grundgesamtheit 136
 Grundstörpegel 224, 370, 382
 Gürtelkabel 428
 Güte 324, 503
- H**
- Haftstellen 216, 248, 258
 Haftvermittler 286
 Halbkugel 53, 70
 Halogene 164
 Haltewahrscheinlichkeit 148
 Härter 277
 Hartgasschalter 465
 Hartpapier 283, 439
 Hartpapierdurchführung 90, 422
 Hartporzellan 267
 Härtung 270, 276
 Harz und Härter 277
 harzimprägniertes Papier 280
 Harzmatrix 279, 281
 Häufigkeit 139
 Hauptentladung 201, 202
 Hauptgleichungen 10
 Hauptisolation 3, 474
 Heißpunkt 223, 392, 420, 421, 458
 Helium 169, 296, 507
 flüssiges 507
 Hemi-Zellulose 302
 HF-Transformator 333
 HGÜ 1, 22, 478
 HGÜ-Transformator 479
 HGÜ-Wanddurchführung 101
 high altitude electromagnetic pulse
 346

- Hilfsenergie 367
 Hilfszweig nach Wagner 372
 Hochdruck-
 Flüssigkeitschromatographie 395
 Hochdruckölkabel 428
 Hochdruckverfahren 271
 hochfrequente Hochspannung 323
 Hochfrequenzdurchschlag 178
 Hochfrequenzkapazität 239, 257
 Hochleistungsimpulstechnik 25, 295, 346, 499
 hochpolymere Stoffe 248
 Hochrechnung 150
 Hochspannungs- Niederstrom-
 Lichtbogenprüfung 401
 Hochspannungsbereich 23
 Hochspannungserzeugung 316
 Hochspannungsgleichstromübertragun-
 g 1, 22, 478
 Hochspannungshalle 370
 Hochspannungskabel 122
 Hochspannungsmaschine 473
 Hochspannungsmesstechnik 348
 Hochspannungsprüffeld 316
 Hochspannungstastkopf 360
 höchste Spannung für Betriebsmittel
 23, 312, 453
 Hochstromtransformator 344
 Höchstspannungsbereich 23
 Hochtemperatur-Supraleitung 297,
 507
 Hohlraum 94, 214, 229
 Holz 445
 homogene Dielektrika 28
 homogene Isolierung 412
 homogenes Feld 36, 39, 81
 Homogenitätsgrad 47, 70
 Hopping 248
 hot spot 223, 392, 420, 421
 HTV-Silikone 284
 Hubel 267
 Hüllenfluss 12
 hybrid-optischer Wandler 367
 Hydrolyse 221, 222
 Hydrophobie 195, 284, 400
 Hysterese 233
- I**
- Ibad-Verfahren 509
 Imprägnierdocht 15, 274, 464
 Imprägnierung 287, 288, 304, 306,
 463
 Impulserhaltungssatz 162
 Impulsgenerator 21, 132, 345
 Impulskondensator 294, 493
 Impulslaser 25, 501, 503
 Impulsspannung, Isolationssysteme
 492
 Impulsstromkreis 499
- Induktionsgesetz 10
 Induktiver Spannungswandler 364
 induktiver Stromwandler 366
 induktives Feld 13, 16
 Induktivität 503
 Kondensator- 463, 494
 Stoßkreis- 494
 veränderliche 324
 Induktivitätsbelag 122
 induzierte Doppelbrechung 354
 induzierte optische Aktivität 356
 Influenz 334
 Infrarot-Spektrometer 395
 Infrarot-Wärmebildkamera 402, 426
 Inhibitoren 291
 inhomogene Dielektrika 74
 inhomogenes Feld 179
 Initialprozess 206
 innere Teilentladungen 225
 innere Überspannung 199
 innerer Blitzschutz 497
 Instabilität
 numerische 116
 thermische 217, 251, 254
 integrale Messung 406
 Integralgleichungsmethoden 108
 Intensität, Teilentladungs- 378
 Interface 82, 222
 Intervalllänge, kritische 451
 Intervallschätzung 137, 141, 147
 Ionen 161
 Ionendrift 245, 258
 Ionenemission 165
 Ionenleitung 75, 244, 245, 246
 Ionenschirm 181
 Ionisator 504
 Ionisierung 162, 504
 Ionisierungsenergie 158, 162
 Ionisierungskoeffizient 158
 effektiver 159, 164
 Ionisierungswahrscheinlichkeit 163
 Ionisierungszahl 158, 159, 162, 163
 IRC-Analyse 407, 430
 Iridium 505
 Isocyanate 282
 Isolationskoordination 24, 310
 Isolationskosten 1
 Isolationspegel 312, 453
 genormter 312
 Isolationssysteme 75
 für Gleichspannung 477
 für Impulsspannungen 492
 für Wechselspannung 427
 Isolationswiderstand 19, 374, 376,
 390
 scheinbarer 376
 Isolierflüssigkeit 287
 pflanzliche 294
 synthetische 292
- Isolierfolien 274
 Isolierglas 267
 Isoliermantelbauweise 320, 324, 325
 Isolieröl 289
 Isolierpapier 247
 Isolierstoff 13, 16, 263
 Eigenschaftsprofil 21
 Isolierstoffplatte 91
 Isolierstoffprüfung 396
 isotherme Relaxationsstromanalyse
 406, 407
- J**
- Jitter 342, 499
 Jod 390
- K**
- Kabel 24, 36, 127, 427
 Alterung 429, 430
 Betriebsfeldstärken 430
 doppelt geschirmte 372
 Gleichspannungs- 99, 427, 428
 Massekabel 428
 Ölkabel 428
 papierisolierte 427
 PVC- 429
 supraleitendes 512
 Vor-Ort-Prüfung 435
 VPE- 429
 Kabelendverschluss 287
 wasserisolierter 296
 Kabelfehlerortung 347, 402, 405
 Kabelgarnituren 431
 Kabelgenerator 132, 345, 476
 Kabelmantel 273
 Kabelmantelströme 371
 Kabelmesswagen 328
 Kabelmuffe 433
 Kabelöl 289
 Kabelpapier 303
 Kabelschirm 371
 Kabelstecksysteme 433
 Kabelstrecke 150
 Kabelsysteme, Prüfung 433
 Kabeltransformator 442, 476
 Kaffeemaschine 206
 Kalandr 302
 Kalibrierfaktor 379
 Kalibrierung 308, 362, 379
 Kaliglimmer 268
 Kalilauge 290
 Kalium-Aluminium-Doppelsilikate
 268
 Kanalentladung 167, 171
 Kante 228, 436, 438, 495
 Kantenfeldstärke 93, 213, 463
 Kaolin 267
 Kapazität 6, 8

- Betriebskapazität 66
 exzentr. Zylinder 66
 geometrische 257
 graphisch ermittelte 42
 hochfrequente 257
 Kugelfunkenstrecke 55
 Kugelkondensator 32
 Plattenkondensator 37
 Schichtungen 87
 Zweidrahtleitung 60
 Zylinder/Ebene 62
 Zylinderkondensator 34
 Kapazitätsänderung 422
 Kapazitätsbelag 122
 Kapazitätskoeffizient 68
 Kapazitätsmessung 372
 kapazitive Belastung 321
 kapazitive Blindleistung 318
 kapazitive Feldsteuerung 436
 kapazitive Kopplung 66
 kapazitive Spannungsüberhöhung 321
 kapazitive Spannungsverteilung 19
 kapazitiver Spannungsteiler 360
 kapazitiver Wandler 365
 kapazitives Feld 13, 16
 Kappenisolator 267
 Karl-Fischer-Titration 290, 390, 413
 kartesische Koordinaten 8, 38
 Kaseinkleber 445
 Kaskade, Greinacher- 330
 Kaskadenschaltung 320, 323, 325
 Kathodenfall 198
 Keramik 248, 266, 506
 Kernfusion 26, 502
 Kerosindampf 304
 Kerr-Effekt 355
 Kerze 505
 Kesselbauweise 320, 325
 Keton 284
 Kettenleiter 191, 344, 438, 444, 475
 Kieselsäure 292
 kinetische Energie 8
 Kippspannung 217, 220
 thermische 219
 Kipp-Spannung 219
 Klassen 139
 Klebeverbindung 281
 Klebstoff 277, 281
 Knoten 114
 Knotenpotential 114
 Knotenpunkt 113
 Kohlendioxid 392
 Kohlenmonoxid 392
 kombinierte Belastungen 109
 kombinierte Prüfschaltung 344
 Kompensationsbedingung 360
 Kompensationskondensator 217, 462
 kompensierter ohmscher
 Spannungsteiler 359
 kompensierter Wandler 365
 komplexe Dielektrizitätszahl 251
 komplexer Komparator 374
 Kompressibilität 283
 Kondensator 462
 bei Gleichspannung 478
 Energiespeicher- 102
 Kondensatorbatterie 148, 344
 Kondensatordielektrikum 14, 18, 19,
 84, 90, 93, 213
 Gleichspannungs- 99, 478
 Kondensatorinduktivität 463, 494
 Kondensatorpapier 303, 463
 Konditionierung 171, 234, 469
 Konfidenzintervall 137, 141
 konforme Abbildung 43
 Konstantspannungsversuch 221
 Konstantstromladung 333
 Konstruktionswerkstoff 274
 Kontakt 494
 Kontaktpanat 506
 Kontaktrauschen 382
 Kontaktstelle 426
 Kontaktstift 505
 Kontaktwinkel 284
 Kontinuitätsgleichung 29
 Kontraktionskraft 445
 Kontrollpunkt 110
 Konturpunkt 110
 Konvergenz 159, 221
 Koordinations-Stehspannungen 311
 Kopftoroid 362
 Kopfwandler 366
 Kopiergeräte 504
 Koppelkapazität 68
 Koppelkondensator 376, 462
 Korngrenze 216, 501
 Koronadrähte 504
 Koronaeinsatz 182
 Koronaentladung 157, 179, 183, 224
 Körperschallmikrofon 389, 402
 Korrelationsanalyse 150, 152
 Korrosion 426, 498
 Kovarianz 152
 KP-Holz 445
 Kraft-Wärmekopplung 2
 Kraftwirkung 5, 6
 Kreide 279
 Kreisgleichung 48
 Kreisinduktivität 494
 Krepppapier 280, 439
 Kreuzringwandler 366
 Kriechen 270
 Kriechspurüberschlag 194
 Kriechstrecke 211
Kriechstrecken- 449
 Kriechstrom 193
 Kriechstromfestigkeit 277, 279, 283,
 399
 Kriechüberschlag 193
 Kriechweg 194, 286
 Kriechwegbildung 399, 400
 Kriechwegverlängerung 195, 447
 Kristall 216
 Kristallwasser 279
 kritische Dämpfung 361
 Krümmungsradius 31, 182
 Kryostat 510
 Kugel 49
 beschichtete 86, 88
 dielektrische 94
 Feldüberhöhung 52
 Kugel gegen Ebene 53
 Kugel im freien Raum 30
 Kugel/Kugel 53
 Kugelelektrode 29, 49
 Kugelfläche 53
 Kugelfunkenstrecke 53, 56, 72, 348
 Kugelkondensator 31
 Kugelkoordinaten 8, 38
 Kugeln, zwei leitende 53
 kugelsymmetrisches Feld 30
 Kühlkreislauf 440
 Kühlleistung 297
 Kühlluftanalyse 423
 Kühlsystem 420
 Kühlung 198, 423, 466, 510
 Kühlwasser 473
 Kunstharz 445
 Kunststoff
 glasfaserverstärkter 89
 Kunststoffe 269
 Kunststofffolie 90, 463, 495
 Kunststoffkabel 408, 429
 Kunststoffmatrix 89
 Kupferethyldiamin 301, 396
 Kurven-Fitting 239, 386, 412
 Kurzglasfasern 279
 Kurzschluss 124
 Kurzschlussstrom 344
 Kurzschlussstrombegrenzer 511
- L**
- Lack 283, 472
 Lackierung 504
 Ladestrom 410
 Ladung 7
 messbare 379
 scheinbare 377
 tatsächliche 377
 Ladungsträgerverarmung 258, 376
 Ladungstransport
 elektronischer 206
 Ladungstrennung 334
 Ladungsumsatz 378
 Lagekoeffizient 152
 Lagenisolation 443
 Lagenwicklung 443, 445

- längs geschichtetes Dielektrikum 82, 93, 97
 längswasserdicht 430
 Längszug 95
 Langzeitstoßstrom 344
 Laser 502
 Laserimpuls 500
 Laserschnitt 463, 495
 Lasertriggerung 343, 348
 Lastschalter 465
 Lasttrennschalter 465
 Lastumschalter 444
 Lastwähler 444
 Läufer 471
 Laufzeit 17, 494
 Laufzeitentkopplung 348
 Laufzeitmessung 405
 Lawine 158
 Lawinenkopf 171
 Lawinenlaufzeit 172
 Lawinenschwanz 171
 Leader 179, 183, 191, 492
 Lebensdauer 221, 222, 494
 Lebensdauerexponent 151, 222
 Lebensdauerengesetz 147, 150, 222
 Lebensdauerkennlinie 151, 221
 Leckrate 266
 Leerlauf 124
 Leistungselektronik 254
 Leistungsfaktor 250
 Leistungsschalter 465
 Leistungstransformator 319, 440
 Leitentladung 201
 Leiter 13, 88
 Leiterumhüllung 84, 88
 Leitfähigkeit 6, 12, 74, 75, 96, 198, 244, 247, 257, 374, 477, 495
 Anfangswert 376
 Feldstärkeabhängigkeit 249
 Gleichstrom- 376
 in Flüssigkeiten 245
 in Gasen 245
 scheinbare 244, 376, 488
 Temperaturabhängigkeit 249
 Wechselstrom- 376
 Zeitabhängigkeit 249
 Leitfähigkeitsverhältnis 416, 483
 Leitfähigkeitsverluste 250, 253
 Leitschicht 427, 474
 Leitung 120
 pulsformende 347
 verlustbehaftete 123
 verlustlose 120
 verzerrungsfreie 123
 Leitungsabschlüsse 125
 Leitungsband 216
 Leitungsbeläge 122
 leitungsgebundene TEM-Welle 119
 Leitungsgenerator 132, 345, 347, 499
 Leitungsgleichungen 120
 Leitungstypen 122
 Leitungswellenwiderstand 121
 Licht 502
 Lichtbogen 154, 198
 Lichtbogenarmatur 315
 Lichtbogenfestigkeit 400
 Lichtbogenmodell 467
 Lichtdetektor 389
 Lichtdurchlässigkeit 276
 Lichtgeschwindigkeit 20, 122
 Lichtquelle 347
 Lichtwellenleiter 367, 370, 401
 Lignin 302
 Linearität 358
 Linienladung 5, 35, 109
 Linienladungen, parallele 57
 Lognormalverteilung 145
 lokaler Wärmedurchschlag 219
 Lorentz-Kraft 470
 Löscheigenschaften 466
 Löschkammerschalter 465
 Löschspannung 315
 Löschung 199
 Lösungsmittel 390
 Low-Frequency-Heating 304, 461
 Luft 169, 173, 264
 Luftblase 214, 227
 Luft-Brennstoff-Gemisch 505
 Luftdichte 182, 351
 Luftdichtekorrektur 186, 350
 Luftdruck 186
 Luftfeuchtigkeit 187, 193, 264, 351
 Lüftung 504
 Lunker 94
- M**
 Magnesiaglimmer 268
 Magnesiumsilikat 267
 Magnetfeldsensor 366
 magnetischer Energiespeicher 510
 magnetischer Fluss 10
 magnetooptischer Wandler 356, 367
 magnetostatisches Feld 13
 Magnetzünder 505
 Mantel 427
 Marx-Generator 341
 Maschinenisolierung 280
 Massekabel 427
 Massepunkt 371
 Materialersatzschaltbild 256
 Materialgleichung 77
 Materialgrenze 501
 Materialpolarisation 261
 Materialumformung 25
 Matrix 508
 Maximalfeldstärke 32, 49
 exzentr. Zylinder 65
 graphisch ermittelte 42
 Kugelfunkenstrecke 56
 Kugelkondensator 32
 leitende Kugel 51
 ummantelter Leiter 88
 Zweidrahtleitung 61
 Zylinderkondensator 34, 35
 Maximum Likelihood Methode 147
 Maxwellsche Gleichungen 9
 Maxwellsches
 Zweischichtenmodell 259
 Median 138, 150, 398
 empirischer 138
Medizin 25, 500
 Medizintechnik 25
 Megagauss-Felder 501
 Mehrfachextrusion 429
 Mehrfachreflexionen 126
 Meißner-Ochsenfeld-Effekt 507
 Messanschluss 421
 messbare Ladung 379
 Messfunkenstrecke 348
 Messkondensator 463
 Messleitung 21
 Messsystem 309
 Messunsicherheit 309
 Metallabtrennung 502
 Metaldampfplasma 233, 469
 Metallfolie 463, 495
 Metallfolienrand 91, 93, 463
 Metalloxid-Ableiter 131, 316
 Metalloxide 266
 Methode der Finiten Elemente 221
 Methode der kleinsten Quadrate 147
 Methode der Momente 147
 Methode der symmetrischen
 Komponenten 66
 Microdischarge 496
 Midel 293
 Mikafolien 269
 Mikanit 269
 Mikrobläschen 205
 Mikrofeld 171, 206
 Mikrofon 389, 402
 Mikroplasma 234
 Mikrospitzen 233
 Mikrowellen 242
 Mineralöl 209, 289, 441, 495
 Minimalspannung 168
 Minimierung der Feldenergie 115
 Mischanlage 281
 Mischdielektrikum 244, 463
 Mischfeldbeanspruchung 22, 479
 Mischgas 265
 Mischrohr 281
 Mitimpedanz 66
 Mitsystem 66
 Mittelelektrode 505
 Mittelspannungsbereich 23
 Mittelwert 138, 309, 398

arithmetischer 138
 Mittelwertmaße 138
 Mittelwertsatz 109
 mittlere freie Weglänge 162
 mittlere quadratische Abweichung 139
 Modulation von Licht 357
 Momentenmethode 108
 Monitoring 371
 Durchführungen 421
 Freileitungen 425
 rotierende Maschinen 423
 Schaltanlagen 425
 Schalter 426
 Stufenschalter 421
 Transformatoren 418
 Überspannungsableiter 426
 Verbundisolatoren 426
 VPE-Kabel u. Garnituren 424
 Monitoring-System 419, 440
 Mono- und Dibenzyltoluen 293
 Mono-Isopropyl-Biphenyl 293
 Monomere 270
 Montagequalität 435
 Monte Carlo Methode 109
 Motor 471, 513
 Muffe 433
 Multifilamentdraht 509
 multi-physics 109
 Muskovit 268
 Mustererkennung 384

N

Nabla 38
 Nachfolgeblitze 202
 Nachkreis 346
 Nahdurchschlag 165, 167, 168, 169
 Näherung, im Blitzschutz 498
 Nahordnung 206
 nanokristalline Werkstoffe 25, 500
 Nanopulver 501
 Naphtene 289
 Natriumsulfid 302
 Nebel 193
 Nebelprofil 195
 Nebengleichungen 10
 Nebenisolation 3, 440
 Nebenreaktion 468
 Nennspannung 23
 Netzgenerator 115, 118
 Netzzrückwirkung 333
 Netzstörsimulator 347
 Netzwerkmodell 238
 neuronale Netze 383
 Neutralisationszahl 290
 nichtleitendes Partikel 94
 Nichtleiter 16
 nichtstationäres Feld 13, 108
 Nickel-Yttrium 505

Niederdruckölkabel 428
 Niederdruckverfahren 271
 Niederspannungs-Hochstrom-Lichtbogenprüfung 400
 Niederspannungsmotor 472
 Niederspannungsteil 362
 Niedertemperatur-Supraleitung 507
 Nierensteinzertrümmerung 500
 Nomex 275, 306
 Nomogramm 393
 Normalbedingungen 186
 Normale 309
 Normalglas 268
 Normalkomponente 79
 Normalkondensator 372, 374, 465
 Normalkraft 445
 Normalverteilung 309
 Gaußsche 142
 Normen 307
 Notbetrieb 458
 nuklearer elektromagnetischer Impuls 27
 Nulldurchgang 466
 Nullindikator 372
 Nullpunkt 336
 Nullsystem 66
 numerische Feldberechnung 108, 117
 Nut 471
 Nuthülsenisolation 474
 Nutisolation 472

O

Oberflächenentladung 91, 157, 188, 189, 228
 Oberflächenionisierungszahl 159
 Oberflächenmodifikation 500
 Oberflächenrauigkeit 82, 171, 172, 174
 Oberflächenwiderstand 194, 375, 396
 Oberschwingung 24, 217, 254
 ohmsche Spannungsverteilung 19
 ohmscher Spannungsteiler 359
 ohmsch-kapazitiver Spannungsteiler 359
 OIP-Durchführung 439
 Öl
 chloriertes 215
 Mineral- 289
 pflanzliches 215
 ölarmen Schalter 465
 Ölausdehnungsgefäß 395, 419
 Öl-Board-Isolation 441, 445
 Öldruckmessung, transiente 403
 Olefine 289
 Ölfüllstand 401
 ölprägniertes Papier 247, 304, 439, 463
 Ölkabel 427
 Ölleitfähigkeit 409, 412, 415

Ölmodell 258, 261
 Öl-Papier 223, 254, 304, 407, 439, 463
 Grenztemperatur 420
 Ölprobe 390
 Ölqualität 209
 Ölschalter 465
 Ölsplatt 210, 212, 409, 445
 bei Gleichspannung 481
 Öltausch 413
 Ölzirkulation 449
 Ölzustand 290
 Online-Monitoring 418
 Online-Öltrocknung 462
 Online-Übertragungsfunktion 404
 Opit-Verfahren 509
 Optik 242, 502
 Optimierung 32, 35
 technisch-wirtschaftliche 311
 optische Aktivität, induzierte 356
 optische Rogowski-Spule 370
 Orientierungspolarisation 241, 242, 260
 oscillating voltage 328, 374
 Ostwald-Koeffizienten 395
 Oszilloskop 363
 Ozonerzeugung 504

P

Papier 247, 254, 299
 Aramid- 275
 halbleitendes 73
 harzimprägniertes 280
 ölprägniertes 304, 439
 Papierbewicklung 88, 449
 papierisierte Kabel 427
 Papiermaschine 302
 Papierprobe 390
 Paraffine 289
 parallele Zylinder 59
 Parallelersatzschaltbild 255
 Parallelplattenleitung 346
 Parameter
 empirische 138
 Parameterschätzung 137, 138
 Partikel 174, 188, 228, 388, 461
 dielektrisches 95
 Feldüberhöhung 53
 leitfähiges 53, 213
 nichtleitendes 94
 Partikelabscheidung 504
 Partikelzahl 208
 Paschengesetz 166
 Paschen-Minimum 168, 169, 235
 Pastenextrusion 276
 PDC-Analyse 223, 410
 pd-Wert 168
 Peaking-Betrieb 346
 Pegelsicherheit 314

- Pentaeryt-Tetraester 293
 Perkolationstheorie 206
 Peroxide 273
 Pertinax 283
 p-Faktor 410
 Pflanzenzellen 502
 pflanzliches Öl 294
 Phasenbezug 233
 Phasebene 121
 Phasenfläche 20
 Phasengeschwindigkeit 20, 120
 Phasenisolierung 472
 Phasenlage 226, 380
 Phasenschieberkondensator 462
 Phenolharz 283
 Phenyl-Xylyl-Ethan 293
 Phlogovit 268
 Photoeffekt 165
 Photoionisation 153, 158, 161, 171
 Phtalsäureanhydrid 278
 Pinch 470
 Plasma 198
 Platin 505
 Plattenkondensator 8, 37, 81
 Randfeld 40, 46
 Plausibilitätsprüfung 39, 108, 118
 Plexiglas 276
 Pockels-Effekt 355
 Polarisation 6, 12, 74, 76, 237, 241, 487
 Atom- 76
 Deformations- 76
 Elektronen- 76
 Gitter- 76
 Grenzflächen- 76, 97
 komplexe 240
 Orientierungs- 76
 Polarisationsersatzschaltbild 256
 Polarisationsindex 406, 416
 Polarisationskatastrophe 78
 Polarisationsmechanismen 241
 Polarisationspektrum 409
 Polarisationsstrom 238, 376, 406, 410
 Endwert 247
 Polarisationsverluste 12, 79, 240, 250, 253
 Polaritätseffekt 179, 180, 206, 477
 Polaritätswechsel 106
 polarity reversal 106, 483
 Poläthylen 248
 Polieren 171
 Polsterung 427
 Polyaddition 270
 Polyamide 275
 Polyamidimide 275
 Polyäthylen 216, 271
 vernetztes 273, 429
 polychlorierte Biphenyle 292
 Polydimethylsiloxan 292
 Polyesterharz 472, 475
 Polyethersulfone 275
 Polyimid 274, 442, 443
 Polyisobutylen 293
 Polykondensation 270
 Polymere 270
 Polymerisation 270
 Polymerisationsgrad 302
 Polymethylmethacrylat 276
 Polynom 116
 Polypropylen 248, 273
 Polystyrol 274
 Polysulfone 275
 Polytetrafluoräthylen 275
 Polyurethan 282
 Polyvinylchlorid 273, 429
 Polyvinylidenfluorid 276
 Poren 283, 299, 502
 Porzellan 3, 248, 266
 Porzellanisolator 195
 Potential 6, 7
 Potentialausgleich 498
 Potentialdifferenz 7
 Potentialfeld 8, 14, 44, 108, 113
 potentialfreie Sonde 353
 Potentialgleichung 38
 Potentialkoeffizienten 110
 Potentialregler 372
 Potentialsteuerung 398, 435, 443, 474
 bei Gleichspannung 482
 geometrische 431, 437
 kapazitive 3, 433, 436
 refraktive 86, 437
 resistive 296, 324, 433, 437, 474
 Potentialtrennung 367, 401
 potentielle Energie 7
 power factor 250
 Powerformer 476
 Polymerisationsgrad 396
 Pressgaskondensator 358, 362, 374, 465
 Presssitz 432
 Pressspan 247, 250, 299, 302, 441, 447, 496
 Pressspan-
 Distanzstück 445
 Druckring 445
 Formteil 445
 Kappe 445
 Scheibe 445
 Winkelring 445
 Zylinder 445
 Pressspanbarriere 212
 Primärstreamer 206, 496
 Probeladung 6
 Programmsysteme 117
 Propen 273
 Propylen 273
 Protonenstrahl 500
 Prüf-Endverschluss 296, 324, 433, 434
 Prüfleistung 324
 Prüflingskapazität 323
 Prüfschaltung
 kombinierte 344
 synthetische 345
 Prüfspannungen 312, 326
 Prüfspannungspegel 314, 453
 Prüftransformator 317, 319, 364, 442
 Prüfzahl 399
 Pulsed Power 25, 26, 134, 295, 347, 499
 Pulsfolgenanalyse 385
 pulsformende Leitung 347
 Pulsweitenmodulation 491
 Pulverbeschichtung 281, 504
 Pumpen 503
 Punktladung 5, 30, 35, 47, 109
 Punktschätzung 137, 138, 141
 Pyrexglas 267
 Pyrolyse 392
- ## Q
- Q-switch 503
 Qualifizierungstests 433
 Qualitätssicherung 307
 Quantil 138, 140
 Quarz 267, 268
 Quarzglas 268
 Quarzmehl 279
 Quarz-Porzellan 267
 Quasi-Integration 380
 quasistationäre Verhältnisse 21
 quasistationäres Feld 13, 29, 108
 Quellenfeld 5, 6, 8, 12
 Quellpulver 430
 Quellung 274, 275
 Quellvlies 430
 Quench 297, 507
 quer geschichtetes Dielektrikum 80, 89, 91, 96
 Querdruck 95
 Querkapazität 191
 querwasserdicht 430
- ## R
- Rabits-Verfahren 509
 Rabus 368
 Radialfeldkabel 427
 Radial-Magnetfeld-Kontakt 470
 Radikale 504
 radio-interference-meter 380
 rail-gap-Funkenstrecke 348
 Randfeld 40, 46, 190, 213
 Randfeldstärke 32, 35, 91, 93, 436, 438, 463, 495
 minimale 32

- Randfeldstärken 293
 random walk 109
 Randpotentiale 115
 Randsteuerung 438
 Rapsöl 215, 295
 Raschig-Ringe 288
 Raumladung 5, 12, 37, 100, 171, 178,
 179, 477, 495
 raumladungsbeschwerte Entladung
 171
 Raumluft 504
 Reaktionsschwund 278
 Rechteck-Prüfgenerator 492
 Rechteckspannung 328
 Verlustleistung einer 254, 491
 Rechteckstoßspannung 345
 Rechteckstoßstrom 344
 recovery voltage 105
 Reflektometrie 386
 Reflexion 123
 Reflexionsfaktor 125
 refraktive Feldsteuerung 437
 Regen 193, 285
 Regenerierung 194, 291
 Regression 150
 lineare 152
 Regressionsanalyse 152
 Regressionsgerade 150, 152
 Regressionskoeffizient 152
 Reibung 334
 Reichweite 184, 492
 Reihe, geometrische 159
 Reihenersatzschaltbild 255
 Rekombination 165
 relative Dielektrizitätszahl 6
 Relaxationsstromanalyse 406
 Relaxationszeit 251
 Relaxationszeitkonstante 256
 repräsentative Spannungen 311
 resin impregnated paper 280
 resistive Feldsteuerung 437
 resistiver Wandler 365
 Resonanz 322, 324, 362
 Resonanzschaltung 365
 Resonanztransformator 492
 Resonanzüberhöhung 322
 Resonator 503
 response-time 358
 Restlebensdauer 371
 Restlichtverstärker 382, 389, 402
 Restspannung 315
 Richtkopplertechnik 382, 386, 424,
 435
 Richtmikrofon 389, 402
 Richtungsdurchschlag 216
 Riesenimpuls 503
 Ringerder 498
 Ringladung 110
 RIP-Durchführung 439
 ripple factor 329
 Riss 89
 Rizinusöl 215, 294, 495
 Roebelstab 473
 Rogowski-Profil 46
 Rogowski-Spule 366, 369
 optische 370
 Rohrgaskabel 431
 Rohrleiter 36, 45, 64, 122, 129, 197,
 431
 Rompe und Weizel, Funkenwiderstand
 197
 Röntgenbremsstrahlung 234
 Röntgentechnik 503
 rotationssymmetrisches Feld 43
 Rotationsvoltmeter 353
 Rotor 471
 RTV-coating 490
 RTV-Silikon 284
 Rubin 503
 Rückenhalbwertszeit 24, 336, 337
 Rückkehrspannung 105
 Rückkehrspannungsanalyse 406, 408,
 412
 Rücksprühen 504
 Rückwirkung 158, 159
 Rückwirkungskoeffizient 159, 165
 Rückzugswinkel 284
 Rückzündung 467
 ruhendes Feld 13
 Rundwickel 463
 Ruß 273, 284
 Rußpartikeln 209
 RVM-Analyse 408
- S**
- Sandstrahlen 171
 Satinage 302
 Sättigungsstrom 153, 245
 Satz vom Hüllenfluss 12, 29
 Sauerstoff 164
 Säuren 290
 Schaltanlage 129
 Schalter 198, 199, 465
 supraleitender 511
 Schaltflanke 473
 Schaltfrequenz 254
 Schaltfunkenstrecke 132, 499
 Schaltgeräte 345
 Schaltkammer 468
 Schaltmedium 295
 Schaltnetzteil 333
 Schaltstoßspannung 24, 199, 313,
 337, 340
 Schaltstoßspannungsprüfung 457
 Schaltüberspannung 199
 Schätzverfahren 146
 Schaum 283, 440
 Scheibenspulenwicklung 443
 scheinbare Ladung 377, 380
 Scheiteldauer 337
 Scheitelwert 23, 24, 317, 336
 Scheitelwertmessung 350, 368
 Scheitelzeit 24, 337
 Schenkelsatz 440, 447
 Schering-Brücke 372
 Schichtleitfähigkeit 194
 Schichtung 14, 261, 299, 412
 bei Gleichspannung 96, 483
 ebene 84, 86
 kugelsymmetrische 84, 87
 zylindersymmetrische 84, 87
 Schiefe-Ebene-Prüfung 399
 Schirm 236, 470, 499
 Schirmelektrode 433
 Schirmprofil 3, 82, 195
 Schirmring 445
 Schlacke 502
 Schlagweite 492
 Schlamm 290, 461
 Schleudergussverfahren 511
 Schlichte 281
 Schlüsselgas 391
 Schockwelle 346, 500
 Schottisolator 265, 433, 447
 schräg geschichtetes Dielektrikum 82,
 97
 Schrumpfung 305
 Schutzbereich 131, 315, 349
 Schutzfunkenstrecke 315, 350
 Schutzpegel 131, 314
 Schutzraum 497
 Schutzringanordnung 374, 396
 Schutzringelektrode 407
 Schutzwinkel 498
 Schutzzone 499
 Schwaigerscher Ausnutzungsfaktor
 70
 Schwebstoffe 348
 Schwefel 164
 Schwefelhexafluorid 164, 169, 173,
 200, 264, 296, 440, 464, 466
 Schwefelwasserstoff 265
 Schwermetallmobilisierung 502
 Schwingungen
 überlagerte 455
 Schwingvoltmeter 354
 Schwund 267, 278
 Sekundäreinrichtungen 130
 Sekundärelektronenemission 235
 Sekundärlawine 171
 Sekundärstreamer 206, 496
 Sekundärsysteme 26
 Sekundärteiler 360, 363
 Sekundenreserve 510
 selbständige Entladung 153
 Selbstblasshalter 466
 selektive Messung 407

- Selektivität 327
 seltene Erden 470
 Sensor 388, 401, 404
 elektrisch kurz 352
 elektrische lang 353
 elektrooptisch 354
 magnetooptisch 354
 potentialfrei 370
 Separierung 501
 Serienresonanzanlage 318, 323, 434
 Shunt 369
 Sicherheit 479
 Sicherheitsabstand 138, 152
 Sicherheitsfaktor 312, 451
 Sicherheitsmaßnahmen 316
 Sicherheitsreserve 421
 Signalpegel 371
 Signalübertragung 401
 Silane 283
 Silanisierung 89, 268, 279, 281
 Silber 508
 Silikoketon 284
 Silikon 102, 283
 Silikonelastomer 284, 400, 431, 440
 Silikonfett 285
 Silikonflüssigkeit 215, 286, 292
 Silikonharz 284
 Silikonöl 286, 292
 Silikonpaste 195, 285, 293, 490
 Silikonschirmisolator 195, 440, 489
 Silikonüberzug 490
 Siliziumcarbid 315
 Siliziumdioxid 268
 Siliziumkarbid 475
 Sintermaterial 470
 skalares Potential 8
 Solarenergie 2
 Solver 118
 Sonde
 potentialfreie 353
 Sonderprüfung 314
 Space-Faktor 274, 294, 464
 Spalt 89, 92
 Spaltgase 391
 Spaltweite 210
 Spannung 6, 7
 wiederkehrende 199
 Spannungsänderung 482
 Spannungsbedarf 184, 198
 Spannungsbegriff 121
 Spannungsrisse 278
 Spannungssteigerung 398
 Spannungsteiler 310, 358
 Spannungsüberhöhung 324
 kapazitive 321
 transiente 485
 Spannungsverdopplungsschaltung 330
 Spannungswandler 364, 442
 Spannungs-Zeit-Fläche 176
 Spannweite 139
 Speckstein 267
 Sperrphase 330
 Spiegelfläche 48
 Spiegelglas 268
 Spiegelladung 47, 50, 53
 Spitze 179, 228
 negative 181
 positive 180
 scharfkantige 31
 Spitzenwertgleichrichtung 368
 Spitze-Platte 182, 186
 Spitze-Platte-Anordnung 176
 Spitze-Spitze 186
 Sprühentladung 334
 Sprungantwort 237
 Sprungantwortmessung 261, 345, 358, 406, 410
 Sprunggenerator 359
 Sprungtemperatur 507
 Stabilität
 thermische 251, 254
 Stabilitätsgrenze
 thermische 223
 Stab-Platte 185
 Stab-Stab-Funkenstrecke 350
 Stahlbeton 498
 Standardabweichung 139, 142, 309
 Standards 307
 Ständer 471
 Ständerimprägnierung 475
 Startelektron 158
 stationärer Zustand 96, 103, 487
 stationäres Feld 13, 108
 stationäres Strömungsfeld 13, 14, 96
 Messung 72
 statisches Feld 13, 108
 statistische Methoden 135
 statistische Streuzeit 175
 Stator 471
 Steatit 267
 Stehspannung 136, 138, 143, 312
 konventionelle 313
 statistische 313
 Stehspannungsprüfung 313
 Stehzeit 177
 Sterndiagramm 387
 Steuerbeläge 436
 Steuerkondensator 316, 330, 462, 468
 Steuerkonus 287, 431
 Steuerlänge 436
 Steuerungskontur 437
 Stichprobe 136
 Stickstoff 164, 296, 507
 flüssiger 507
 Stielbüschel 183
 Stirnkontakt 463, 494
 Stirnzeit 336
 Stoffgleichungen 10, 12
 Stoffmischung 244
 Störpegel 225
 Störspannungsmessgerät 380, 381
 Störstelle 188
 Störungen
 durch freie Partikel 382
 durch schlechte Kontakte 382
 elektromagnetische 382
 impulsförmige 382
 netzgebundene 382
 schmalbandige 382
 Stoß
 elastischer 162
 ionisierender 162
 Stoßfaktor 174
 Stoßionisation 153, 158, 162, 196
 Stoßkapazität 338, 341
 Stoßkennlinie 150, 177, 315
 Stoßkondensator 493
 Stoßkreis 338, 340, 499
 -Dämpfung 343
 -Induktivität 343
 Stoßspannung
 Anforderungen 336
 Blitz- 336
 Erzeugung 335
 Isolationssysteme 492
 Rechteck- 345
 Schalt- 337
 Schlagweite 492
 Stoßspannungsprüfung
 Transformatoren 340, 454
 Stoßspannungsteiler 361
 Stoßstrom 343
 Stoßwahrscheinlichkeit 162, 163
 Stoßwelle 500
 Stoßwellentherapie 500
 Strahlungsfeld 119
 Streamer 171, 179, 183, 191, 492, 496
 Streamer-Aufbauzeit 175
 Streamerwachstumsgeschwindigkeit 184
 Streifenleitung 123, 494
 Streuinduktivität 321
 Streukapazität 8, 316, 329, 342, 358, 361, 372
 Streuung 342, 398, 497
 Streuungsmaße 138
 Streuzeit
 statistische 174
 Strom 6
 Stromabriss 466, 469
 Strombegrenzung 154
 Stromdichte 6, 509
 kritische 507
 Stromkomparatoren 374
 Strommessshunt 369
 Strommessung 369
 Strommesswiderstand 369

- Strommesszange 369
 Strömungsfeld 7, 18, 477
 Stromverdrängung 13, 16
 Stromverhältnis, charakteristisches 416
 Stromverstärkung 159, 161
 Stromwandler 366
 Stückprüfung 313, 434
 Stufendurchschlag 201
 Stufenschalter 420, 440, 444
 Stufenwähler 444
 Stützeranordnung 91
 Stützisolator 365
 Sulfatverfahren 302
 Summenhäufigkeit 136, 139
 Summenladespannung 341
 Superisolation 512
 Supraleiter, Typ I und II 507
 Supraleitung 296, 507
 Anwendung 510
 Energiespeicher 511
 Generator 513
 Hochtemperatur- 507
 Kabel 512
 Kurzschlussstrombegrenzer 512
 Motor 513
 Niedertemperatur- 507
 Schalter 512
 Transformator 513
 Verluste 508
 surface charge simulation method 108
 synchrone Mehrstellen-TE-Messung 386
 synthetische Prüfschaltung 345
 Systemantwort
 dielektrische 237, 240, 405
 Systemeigenschaften 403
- T**
- Tageslicht-UV-Kamera 389, 402
 Taktfrequenz 491
 tangentielle Beanspruchung 79, 93, 450
 Target 134
 Tastkopf 360
 Taupunktmessung 413
 Teflon 275, 466
 Teilchenstrahl 500
 Teildurchschlag 422
 Teilentladung 27, 90, 213, 224, 473, 491
 äußere 225
 bei Gleichspannung 478
 Bewertungsschema 232
 Hohlraum 230
 innere 157, 225
 Interpretation 230
 Kontakt zur Elektrode 230
 Kontaktrauschen 232
 Korona 230
 Oberfläche 230
 Phasenlage 227
 Teilentladungen im Betrieb 423
 Teilentladungsaussatz 227, 380
 Teilentladungsdiagnose 383
 Analyse der Impulsform 386
 Fehlerseparierung 387
 klassische Interpretation 383
 Ortungsverfahren 386
 Pulsfolgenanalyse 385
 Schwierigkeiten 385
 statistischer Ansatz 384
 UHF- 388
 Teilentladungseinsatz 91, 190, 227, 230, 378, 380
 Teilentladungsenergie 378
 Teilentladungserosion 378
 Teilentladungsintensität 378, 380
 Teilentladungsknick 372
 Teilentladungsmessgerät 379
 breitbandiges 380
 schmalbandiges 381
 Teilentladungsmesskreis 376
 Teilentladungsmessung 289, 376
 akustische 389
 bei Gleichspannung 379
 optische 389
 störungsfreie 382
 Teilentladungsmonitoring 423
 Teilentladungsquellen 228
 Teilentladungsresistenz 283
 Teillichtbogen 399
 Temperatur 186
 Temperaturabhängigkeit 243, 253, 260
 Temperaturbeständigkeit 266, 274
 Temperaturkompensation 358
 Temperaturprofil 424, 425
 Temperaturüberwachung 419, 423
 TEM-Welle 20, 26, 120
 Tertiärstreamer 206, 496
 Tesla-Transformator 323, 492
 Texturierung 508
 thermische Ausdehnung 288
 thermische Feldberechnung 221
 thermische Gasblase 509
 thermische Instabilität 217
 thermische Kippspannung 219, 220
 thermische Stabilität 250
 thermische Stabilitätsgrenze 223
 thermische Zeitkonstante 420
 thermisches Transformatormodell 420, 459
 Thermoionisation 153, 179, 183, 198
 Thermoplaste 270, 271
 Thermostabilitätsprüfung 217
 Thyratron 499
 Tiefpassfilter 376, 473
 Tiefstfrequenzspannung 318, 327
 Tieftemperaturtechnik 296
 Tiefziehen 303
 time resolved analysis 386
 Titration 290
 Toepler, Funkenwiderstand 197
 Toepler-Pumpe 394
 Topfzeit 278
 Townsend-Entladung 154, 157, 160, 167
 toxische Substanzen 265
 Tränkbad 280
 Transferbetrieb 346
 Transferfunktion 404, 456
 Transformator 24, 440
 Alterung 420
 Diagnose 459
 Fertigung 452
 gasisolierter 320, 442
 Gießharz- 319
 Grenztemperatur 420
 hermetisch geschlossener 292
 HGÜ- 479
 Hochfrequenz 333
 Prüf- 318
 Stoßspannungsprüfung 340
 supraleitender 513
 Tesla- 323
 Trocknung 461
 Überlastdauer 420
 Werterhaltung 460
 Transformatordurchführung 481
 Transformatoröl 289
 Transformator-Isolierung
 Wiederaufbereitung 413
 Transformatormodell
 thermisches 420, 459
 Transformatorprüfung 452
 Transformatorwicklung 122, 130, 442
 Transformatorwindung 16
 Transformerboard 257, 441, 449, 496
 transiente Belastung 105
 transiente Öldruckmessung 403
 Transienten 483
 transienter Vorgang 483
 transientes Feld 114
 Transitzeit 246, 258, 488
 Transport 288
 transversales Feld 120
 Treibhauspotential 266, 469
 Trendanalyse 372, 393
 Trennfuge 287, 431, 433
 Trenngrad 504
 Trennschalter 129, 465
 Triangulation 389, 402
 Trichel-Impulse 181, 224
 Triggerung 339, 342, 348, 499
 Tripel-Punkt 91, 189, 235, 470
 trockene Zone 195

- Trockentransformator 280, 442
 Trockenvorlage 288
 Trocknung 288, 304, 413, 452, 461, 463
 Trommelgenerator 335
 Tröpfchen 284
 tropfdichter Abschluss 447
 Tunneleffekt 216, 233
 t-Verteilung 146
 Typprüfung 313
- U**
- Überdimensionierung 312
 Übergangsvorgang 19, 20, 96, 102, 104, 483, 485
 Übergangswiderstand 426
 Überhitzung 392
 Überkompensation 360
 Überlappung 445
 Überlast 458
 Überschlag 157
 rückwärtiger 130
 Überschlagspannung 192
 Überspannung
 äußere 25, 200, 335
 innere 24, 199, 335
 transiente 26, 335
 Überspannungsableiter 131, 169, 177, 311, 314, 499
 Überspannungsschutzgeräte 344
 Übertragungsfunktion 403, 456
 Online- 404
 Übertragungsverhalten 358
 UHF-Diagnose 388
 Ultraschall 389
 Umgautschen 303
 Umgebungstemperatur 223
 Umpolen 20, 28, 106, 479, 483, 486
 Umrichter 473
 Unabhängigkeit, statistische 136
 ungleichförmige Beregnung 489
 Universal-C-tan d-Messbrücke 374
 unselbständige Entladung 153
 Unterkompensation 360
 Urliste 136, 139
 UV-Entladungslicht 389
 UV-Licht 175
- V**
- Vacuum-Pressure-Impregnation 475
 Vakuum 288
 Vakuumdurchschlag 167, 233, 504
 Vakuumguss 279
 Vakuumimprägnierung 280, 281
 Vakuumisolation 510
 Vakuumkapazität 237
 Vakuumröhre 469
 Vakuumschalter 200, 469
- Valenzband 216
 van de Graaffscher Generator 334
 van-der-Waals'sche Kräfte 270
 Vapour-Phase 304, 452, 461
 Varianz 138
 empirische 139
 Variationskoeffizient 139
 Vektorpotential 8, 108
 Ventilableiter 315
 Verarbeitungszeit 278
 verbotene Zone 216
 Verbrennungsmotor 505
 Verbundisolator 102, 268, 286, 440, 489
 Verdampfungsverfahren 391
 Verdet'sche Konstante 356
 verflüssigte Gase 215
 Vergleichszahl 399
 Vergrößerungsgesetz 147, 175, 211, 217, 430
 Vergussmasse 283
 Verhältniszahlen 392
 Verharzung 290
 verlustbehaftete Leitung 123
 Verlustfaktor 217, 240, 250, 252, 290, 396, 416
 bei Betriebstemperatur 421
 Verlustfaktoränderung 423
 Verlustfaktorkorrektur 373
 Verlustfaktormessung 372
 Verlustleistung 218, 250, 256, 323
 verlustlose Leitung 120
 Verlustwinkel 250
 Vermaschung 498
 vernetztes Polyäthylen 273
 Vernetzung 270, 284, 430
 Verrundung 46
 Verschiebungsfeld 7
 verschleierte Gasentladung 205
 Verschlusskeil 473
 Verschmutzung 208, 284
 Isolatoren 23
 Verseifungszahl 290
 Versetzungen 216
 Verteilung
 empirische 136, 140, 141
 statistische 136
 theoretische 137, 141
 Verteilungsfunktion 136, 142, 143, 309
 Verteilungsprüfung 137, 141
 Verteilungstabelle 139
 Verteilungstyp 141
 Vertrauensbereich 137, 141, 309
 Vertrauensintervall 138
 Vervielfachungsschaltung
 Greinacher- 330
 very low frequency 318
 verzerrungsfreie Leitung 123
- Vibration 472
 Viereckformel 111
 Vinylchlorid 273
 Viskosität 278, 293, 495
 Visualisierung 384
 visuelle Diagnostik 402
 VLF-Prüfung 327
 Volumen
 kritisch beanspruchtes 212
 Volumeneffekt 147, 217
 Volumen-Zeit-Gesetz 175
 volumetrische Methode 390
 von Flüssigkeiten 203
 Vorentladung 178, 182
 Vorlichtbogen 194
 Vor-Ort-Prüfspannungen 326
 Vor-Ort-Prüfung 326, 336, 341, 435
 Vorrückwinkel 284
 Vorschriften 307
 Vorwiderstand 155, 350, 367, 505
 Vulkanisation 284
- W**
- Wahrscheinlichkeit
 Durchschlags- 148
 Halte- 148
 Wahrscheinlichkeitsnetz 141, 144
 Wahrscheinlichkeitspapier 141
 Wanddurchführung 3, 479, 490
 HGÜ- 101
 Wanderwelle 26, 119, 120, 348, 473
 Wanderwellenfahrrplan 126
 Wandler 364
 magnetooptischer 356
 Spannungswandler 364
 Stromwandler 366
 Wärmdurchschlag 251
 Wärmebewegung 243
 Wärmebilanz 218
 Wärmebildkamera 402
 Wärmedurchschlag 178, 217, 219, 223, 250, 254, 491
 globaler 219
 lokaler 219
 Wärmegewitter 200
 Wärmeübertragung 472, 510
 Wartezeit 289
 Wasser 134, 242, 290, 295, 501
 entionisiertes 215, 347
 Wasserdampfpartialdruck 304, 305, 413
 Wasserfilm 285
 Wassergefährdungsklasse 292
 Wassergehalt 390
 im Papier 248, 411, 415
 Wasserisolation 347
 Wassersensor 424
 Wasserstoff 290, 392
 Wasserstoffgas 423

- Wasserwiderstand 295
 water trees 221, 273, 327, 430
 Wechselspannung 313, 329, 481
 Anforderungen 326
 Erzeugung von 317
 gedämpfte 328
 induzierte 319
 Isolationssysteme 427
 Kurzzeit-Steh- 456
 Langzeit-Steh- 456
 Wechselstromleitfähigkeit 246, 376
 Weglänge
 mittlere freie 162
 Weibull-Exponent 144
 Weibull-Verteilung 142, 143
 Weichmacher 273
 Weichpapier 439
 Weitdurchschlag 165, 168
 Wellencharakter 21
 Wellenersatzbild 125
 Wellengitter 126
 Wellenlänge 17, 242
 Wellenwiderstand 20, 122
 Feld- 123
 Leitungs- 121
 Welligkeit 22, 329, 333
 Werterhaltung 460
 Wickelkondensator 93
 Wickelkopf 471, 476
 Wickelkopfisolierung 474
 Wickelmuffe 433
 Wickeln 303
 Wickelrohr 268, 283
 Wickeltechnik 433
 Wickelverfahren 281
 Wicklung
 bei Stoßspannung 444
 Folien-/Bänder- 443
 gestürzte 443
 Lagen- 443
 Resonanzen 444
 Scheibenspulen- 443
 Spannungsaufteilung 444
 Transformator- 442
 Verspannung 445
 Wicklungsdeformation 404, 455
 Wicklungseinspannkraft 403
 Widerstandsband 340
 Widerstandsgerade 155
 Widerstandspanat 505
 Widerstandspapier 73
 Wiederholungsprüfung 314
 wiederkehrende Spannung 105, 199,
 345, 409, 465, 479
 Wiederverfestigung 466
 Wiederzündung 130, 467
 Windenergie 2
 Windungsisolierung 443
 Windungsschluss 404, 455
 Wirbelfeld 5, 7, 8, 10
 Wirbelströme 13, 16, 108
 Wirbelstromverluste 16
 Wirkstrom 250
 Wismut 508
 Witterungsbeständigkeit 266
 Wolfram-Kupfer 466
 Wolke-Erde-Blitz 201
 Wolkenplots 384
 Wolke-Wolke-Blitz 201
 Wollastonit 279
 Worst-Case 483
 Würfelformel 112

X
 X-Wachs 283, 290, 495

Y
 YAG-Laser 503
 Yttrium 508

Z
 Zaengl-Teiler 361
 Zähigkeit 283
 Zeichenregeln 39
 Zeitbereich 237, 406
 Zeiteffekt 147
 Zeitkonstante 19, 483
 Zeitparameter 338
 Zelle, biologische 502
 Zellstoff 302
 Zellulose 210, 247, 298, 302, 441,
 462
 Alterung 395
 Zersetzung von 392
 Zentralwert 150
 empirischer 138
 Zeolithe 282, 462
 Zersetzungsprodukte 292, 468
 Zertifizierung 308
 Zertrümmerung 500
 Zinkoxid 316
 Zone, trockene 195
 Zuckerrübe 502
 Zufallsgröße 136, 152
 Zufallslauf 109
 Zugspannung 96
 Zündbedingung 158, 160, 173
 Zündfunkenstrecke 505
 Zündkerze 245, 505
 Zündspannung 153, 166, 226
 Zündspule 505
 Zündtrafo 502
 Zündung 342
 Zündverzugszeit 342
 Zungen 463, 494
 Zuschlagstoffe 273
 Zweidrahtleitung 59
 Zweigrenzenverteilung 145
 Zweikomponenten-Klebstoffe 281
 Zweischichtenmodell 259
 Zweiwegstützschaltung 368
 Zwickel 91, 190, 397
 Zwischenspeicherung 493
 zyklische Prüfung 400
 Zylinder über Ebene 62
 Zylinder, exzentrische 64
 Zylinder/Zylinder 59
 Zylinderkondensator 33
 Zylinderkoordinaten 8, 38
 zylindersymmetrisches Feld 33

Druck: Strauss GmbH, Mörlenbach
Verarbeitung: Schäffer, Grünstadt