

# **„Erzeugung hochfrequenter Hochspannung zur Untersuchung des dielektrischen Verhaltens von Isolierstoffen“**

Zur Erlangung des akademischen Grades eines

DOKTOR-INGENIEURS

von der Fakultät für  
Elektrotechnik und Informationstechnik  
der Universität Fridericiana Karlsruhe  
genehmigte

DISSERTATION

von

Dipl.-Ing. Alexander Mischa Nagel  
aus Karlsruhe

Tag der mündlichen Prüfung: 23. Oktober 2008

Hauptreferent: Prof. Dr.-Ing. T. Leibfried

Korreferent: Prof. Dr.-Ing. V. Hinrichsen



„Life is what happens to you while you're busy  
making other plans“

(John Lennon)



## Vorwort

Die vorliegende Dissertation entstand während meiner Tätigkeit als wissenschaftlicher Mitarbeiter am *Institut für Elektroenergiesysteme und Hochspannungstechnik (IEH)* der *Universität Karlsruhe (TH)*.

Mein besonderer Dank gebührt meinem Doktorvater und Leiter des Instituts, Herrn Prof. Dr.-Ing. Thomas Leibfried, für die gewährte Unterstützung. Neben der interessanten Aufgabenstellung und den ausgezeichneten Arbeitsbedingungen, haben seine stete Bereitschaft zur Diskussion, die daraus entstandenen Anregungen, sowie die geschaffenen Forschungsmöglichkeiten wesentlich zum Gelingen dieser Arbeit beigetragen.

Herrn Prof. Dr.-Ing. Volker Hinrichsen von der Technischen Universität Darmstadt danke ich für die Übernahme des Korreferats und sein großes Interesse an der vorgelegten Arbeit.

Weiterhin gilt mein Dank den Mitarbeitern der Siemens AG, Christoph Plötner und Thomas Manthe für die Grundidee zu der in dieser Arbeit behandelten Problemstellung, ebenso wie für die Unterstützung mit praktischen Anforderungen und Anregungen aus Industriesicht. Allgemein bedanke ich mich bei der Siemens AG für die Unterstützung meiner Arbeit im Rahmen einer Forschungskooperation mit dem IEH.

Einen ganz besonderen Dank schulde ich meinen Kollegen Bernd Hoferer, Christian Homagk, Kai Mössner, Michael Jaya, Thomas Zöllner, Dietmar Giselbrecht und Florian Martin für die zahlreichen Gespräche und Diskussionen, sowie die freundschaftliche Zusammenarbeit und Unterstützung während den vergangenen Jahren. Ebenso gilt darüber hinaus ein besonderer Dank meinen ehemaligen Diplomanden und heutigen Kollegen, Christoph Herold und Timo Wenzel, für Ihre Mitarbeit und die interessanten Projektgespräche. In diesem Zusammenhang bedanke ich mich außerdem bei meinen weiteren Diplomanden und Studienarbeitern, Peter Otte, David Löw und Moritz Hochlehner, die gemeinsam mit mir an den verschiedenen Projekten gearbeitet haben.

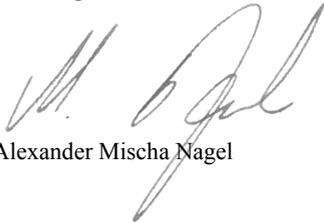
Inbesondere möchte ich mich bei Herrn Dr.-Ing. Rainer Badent für seine fachlichen Ratschläge, die gewährte Unterstützung und die kollegiale Zusammenarbeit herzlich bedanken.

Den Mitarbeitern des Elektro-Mechanischen Servicelabors danke ich für die Unterstützung bei der Anfertigung meiner Prüfgefäße, den Spulen und den unzähligen weiteren Kleinteilen, die im Laufe meiner Tätigkeit angefallen sind.

Abseits der wissenschaftlichen Arbeit bedanke ich mich herzlich bei meinen Freunden; ohne deren Gemeinschaft und den Austausch von allgemeinen, bzw. fachfremden Themen könnte ich mir meinen Alltag nicht vorstellen.

Mein größter Dank richtet sich an meine Verwandten und noch viel mehr an meine Eltern, Gudrun und Manfred Nagel. Durch ihre Förderung und Unterstützung, vor und während meiner Ausbildung, haben sie es mir erst ermöglicht diesen Weg zu gehen.

Nürnberg, im Dezember 2008

A handwritten signature in black ink, consisting of a stylized 'M' followed by 'Nagel'.

Alexander Mischa Nagel

---

## Inhaltsverzeichnis

<b>Kapitel 1 Einleitung .....</b>	<b>1</b>
<b>Kapitel 2 Grundlagen .....</b>	<b>3</b>
2.1 Durchschlagmechanismen und -vorgänge .....	3
2.1.1 Gasentladungen .....	4
2.1.2 Entladungen in Flüssigkeiten .....	6
2.1.3 Entladungen in Festkörpern .....	8
2.1.4 Vergrößerungsgesetze und Statistik .....	10
2.2 Dielektrische Eigenschaften .....	12
2.3 Eigenschaften von Transformatorenöl .....	13
2.4 Eigenschaften von Transformerboard .....	15
2.5 Feldtheorie zum Tripelpunkt .....	16
2.6 Durchschlagprüfungen für Gleichspannung, Stoßspannungen und Spannungen energietechnischer Frequenz .....	18
2.6.1 Versuchsanordnung .....	18
2.6.2 Versuchsdurchführung .....	21
<b>Kapitel 3 Hochfrequente Hochspannungen .....</b>	<b>25</b>
3.1 Definition hochfrequenter Hochspannung .....	25
3.2 Auftreten und Form hochfrequenter Hochspannung .....	27
3.2.1 Beschreibung des Resonanzverhaltens von Transformatoren .....	28
3.2.2 Ursachen und Wirkungen von Resonanzen in Transformatoren .....	30
3.3 Erzeugung hochfrequenter Hochspannung .....	38
3.3.1 Hochfrequenztransformator .....	38
3.3.2 Teslagenerator .....	39
3.3.3 Röhrenverstärker .....	42

3.3.4	Stoßspannungsschwingkreis .....	44
3.3.5	Leistungselektronisch erregter Teslagenerator .....	45
3.3.6	Frequenzvariabler Wechselrichter mit Serienschwingkreis .....	46
<b>Kapitel 4 Hochfrequente Hochspannungsquelle .....</b>		<b>49</b>
4.1	Randbedingungen zur Auslegung der Quelle .....	50
4.1.1	Vorgabewerte für die Konstruktion der Quelle .....	50
4.2	Frequenzvariabler Wechselrichter .....	52
4.2.1	Funktionsweise .....	52
4.2.2	Erzeugung einer variablen Gleichspannung .....	54
4.2.3	Auswahl der Schaltelemente des Wechselrichters .....	56
4.2.4	Schaltsignalerzeugung .....	57
4.2.5	Wechselrichterschaltung .....	60
4.2.6	Entlastungsnetzwerke und Filterbeschaltung .....	61
4.2.7	EMV-Optimierung und Schutzmaßnahmen .....	63
4.3	Wechselrichterankopplung an den Resonanzkreis .....	65
4.3.1	Ferrittransformator zur Wechselrichterankopplung .....	66
4.4	Messung hochfrequenter Hochspannung .....	70
4.5	Frequenzabgleich des Resonanzkreises .....	73
4.5.1	Kondensatorbank .....	77
4.5.2	Variabler Abgleichkondensator .....	77
4.6	Schwingkreisinduktivität .....	79
4.6.1	Geometriebetrachtung und -auswahl .....	80
4.6.2	Berechnung von Zylinderspulen .....	82
4.6.3	Theoretischer Gütefaktor (TQ) .....	87
4.6.4	Hochfrequente Hochspannungs-Spulen .....	96
4.7	Prüfgefäße .....	102
4.7.1	Prüfgefäß für Isolierflüssigkeiten .....	103
4.7.2	Prüfgefäß für plattenförmige Feststoffe .....	105
4.8	Verschaltung der Einzelelemente zur Gesamtanlage .....	113
<b>Kapitel 5 Untersuchungen mit hochfrequenter Hochspannung.....</b>		<b>115</b>
5.1	Literaturüberblick hochfrequenter Hochspannung .....	115

---

5.1.1	Feststoffe .....	116
5.1.2	Flüssigkeiten.....	118
5.2	Abhängigkeit von der Elektrodenform bei Isolieröl .....	119
5.3	Abhängigkeit vom Elektrodenabstand bei Isolieröl.....	122
5.4	Frequenzabhängigkeit bei Isolieröl.....	124
5.5	Einfluss des Wassergehalts von Transformatorenöl .....	126
5.6	Zeitlicher Verlauf des Durchschlags bei Transformatorenöl .....	127
5.7	Beobachtungen bei Feststoffuntersuchungen.....	129
<b>Kapitel 6 Zusammenfassung und Ausblick.....</b>		<b>131</b>
<b>Anhang A Bemäßung der Plattenelektroden .....</b>		<b>133</b>
<b>Literaturverzeichnis .....</b>		<b>135</b>



## Symbole

$\mu_0$	Magnetische Feldkonstante	$f_r$	Resonanzfrequenz
$\mu_r$	Permeabilität	$G$	Leitwert
$\delta$	Eindringtiefe	$H$	Magnetfeld
$\varepsilon_0$	Elektrische Feldkonstante	$I$	Strom
$\varepsilon_r$	Dielektrizitätszahl	$J$	Stromdichte
$\eta$	Schwaigerscher Ausnutzungs- faktor	$L$	Induktivität
$\varphi$	Potential	$l$	Länge
$\Phi$	Magnetischer Fluß	$l_{\text{DRAHT}}$	Drahtlänge
$\kappa$	Koppelfaktor	$l_s$	Spulenlänge
$\lambda$	Wellenlänge	$M$	Koppelinduktivität
$\tau$	Laufzeit	$n$	Vergrößerungsfaktor
$\omega$	Kreisfrequenz	$N$	Windungszahl
$\omega_{\text{rel}}$	Relativer Wassergehalt	$P_\delta$	Dielektrische Verlustleistung
$A$	Fläche	$Q$	Ladung, Güte
$B$	Magnetische Flussdichte	$R$	Widerstand
$C$	Kapazität	$r$	Reflektionsfaktor
$c$	Ausbreitungsgeschwindigkeit, Lichtgeschwindigkeit	$r$	Radius
$d$	Elektrodenabstand, Abstand allgemein	$s$	Ladungsträger
$d_{\text{DRAHT}}$	Drahtstärke	$T$	Temperatur
$d_s$	Spulendurchmesser	$t$	Zeit
$E$	Elektrische Feldstärke	$\tan\delta$	Dielektrischer Verlustfaktor
$E_d$	Durchschlagfeldstärke	$U$	Spannung
$E_{\text{krit}}$	Kritische Elektrische Feldstärke	$\ddot{u}$	Übersetzungsverhältnis
$F$	Kraft	$U_d$	Durchschlagspannung
$f$	Frequenz	$V$	Volumen
		$X$	Blindwiderstand
		$Y$	Admittanz
		$Z$	Impedanz



# Kapitel 1

## Einleitung

In der Energietechnik werden Isolierstoffe, sowohl flüssige als auch feste, in großer Anzahl eingesetzt. Dabei müssen sie nicht nur ausschließlich ihre namensgebende Aufgabe ausüben, sondern werden auch zur Beeinflussung und Steuerung der elektrischen Felder eingesetzt. Üblicherweise spielen sich die Belastungen entweder bei Gleichspannung (DC) oder Wechselspannungen (AC) mit 50 oder 60 Hz ab. Bei derartigen Spannungsformen sind die Isoliermaterialien hinsichtlich ihrer Eigenschaften, insbesondere den dielektrischen Festigkeiten, bestens bekannt und es ist somit die Aufgabe der Materialforschung, Verbesserungen und Weiterentwicklungen vorzunehmen.

Entgegen diesen grundlegenden Belastungen stehen eine ganze Reihe von Entwicklungen auf dem Energiesektor, wie beispielsweise ein immer schneller steigender Verbrauch, gepaart mit einer dezentralen Versorgungsstruktur. Auch ein Bedarf zur Übertragung elektrischer Energie über weite Entfernungen, beispielsweise zur Nutzung von regenerativer Windkraft aus Offshoreanlagen in weiter entfernten Landesteilen, nimmt immer mehr zu, ebenso wie schon alleine deren verlustarme Anbindung an die Küste. Dazu werden nicht nur zusätzliche Transportkapazitäten benötigt, sondern auch Stabilitäts- und Kontrollsysteme für das bestehende Netz.

Diese Aufgaben können unter anderem von modernen Betriebsmitteln geleistet werden. Auf Seiten der Übertragung elektrischer Energie weckt insbesondere die Hochspannungs-Gleichstrom-Übertragung (*HGÜ*) das Interesse. Eine ähnliche Technik findet auch ihren Einsatz bei der Stabilitätsbeeinflussung von Drehstromnetzen mit sogenannten „Flexible AC Transmission Systems“ (*FACTS*), die variabel Blindleistung zu Kompensationszwecken bereitstellen oder aktiv den Leistungsfluss beeinflussen können.

Derartigen Systemen ist gemein, dass sie mit leistungselektronischen Schaltern operieren. Bei deren Schaltvorgängen, wie bei klassischen im Übrigen auch, treten nun nicht allein die Netzfrequenz oder Gleichspannung auf, sondern auch ein transients Vorgang mit einer kurzen Anstiegszeit. Gemäß der Signaltheorie beinhaltet dieser recht

hohe Frequenzen. Wird ein solcher Vorgang nun mehrmals pro Periode der Grundschwingung ausgeführt, steigt die Belastung für alle angeschlossenen Betriebsmittel. Dies stellt eine Beanspruchung dar, die sich nicht mehr durch Hochspannungsprüfungen mit Schalt- und Blitzstoß nachbilden lässt.

Gerade Leistungstransformatoren, die essentieller Bestandteil von leistungselektronischen Gesamtanlagen sind, werden in der Folge mit hochfrequenten Spannungen beaufschlagt. Das Wissen über das Verhalten ihres Isolationssystems, in der Hauptsache spezielles Transformatorenöl und damit imprägnierte Zellulosewerkstoffe, ist für diese Belastungen jedoch kaum vorhanden. An dieser Stelle setzt die vorliegende Arbeit ein.

Die Hauptschwierigkeit, die sich bei dem Versuch von Untersuchungen dieser Werkstoffe zeigt, liegt in der Erzeugung von kontinuierlichen Prüfspannungen. Der dabei verfolgte Ansatz ist die Erweiterung der Kenntnisse des Materialverhaltens über die normalen, energietechnischen Frequenzen hinaus. Bleibt man bei einer Vergleichsmöglichkeit zu genormten Prüfungen, so ist eine Sinusspannung unerlässlich. Gemessen an den bekannten Daten über die Spannungsfestigkeit von Öl und Zellulose sollte die Prüfgröße eine Amplitude von bis zu 100 kV erreichen, um den dielektrischen Zusammenbruch der Proben herbeizuführen bei Frequenzen von bis zu 400 kHz. Im Rahmen dieser Arbeit wird eine dazu geeignete Anlage ausgelegt.

Nach den zum weiteren Verständnis benötigten Grundlagen in Kapitel 2, die sich unter anderem mit den dielektrischen Eigenschaften der betrachteten Stoffe und den gängigen Prüfabläufen beschäftigen, werden im darauf folgenden Kapitel 3 die neuartigen Belastungen und ihre Herkunft näher beschrieben. Daran angeschlossen werden die Möglichkeiten zur Erzeugung der benötigten hochfrequenten Hochspannungen behandelt, was im umgesetzten Funktionsprinzip endet.

Im darauf folgenden Kapitel 4 wird als Hauptbestandteil dieser Arbeit die Quelle ausgelegt, mit all ihren benötigten Bestandteilen. Speziell die Verlustoptimierung des verwendeten Schwingkreises ist dabei von Bedeutung. Daneben werden Gesichtspunkte wie die Messung der hochfrequenten Hochspannungen, ihre Frequenzabstimmung, das Zusammenspiel der unterschiedlichen Anlagenteile, bis hin zu den einsetzbaren Prüfgefäßen behandelt.

Anschließend werden im Kapitel 5 Untersuchungen mit der neu entstandenen Quelle vorgestellt, in denen unterschiedliche Einflussfaktoren auf die messbare Durchschlagfestigkeit, wie Elektrodenform, Elektrodenabstand, Wassergehalt und nicht zuletzt auch die Frequenzabhängigkeit selbst erörtert werden. Daran anschließend wird in Kapitel 6 mit einer Zusammenfassung über die gesamte Arbeit und einem Ausblick auf weiterführende Möglichkeiten geschlossen.

---

## Kapitel 2

### Grundlagen

Materialuntersuchungen von elektrischen Isolierstoffen sind eine der ältesten Arbeitsgebiete der elektrischen Energietechnik. Die Kenntnis über die ihnen zumutbaren Spannungen, sowie ihre voraussichtliche Lebensdauer, sind von elementarer Bedeutung. Materialien verschiedenster Aggregatzustände finden ihren Einsatz im Rahmen der Isolationskoordination von Anlagen und Betriebsmitteln.

Hinsichtlich des Wissens um die Vorgänge beim elektrischen Durchschlag unterscheiden sich Feststoffe grundsätzlich von Flüssigkeiten oder Gasen, wie in diesem Kapitel näher erläutert werden wird. Während die Mechanismen, inklusive dem Zusammenbruch, gerade bei Gasen bestens bekannt und in der Literatur eingehend beschrieben sind, ist dieses bei den anderen Medien nicht der Fall. Darüber hinaus zeigt sich ein Effekt des physischen Aufbaus der Durchschlagsanordnung, der beispielsweise von Flächen-, Volumen oder Orientierungseinflüssen herrührt. Diese spiegeln sich in den gängigen Verfahren und Messeinrichtungen zur Bestimmung der Durchschlagfestigkeit wider, wie sie bei Gleich- und Wechselspannungen mit energietechnischen Frequenzen (50/60 Hz) Anwendung finden und abschließend beschrieben werden.

Zuvor wird noch näher auf die dielektrischen Eigenschaften von Materialien eingegangen, insbesondere auch auf Frequenzeinflüsse, sowie eine Darstellung von feldtheoretischen Grundlagen gegeben.

#### 2.1 Durchschlagmechanismen und -vorgänge

In der Literatur werden mehrere unterschiedliche Prozesse sowie ausschlaggebende Faktoren angeführt, die letztendlich zu einem elektrischen Durchschlag führen. Der Zusammenbruch des Dielektrikums ist dabei nur das finale Ergebnis. Die Zeit bis zu diesem und die dabei vorherrschenden Randbedingungen sind für die weiteren Betrachtungen essentiell und sollen im Folgenden näher betrachtet werden.

Entscheidend ist, dass eine vollständige Erklärung und detaillierte Kenntnis des elektrischen Durchschlages bisher noch nicht vorliegt. Für den Fall eines Gasdurchschlags

existieren zahlreiche Theorien, die jedoch nicht im gleichen Maße für Feststoffe vorliegen. Vorgänge bei Flüssigkeiten sind zwar ansatzweise theoretisch betrachtet worden, allerdings in deutlich geringerem Umfang als bei Gasen.

Abgesehen von vollständigen Durchschlägen, wie sie in dieser Arbeit betrachtet werden, kann auch punktuell die Zündbedingung überschritten werden, was zu einem Teildurchschlag an dieser Stelle führt. Die so entstehenden Teilentladungen (TE) beschränken sich auf kleine Raumgebiete innerhalb eines Dielektrikums beziehungsweise an den Grenzen zwischen zwei Materialien. Eine sichtbare Form der TE, beispielsweise an einer inhomogenen Leitungsführung, ist eine *Korona*. Auch ein Glimmen oder Streamer werden zur TE dazugezählt, wobei diese dann relativ zeitnah auch zu einer vollständigen Entladungen führen. Oftmals werden in Untersuchungen und Beurteilungen von Isoliersystemen, die Teilentladungen als ein Maß für deren Zustand herangezogen. Insbesondere Fehlstellen wie Risse oder Lunker zeichnen dabei ein deutliches Bild. Da es sich um kleine Durchschläge handelt, kann auch davon ausgegangen werden, dass eine Erhöhung der Spannung zum Kompletversagen an der schwächsten, also der TE-belasteten Stelle führt. Nicht zu vergessen ist die zersetzende Wirkung des Mikrolichtbogens an sich, was eine Belastung, Erosion mit Ausweitung der Fehlstelle oder Zersetzung, und damit eine Alterung des Dielektrikums verursacht.

Teilentladungen sind in ihrer Betrachtung kein direkter Bestandteil dieser Arbeit, weshalb sie auch nicht näher in ihrer Theorie betrachtet werden, jedoch sollte die Möglichkeit ihres Auftretens für die Konstruktion der hochspannungsbeanspruchten Anlagenteile beachtet werden.

### 2.1.1 Gasentladungen

Verglichen mit Flüssigkeiten und Feststoffen besitzen Gase relativ geringe Spannungsfestigkeiten. Neben dem Einsatz als direkt wirksame Isolation, beispielsweise in Pressgaskondensatoren – Isoliergas meist  $N_2$  – oder  $SF_6$ -Schaltanlagen, ist selbstverständlich die umgebende Luft als ständiges Dielektrikum vorhanden. Da diese Art der Entladung somit nur indirekt bei den hier behandelten Untersuchungen auftritt, werden an dieser Stelle die Gasentladungen nur kurz umrissen.

Bedingt durch äußere Einflüsse, beispielsweise Strahlung, werden ständig Ladungsträgerpaare und somit freie Elektronen, generiert. Diese bewegen sich im elektrischen Feld und führen so zu einem Stromfluss zwischen Anode und Kathode. Diese *unselbständige Entladung* tritt immer auf, weshalb es auch kein perfektes Dielektrikum gibt. Eigenständig werden hingegen keine weiteren Elektronen generiert. Erst mit zunehmender Feldstärke und der damit verbundenen Beschleunigung der Ladungsträger kommt es zur *selbständigen Entladung*, wo lawinenartig weitere Ladungen frei werden.

Mittels Stoßionisation werden diese aus dem Molekülverbund gelöst und sind ihrerseits wieder in der Lage, weitere Elektronen zu generieren [Gae53]. Bevor letztlich eine Bogenentladung, also der Überschlag zwischen den Elektroden stattfindet, treten Glimmentladungen an den Elektroden auf, die gut sichtbar sind. Bemerkenswert, in dieser Arbeit jedoch weniger entscheidend, ist die Tatsache, dass der Verlauf der Strom-Spannungskennlinie zwischen einer ohmschen Wirkung bei unselbständigen Entladungen bis hin zu Bogenentladungen nicht konstant verläuft. Hier gilt das *Paschen-Gesetz*, das für eine konstante Schlagweite eine Druckabhängigkeit der Durchschlagsspannung beschreibt. Speziell beim gezielten Einsatz als Isoliermedium wird dieser Umstand ausgenutzt.

Der wohl wichtigste Einfluss auf das Verhalten des Dielektrikums ist jedoch die Art der Beanspruchung, genauer gesagt die Feldhomogenität, wie sie in Bild 2.1 gezeigt wird.

Bei konformen, unendlich weit ausgedehnten Plattenelektroden bildet sich ein homogenes elektrisches Feld im Zwischenraum aus. Liegt dieses unterhalb einer kritischen Feldstärke  $E_{krit}$ , ab der sich eine selbständige Entladung ausbilden kann, so wird auch keinerlei sichtbares Glimmen auftreten. An der schwächsten Stelle des Dielektrikums, also dort, wo die Spannungsfestigkeit aufgrund von Druck- oder Materialinhomogenitäten herabgesetzt ist, wird sich bei Überschreiten von  $E_{krit}$  eine Bogenentladung ausbilden und mit ihr der Zusammenbruch.

Überträgt man diesen nun auf die inhomogene Anordnung zwischen Spitze und Platte, so zeigt sich für eine konstante Felddichte an der weit ausgedehnten Elektrode, mit einer Feldstärke weit unterhalb der Kritischen, eine Konzentrierung der Feldlinien an der Spitze. Dadurch wird die kritische Feldstärke zu selbständigen Entladungen in diesem Bereich überschritten und Teildurchschläge entstehen. Die sich dort bildenden Entladungen werden als *Streamer* bezeichnet, sichtbare Entladungsbüschel, die sich von der Spitze ausbreiten [Küch2005].

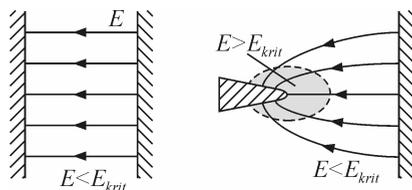


Bild 2.1: Feldverteilung an homogenen und inhomogenen Elektrodenanordnungen

Gasentladungen können nicht nur in einem Untersuchungsmedium selbst auftreten. Auch Einschlüsse in festen oder flüssigen Dielektrika bedingen unter Umständen ein

Überschreiten von  $E_{krit}$  an dieser Stelle. Derartige Teilentladungen sind insbesondere hinsichtlich ihrer thermischen Wirkung entscheidend für die Isolierfähigkeit des umschließenden Festkörpers und werden bei der Betrachtung von dessen Eigenschaften näher beschrieben.

### 2.1.2 Entladungen in Flüssigkeiten

Neben einer Vielzahl von flüssigen Dielektrika gehören Isolieröle auf Mineralölbasis zu den am weitesten verbreiteten und werden daher hier hauptsächlich betrachtet. Abgesehen von ihren elektrischen Eigenschaften werden sie zum Wärmetransport der Kühlung von Betriebsmitteln der Energietechnik genutzt, beispielsweise in Transformatoren.

Eine ganzheitliche Theorie wie bei Gasentladungen existiert bei Transformatorenölen nicht. Unterschieden werden muss zwischen einer kurzzeitigen Beanspruchung, wo das Verhalten dem eines Gases ähnelt, und einer langzeitigen, bei der zusätzliche Effekte auftreten.

Wie in Bild 2.2 gezeigt, ergibt sich eine starke Reduktion der Durchschlagfestigkeit von kurzen Stoßbeanspruchungen bis hin zu mehrjähriger Belastung. In den Bereichen I und II entwickelt sich ein ähnliches Verhalten, wie dies bei Gasen zu erwarten wäre.

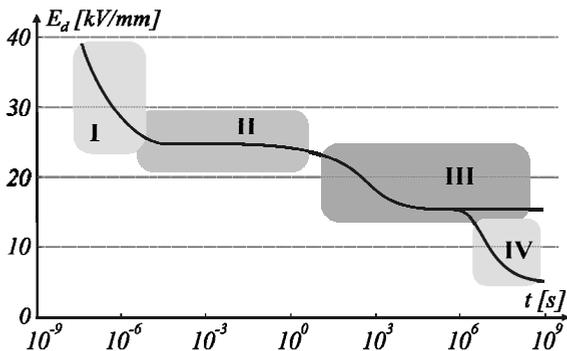


Bild 2.2: Durchschlagfestigkeit in Abhängigkeit der Beanspruchungszeit für Transformatoröl (2,5 mm Elektrodenabstand, 200 mm<sup>3</sup> Ölvolumen) [Küch2005]

Es wird daher auch von einer „verschleierten Gasentladung“ gesprochen. Bei dieser Theorie wird von der Bildung von Mikrobubbles ausgegangen [Si90], die ihrerseits Bereiche mit geringer Dichte im Öl schaffen und somit die Festigkeit lokal und damit der gesamten Strecke herabsetzen. Die neuere *Perkolationstheorie* [Ki99] kehrt Ursache und Wirkung der Durchschlagbildung um und versteht das Gebiet geringer Dichte

als Resultat eines vorhandenen Ladungsflusses. Die Erweiterung zur klassischen Streamertheorie besteht in der Annahme, dass Ladungen als bewegliche Elemente durch einen amorphen Festkörper wandern, was eine plausible Erklärung für die baumartigen Ausprägungen der Streamer liefert. Klassisch betrachtet müssten sie sich eigentlich entlang der Feldlinien bilden.

Ausschlaggebend für das Streamerwachstum ist das Bereitstehen von freien Ladungsträgern. Diese werden in dem Übergang zwischen Elektrode und Flüssigkeit gebildet, indem sich entweder Elektronen (*negative Ladungen*) aus dem Metall lösen oder sie sozusagen „abgesaugt“ und Löcher (*positive Ladungen*) ihrerseits freigegeben werden. Die anschließende Bewegung unterscheidet beide voneinander, was beobachtbare Polaritätseffekte theoretisch erklärt. Auch für Wechselspannung ist die Elektronenfortpflanzung von der negativen Spitze die treibende Kraft zum Durchschlag [Küch2005]. Die Interaktion von Flüssigkeit und Elektroden, ebenso wie der Austausch von Elektronen zwischen beiden, legt eine Abhängigkeit vom Elektrodenmaterial nahe. Schon früh [Sor24] wurde diese experimentell bestätigt. Der heutzutage über die verfeinerte Atomtheorie erklärable Ladungsaustausch an der Grenzschicht [Bad96, Ju2000] und die daraus resultierende Ladungswolke wurde dabei schon Ende der 1920er Jahre vermutet [Nae28].

Wird die Beanspruchungsdauer erhöht (Bereich III in Bild 2.2), reduziert sich die Durchschlagfestigkeit weiter. Hier macht sich die nicht homogene und nicht konstante Zusammensetzung von Flüssigkeiten bemerkbar. Einerseits können kleinste Partikel enthalten sein, zum anderen interagieren Flüssigkeitsmoleküle miteinander und beeinflussen sich gegenseitig. Man spricht hier von einem sich bildenden *Faserbrückendurchschlag*, bei dem sich beispielsweise Zellulosefasern in Reihe ausrichten und so einen Weg für die Entladung bereiten. Dieser Vorgang ist also stark von der Reinheit, ergo Partikelzahl in der Flüssigkeit gemeinsam mit deren Art und Größe, den Konvektionsbewegungen im Medium, der Menge an Verunreinigungen, die einhergeht mit dem beanspruchten Volumen, und nicht zuletzt von der enthaltenen Feuchtigkeit abhängig. Eine zunehmende Streuung der diskreten Durchschlagswerte ist dabei auch eine Folge.

Beaufschlagt man ein hohes Feld über einen Zeitraum jenseits von einem Jahr, so dominieren Alterungsprozesse und Verschmutzungen die Spannungsfestigkeit; Bereich IV in Bild 2.2. Feuchtigkeitsaufnahme in das hygroskopische Medium Öl kann hierbei auch als eine Art Verschmutzung angesehen werden. Die Beeinflussung der Durchschlagsspannung durch den relativen Wassergehalt zeigt Bild 2.3 schematisch anhand der gemessenen Werte von [He2004] bei 20°C.

Eine Sättigung von  $\omega_{rel}=100\%$  des untersuchten Transformatorenöls (Shell Diala D) tritt für die betrachteten 20 °C schon bei einem absoluten Wassergehalt von rund

50 ppm ein. Darüber bildet sich eine Emulsion aus beiden Stoffen, worin die Wassertropfchen die Isolationsfähigkeit nahezu auslöschen. Weitere Alterungsmechanismen des Mineralöls existieren aufgrund von Säurebildungen durch Oxidation.

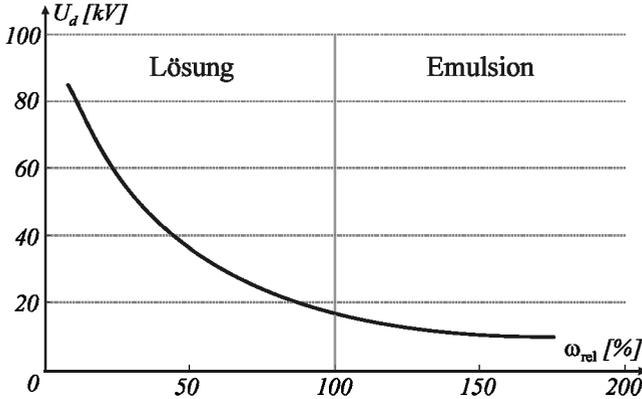


Bild 2.3: Durchschlagspannung  $U_d$  nach VDE in Abhängigkeit des relativen Wassergehaltes  $\omega_{rel}$  von Mineralöl (schematisch) [He2004]

Bei anderen flüssigen Dielektrika kann aufgrund des Lösungsverhaltens der Wassereinfluss mehr in den Hintergrund treten. Dann gewinnen weitere Alterungseffekte an Bedeutung. Beispielsweise kann bei Rapsöl eine Zersetzung des Mediums, entweder stoffbedingt ausgelöst durch natürliche Vorgänge oder durch Einwirken des elektrischen Feldes, die Spannungsfestigkeit verändern.

Auf die Betrachtung von weiteren beeinflussenden Faktoren auf die letztendlich messbare Durchschlagspannung wird später noch gesondert eingegangen.

### 2.1.3 Entladungen in Festkörpern

Trotz ihres weit verbreiteten Einsatzes in den Betriebsmitteln der elektrischen Energietechnik existiert bisher keine umfassende physikalische Erklärung des Entladungsvorganges in Feststoffen. Generell kann man ihnen die höchste Durchschlagfestigkeit bescheinigen, jedoch führt ein Durchschlag zur nachhaltigen Zerstörung. Die vorherige Isolationsfähigkeit wird, im Gegensatz zu Gasen und Flüssigkeiten, nicht wieder hergestellt.

In der Praxis existieren nahezu keine reinen Feststoffe. Sie beinhalten Verunreinigungen und Fehlstellen oder bestehen von vorneherein aus unterschiedlichen Materialien, sogenannten *Mischdielektrika*. Bekanntestes Beispiel im Hochspannungsbereich ist hier

---

Zellulose in Form von *Transformerboard* [Wei79] oder Papier, getränkt mit mineralischem Transformatoröl.

Der Verlauf der Durchschlagfestigkeit fester Dielektrika entspricht qualitativ dem in Bild 2.2 gezeigten. Die erreichbaren Feldstärken liegen jedoch deutlich über den dort angegebenen Werten.

Betrachtet man eine sehr lange Beanspruchungsdauer (Bereich IV in Bild 2.2), so werden auch Feststoffe hier maßgeblich durch ihre Alterung beeinflusst. Zwar ist die Feuchte nach wie vor ein zentraler Faktor bei hygroskopischen Mischdielektrika, jedoch nicht bei der überwiegenden Anzahl an restlichen Stoffen. Alterungsmechanismen wie die Zersetzung, Erosion, thermische Beanspruchung oder Umformung mit Rissbildung haben den weitaus größeren Einfluss auf die Spannungsfestigkeit. Betrachtet man zum Beispiel die chemische Zusammensetzung von Zellulose aus Kohlenwasserstoffketten, so zeigt sich ein Zerfall der langen Ketten in kleinere Abschnitte. Dieser Vorgang wird in der Literatur durch den *Polimerisationsgrad* (DP) erfasst [Wei87] und ist ein aussagekräftiges Maß für die Alterung. Unabhängig von dem genannten Einzelfall ist eine Zerstörung des Feststoffes, egal durch was sie hervorgerufen wurde, gleichbedeutend mit dem Verlust der elektrischen Isolationswirkung.

In kürzeren Zeiträumen, also ungealtert, dominieren zwei Entladungsvorgänge. Der *Elektrische Durchschlag* und der *Wärmedurchschlag*.

Ersterer basiert, wie schon zuvor bei Gasen erläutert, auf Elektronenlawinen. Deren Ausbildung und Ausbreitung beruht auf dem Bändermodell der Festkörperphysik [Her88]. Die im Isolator gebundenen Elektronen des Valenzbandes werden hierbei durch das Feld gelöst und tragen zu einer gesteigerten Leitfähigkeit bei. Um diesen Effekt bei idealen Kristallen auszulösen, sind sehr hohe Felder nötig. In realen Festkörpern vorhandene Korngrenzen, Fremdatome und unregelmäßige, amorphe Bereiche setzen diese Schwelle jedoch drastisch herunter [Küch2005]. Auch erhöhte Temperatur sorgt für eine Begünstigung der Elektronenfreisetzung.

Damit geht der rein elektrische Entladungsvorgang nahtlos in den Wärmedurchschlag über. Ein unkontrolliertes Aufheizen des Isolators endet zwangsläufig in dessen Zerstörung. Je nach zugeführter Wärmeleistung kann sich dies im Zeitraum von Sekunden bis hin zu mehreren Stunden abspielen (Bereich III in Bild 2.2).

Neben offensichtlichen Temperaturerhöhungen, wie ein schlechter Transport von in Leitern verursachter Wärme, sind die dielektrischen Verluste im Medium selbst von zentraler Bedeutung. Nicht zuletzt besitzen diese eine Frequenzabhängigkeit, was den Effekt im Hinblick auf die in dieser Arbeit behandelten hochfrequenten Untersuchungen noch gewichtiger macht.

Bilanziert man die zu- und abgeführte Wärmeleistung, so sollte diese für einen stabilen Arbeitspunkt im Gleichgewicht sein. Wird dem Isolator hingegen mehr Energie zugeführt als abgegeben wird, heizt sich das betrachtete Volumen unweigerlich immer weiter auf. Betrachtet man die zugeführte Leistung genauer, so stellt man fest, dass sich diese aus der Stromwärmeleistung von den Leitern und der durch die Feldwirkung verursachten dielektrischen Verlustleistung  $P_\delta$  zusammensetzt. Gemeinsam mit der angelegten Spannung  $U$  und der anordnungsbedingten Kapazität  $C$  ergibt sie sich laut [Küch2005] zu:

$$P_\delta = U^2 \cdot \omega \cdot C \cdot \tan \delta(T). \quad (2.1)$$

Darin enthalten sind zwei wichtige Faktoren. Zum einen zeigt sich eine lineare Abhängigkeit der Verlustleistung von der Frequenz  $\omega$ , zum anderen eine Temperaturabhängigkeit, repräsentiert durch  $\tan \delta$ . Wird ein Feststoff erhitzt, so steigt auch sein Verlustfaktor in der Regel an. Um wieder das Beispiel von ölprägniertem Transformerboard zu gebrauchen, tritt dies oberhalb 100°C auf.

In der weiteren Folge schaukeln sich diese Vorgänge gegenseitig hoch. Steigt der Verlustfaktor, so wird mehr Wärme erzeugt. Dies führt zu weiterem Aufheizen, was letztendlich erneut zu einem steigenden  $\tan \delta$  führt und so weiter. Ob dieser Vorgang nun durch die Frequenzeinflüsse oder von außen initiiert wurde, ist für das Resultat unbedeutend. Das Durchbrennen, und aufgrund dessen die Zerstörung, ist immer das endgültige Resultat.

Eine Parallele zeigt sich zu den Alterungsvorgängen. Nicht nur mit der Temperatur steigt der Verlustfaktor, sondern auch mit der Zeit. Als Folge verschlechtert sich die thermische Stabilität des Dielektrikums, bis es letztendlich im Normalbetrieb mehr Wärme produziert als es abführen kann, und so das Ende seiner Lebensdauer erreicht ist.

### 2.1.4 Vergrößerungsgesetze und Statistik

In den bisherigen Betrachtungen wurden lediglich die Durchschläge selbst betrachtet, nicht jedoch die Rahmenbedingungen, die zu ihrem Auftreten führen. Man könnte meinen, dass sich die Ausbreitungsbedingungen der Ladungen, und somit die Entladung selbst, immer bei den gleichen Feldstärken ereignen. Dabei handelt es sich aber um einen statistischen Prozess. Das heißt, bei mehrmaliger Durchführung unter identischen Versuchsbedingungen wird sich immer ein anderes Resultat ergeben. Spannungsfestigkeiten können daher immer nur als Wahrscheinlichkeiten angegeben werden, mit der keine Zerstörung eintreten wird. Absolute Sicherheit gibt es nie.

Gerade bei der Untersuchung von festen und flüssigen Dielektrika ist das Wissen um derartige Vorgänge und die Beachtung der Auswirkungen auf die Messergebnisse entscheidend, ebenso wie deren Bewertung. Über geeignete Versuchsbedingungen, wie sie im folgenden Kapitel näher beschrieben werden, wird versucht, reproduzierbare Versuche zu ermöglichen und vergleichbare Ergebnisse zu erhalten.

Mit der alleinigen Feststellung, dass es sich um einen statistischen Prozess handelt, ist es aber nicht getan. Schließt man eine Betrachtung der Korrelation von Entladungseignissen und Elektronentransporten im Isolator mit ein, so zeigt sich eine zeitliche und räumliche Unabhängigkeit. Generell ist einfach die Wahrscheinlichkeit eines Durchschlags größer, je mehr Gelegenheit er zur Entstehung hat. Trotz gleicher Schlagweite erhält man für größere Beanspruchungsflächen eine kleinere Durchschlagsspannung, was auf den ersten Blick nicht ersichtlich ist. Ähnlich verhält es sich mit dem Verlauf der Festigkeit, die mit steigendem Abstand sinkt. Eine doppelt so große Isolierstrecke kann also nicht zwingend mit der doppelten Spannung belastet werden [Ka72]. Empirisch erhält man dies auch über die Betrachtung von parallelgeschalteten Spitze-Platte Anordnungen, wie sie in Bild 2.4 für die üblicherweise angegebenen Durchschlagwahrscheinlichkeiten von 5 % und 95 % gezeigt werden.

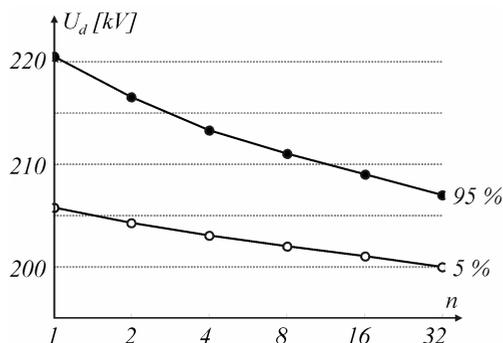


Bild 2.4: Einfluss des Vergrößerungsgesetzes für eine Luftfunkenstrecke (Spitze-Platte,  $d=40\text{cm}$ , Blitzstoßspannung  $1,2/50\ \mu\text{s}$ ) [Hau84].

Ein ähnlicher Verlauf würde sich auch ergeben, wenn man eine homogenere Plattenanordnung verwendete. Selbstverständlich würden dort die Durchschlagsspannungen abweichen.

Der in Bild 2.4 verwendete Vergrößerungsfaktor  $n$  beschreibt das Ausdehnungsverhältnis [Hau84]. Entweder für das Volumen- oder das Flächenverhältnis ausgedrückt errechnet er sich zu:

$$n = \frac{V_{\text{nachher}}}{V_{\text{vorher}}} \quad \text{bzw.} \quad n = \frac{A_{\text{nachher}}}{A_{\text{vorher}}} \quad (2.2)$$

Der Vergrößerungsfaktor hängt auch von der Zeit ab, jedoch soll hier darauf nicht näher eingegangen werden. Statistisch betrachtet wirkt sich eine Verlängerung der Prüf-, bzw. der Einsatzdauer genau wie die gezeigten Volumen- und Flächeneffekte aus.

Aus der Sicht eines statistischen Prozesses kann man abschließend festhalten, dass sobald die Möglichkeiten für ein Ereignis erhöht werden, sich automatisch die Wahrscheinlichkeit des Ergebnisses selbst erhöht. Für jegliche Betrachtungen und Messungen bedeutet dies eine Durchführung unter immer gleichen und einheitlichen Bedingungen oder die zwingende Berücksichtigung der genannten Effekte.

## 2.2 Dielektrische Eigenschaften

Zur Beschreibung der Eigenschaften von Dielektrika muss etwas tiefer auf den Materialaufbau eingegangen werden. Aus ihm resultiert letztlich die Polarisation, die sowohl für die Dielektrizitätszahl als auch den Verlustfaktor verantwortlich ist. Betrachtet man die Zusammensetzung eines Dielektrikums aus einzelnen Molekülen, bzw. in noch kleineren Kategorien aus Atomen, so zeigt sich deren Beeinflussbarkeit durch elektrische Felder.

Während ein Atom von außen gesehen in einem ungeladenen Zustand mit konzentrischen, gegensätzlichen Ladungen vorliegt, ergibt sich bei einem Molekül ein anderes Bild. Global betrachtet löschen sich positive und negative Ladungen gegenseitig immer noch aus, jedoch verteilen sie sich nicht mehr konzentrisch. Die damit entstandenen Dipole können sich in einem angelegten Feld ausrichten und ergeben die *Orientierungs-Polarisation*, vorausgesetzt natürlich, eine Bewegung der Moleküle untereinander ist möglich. Auf die Atome selbst können Auswirkungen in Form der *Elektronenpolarisation* entstehen, wobei positiver Kern und negative Hülle gegeneinander verschoben werden. Ebenso ist es bei Stoffen, die getrennt in unterschiedliche Ionen vorliegen, möglich, dass sich die geladenen Teile gegeneinander verschieben und so die *Ionenpolarisation* ergeben. Innerhalb leitfähiger Körner eines Werkstoffes können sich, wie in einem Leiter auch, Ladungen verschieben und ergeben so die *Raumladungspolarisation* [Iv2007].

Liegen nun keine Gleich-, sondern Wechselfelder vor, so müssen sich entweder die jeweils gebildeten Polaritäten mit dem Feld umkehren, wobei weitere Verluste entstehen, oder die Frequenz so hoch sein, dass eine Polarisation von vorne herein nicht stattfinden kann. Oberhalb Frequenzen im kHz-Bereich verschwindet die Raumladungspolarisation somit vollständig. Gleiches gilt für die Orientierungspolarisation

oberhalb dem MHz-Bereich. Die genaue Festlegung, ab wann die jeweiligen Mechanismen abnehmen, ist stoffabhängig und kann hier übersichtsweise nur grob angegeben werden. In den elektrotechnisch genutzten Frequenzbereichen bleiben sowohl ionische Polarisation als auch die Atompolarisation unverändert bestehen und zeigen erst im Gebiet der Optik Resonanzerscheinungen [Küch2005].

Gerade auch in Anbetracht von Durchschlägen in Dielektrika, ist die Erwärmung wichtig. Aufgrund der Trägheit verzögert folgende Dipole verursachen dies, nicht zuletzt auch über Reibung aneinander – die zuvor schon beschriebenen Auswirkungen auf die Festigkeit durch Temperatursteigerung inklusive.

### 2.3 Eigenschaften von Transformatorenöl

In der Energietechnik wird hauptsächlich mineralisches Öl zu Isolierzwecken eingesetzt. Aus der reichen Anzahl an raffinierten Endprodukten müssen die elektrisch eingesetzten besondere Anforderungen erfüllen. Im Vordergrund stehen hier ihre Kühleigenschaften – was unter anderem in der *Viskosität* (Fließfähigkeit) zum Ausdruck kommt – und ihre dielektrische Festigkeit. Bei einer Lebensdauer der Geräte von mehr als 40 Jahren, in der üblicherweise kein regelmäßiger Ölwechsel durchgeführt wird, ist auch die Alterung und somit die Beständigkeit ein zentraler Faktor bei der Tauglichkeit.

Verwendung finden daher *niederviskose Öle auf Mineralölbasis*. Zur Verbesserung einiger Eigenschaften werden gezielt chemische Substanzen, sogenannte *Additive* beigemischt. All dieses zusammen ist Bestandteil der Normung und technischen Klassifizierung von Isolierölen gemäß DIN EN 60296 (VDE 0370 Teil 1).

Chemisch betrachtet besteht das Transformatorenöl aus einer Zusammensetzung mehrerer Verbindungen: 40 % Paraffine, 55 % Cycloalkane, 5 % Aromate. Zusammengefasst lassen sich diese Anteile als Kohlenwasserstoffe unterschiedlicher Bindungsstruktur umschreiben, wie sie beispielhaft als Auszug aus der gesamten Vielfalt in Bild 2.5 gezeigt werden [VDEW83].

Charakteristisch und gleichzeitig namensgebend für den grundlegenden Typus dieser Elemente sind die Kohlenstoff-Wasserstoff ( $CH_n$ ) Verbindungen, wie sie in den Bindungsstrukturen durch die Kohlenstoffatome ( $C$ ) mit den offenen Valenzen angedeutet werden, die alle mit Wasserstoffatomen ( $H$ ) abgeschlossen sind. Daher werden diese auch als *gesättigt* bezeichnet. Bindungen können nicht nur in Kettenform mit oder ohne Verzweigungen vorliegen, wobei man dabei von *Paraffinen* spricht, sondern auch als Ringe. In letzterem Fall handelt es sich dann um *Naphtene* oder *Cycloalkane*. Liegen nicht nur Einzel-, sondern auch Doppelbindungen vor, so entstehen ungesättigte Kohlenwasserstoffe, die sogenannten *Aromate*. Alle letztgenannten Arten können auch paraffinische Seitenketten aufweisen. Die in Bild 2.5 gezeigten Varianten sollen nur als

verdeutlichende Beispiele gelten und selbstverständlich nicht den Variantenreichtum wiedergeben, der hier sicherlich den Rahmen sprengen dürfte. Für genauere Beschreibungen sei auf die reichhaltige Literatur der *organischen Chemie* verwiesen.

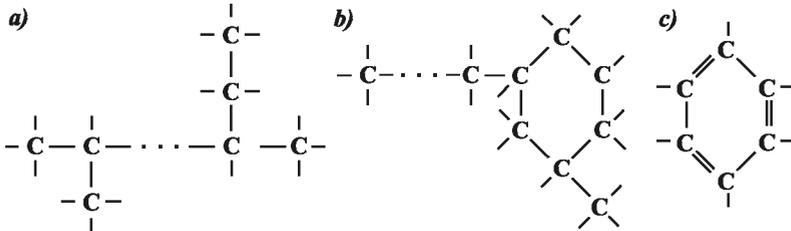


Bild 2.5: Beispielhafte chemische Bindungsstrukturen von: a) Paraffinen; b) Cycloalkanen; c) Aromaten

Interessanter sind hier sicherlich die Eigenschaften der einzelnen Hauptbestandteile hinsichtlich ihrer elektrischen Eigenschaften und ihrer Lebensdauer. Dabei zeigen sich paraffinbasierte Öle als relativ unempfindlich gegenüber äußeren Einflüssen. Die gesättigten Einzelbindungen erweisen sich in diesem Fall als äußerst stabil und alterungsbeständig. Ähnlich gelagert sind auch die ringförmigen Typen, die jedoch darüber hinaus hervorragende dielektrische Eigenschaften aufweisen. Alterung bezeichnet im Allgemeinen die Anlagerung von Sauerstoffatomen an die Kohlenstoffketten. Die Reaktionsfreudigkeit der Doppelbindungen der *Aromate* zeigen sich hierfür besonders anfällig [Lü81]. All diese Eigenschaften führen bei der Auswahl der gängigen Transformatoröle zu den oben genannten Präferenzen hinsichtlich der Anteile unterschiedlicher Verbindungen.

Als Beispiel kann dabei sicherlich das Mineralöl „*Shell Diala D*“ herangezogen werden, das für die durchgeführten Öluntersuchungen selbst und als Imprägniermedium für die Transformatorboardproben, wie sie im folgenden noch näher beschrieben werden, verwendet wurde.

Insgesamt ergeben sich die in Tabelle 2.1 zusammengefassten typischen Eigenschaften des eingesetzten Isolieröls.

Daneben finden auch synthetische Öle Verwendung, sogenannte Silikon- oder Esterflüssigkeiten (z.B. Baysilone M 50 EL, MIDEL 7131), die hinsichtlich einiger Eigenschaften Vorteile bieten. Auch auf dem Gebiet der pflanzlichen Öle gibt es Alternativen zu den Mineralischen, als Isolier- und Wärmetransportmedium. Herauszuheben ist hierbei das schon teilweise eingesetzte *Envirotemp FR3*, das später einmal vergleichend untersucht werden könnte, jedoch hinsichtlich der Auslegung der Anlage keine Aus-

wirkungen hat. Es kann unverändert die gleiche Apparatur wie für das Mineralöl verwendet werden.

Viskosität [mm <sup>2</sup> /s] bei 20°C bei 100°C	18 2,5
Dichte bei 20°C [g/cm <sup>3</sup> ]	0,88
Spezifische Wärme [kJ/kg·K]	1,85
Wärmeleitfähigkeit [W/m·K]	0,135
Wärmeausdehnungskoeffizient [K <sup>-1</sup> ]	6,9·10 <sup>-4</sup>
Brennpunkt [°C]	150
Durchschlagspannung (VDE) [kV/2,5mm]	60
Verlustfaktor tanδ bei 20°C, 50Hz	1·10 <sup>-3</sup>
Dielektrizitätszahl ε <sub>r</sub> bei 20°C, 50Hz	2,2
Spezifischer Widerstand bei 20°C [Ω·m]	10 <sup>12</sup>

Tabelle 2.1: Physikalische und elektrische Eigenschaften von Shell Diala D

Hinsichtlich der zu erwartenden dielektrischen Festigkeiten besitzen sowohl die synthetischen, als auch die pflanzlichen Öle ähnliche Werte, wie Vergleichsstudien zeigen [u.a. He2004]. Auch in anderen elektrisch signifikanten Eigenschaften, wie beispielsweise der Dielektrizitätszahl, liegt der Unterschied laut den Datenblättern der Produkte in einem ähnlichen Bereich wie Transformatorenöl (z.B. FR3: ε<sub>r</sub>=3,2).

## 2.4 Eigenschaften von Transformerboard

Zur Erhöhung der Festigkeit in elektrischen Betriebsmitteln werden nahezu seit deren Bestehen Papier und andere Zelluloseverbindungen eingesetzt. Beim Bau von Transformatoren hat sich im derzeitigen Sprachgebrauch der Produktname eines speziell auf diese Anwendung zugeschnittenen Werkstoffes der *H. Weidmann AG* eingebürgert; das sogenannte *TRANSFORMERBOARD*.

Nachdem zu Beginn der Entwicklung von Transformatoren Schellack- und Phenol-Formaldehydharzpapiere zur Isolierung eingesetzt wurden, die hinsichtlich ihrer elektrischen, jedoch hauptsächlich in ihreren mechanischen Eigenschaften und ihrer Temperaturbeständigkeit nicht mehr ausreichend waren, brachten die gepressten Werkstoffe dahingehend deutliche Verbesserungen, denn bei der Verarbeitung zeigen sich entscheidende Vorteile in der Formgebung, Trocknung und Ölimprägnierung. Letztere ist erforderlich, da Papier oder Transformerboard alleine eine zu geringe Festigkeit aufweisen würden.

Die Fertigung erfolgt analog zu der klassischen Papierherstellung. Unterschiede weisen in der Hauptsache die Qualitätsansprüche hinsichtlich der Reinheit und Beschaffenheit der Fasern, sowie deren Verbindung zueinander auf. Zunächst wird reiner *Sulfatzellstoff* in Wasser aufgelöst und daraufhin in Einzelfasern zerlegt. Diese werden durch anschließende Mahlgänge biegsamer, teilweise längs gespalten und damit verfeinert, was später die resultierende Festigkeit verbessert. Anschließend erfolgt nach weiteren Sortierschritten das *Abblüthen*, also das Abscheiden des Wassers über feine Siebe. Letztendlich entstehen am Fertigungsausgang lange Bahnen, die übereinander gelegt in mehreren Lagen verpresst und getrocknet werden. Letzteres kann auf unterschiedliche Art und Weise erfolgen. So entstehen die unterschiedlichen Typen der Angebotspalette der H. Weidmann AG, darunter die für die Anlage zur Erzeugung hochfrequenter Hochspannung betrachteten Typen T I und T IV [Wei79, Wei87].

Dichte [g/cm <sup>3</sup> ]	0,8 – 1,25
Durchschlagsfeldstärke (IEC 243) abhängig der Dichte bei 50Hz [kV/mm]	35 - 53
Durchschlagsfeldstärke (IEC 243) abhängig der Dichte bei LI [kV/mm]	75 - 95
Dielektrizitätszahl $\epsilon_r$ bei 50Hz	3,5 – 4,5
Verlustfaktor $\tan\delta$ bei 20°C, 50Hz	$3 \cdot 10^{-3}$

Tabelle 2.2: Typische Kennwerte für Transformerboard (Ölimprägniert)

Gefertigt wird neben der einfachen Plattenform auch in Geometrien, wie sie üblicherweise in der Transformatorenkonstruktion verwendet werden, z. B. Zylinder, Konen, Abstandshalter und Stützen oder spezielle Konstruktionen für den Ausleitungsbereich.

## 2.5 Feldtheorie zum Tripelpunkt

Aus dem breiten Themenbereich der Feldtheorie soll sich hier auf die Betrachtung von Tripelpunkten, also der Kontaktstelle dreier Materialien, zum Beispiel das Elektrodenmaterial, der Untersuchungsgegenstand und umgebende Medium eingegangen werden. Für tiefere Betrachtungen zu den daraus dargestellten Auszügen dieses grundlegenden Themas muss auf die reichhaltige Literatur zur Feldtheorie verwiesen werden [u.a. Kü52, Her88, Küch2005, St92, Swb2002].

Grundsätzlich beschreiben die Feldlinien die Wirkungslinien der Kräfte zwischen den elektrischen Ladungen, durch die sie verursacht werden. Dies führt zur elektrischen Feldstärke  $E$ , über die Kraft  $F$  auf die vorhandene Ladung  $Q$ , mittels:

$$E = \frac{F}{Q} = \frac{U_{AB}}{d} = \frac{\varphi_B - \varphi_A}{d} = -\text{grad}\varphi = -\left(\frac{\partial\varphi}{\partial x} + \frac{\partial\varphi}{\partial y} + \frac{\partial\varphi}{\partial z}\right). \quad (2.3)$$

Mit der anliegenden Spannung  $U_{AB}$  zwischen den Potentialen  $\varphi_A$  und  $\varphi_B$  lässt sich das  $E$ -Feld für einen bekannten Abstand  $d$  ebenso berechnen. Bei  $E$ -Feldern handelt es sich nicht um eine skalare Größe, die an jedem Punkt zwischen den Ladungen konstant ist, sondern eine vektorielle, mit Konstanz über den Gradienten des Potentials. Dabei werden vielfach nicht die darüber berechneten Äquipotentiallinien angegeben, sondern die dazu senkrecht stehenden Feldlinien, wie auch in Bild 2.1. Eine Berechnung dieser Feldgeometrie kann somit eine Voraussage über die möglichen Spannungsbeanspruchungen, wie oben beschrieben, geben und vorab in der Konstruktion helfen, sie zu vermeiden.

Gerade bei geschichteten Dielektrika ergeben sich wichtige Verschiebungs- und Verdrängungseffekte. Gegenüber dem Feld im Vakuum  $E_0$  muss beachtet werden, dass die *relative Permittivität* (oder auch *Dielektrizitätszahl*)  $\varepsilon_r$ , welche die unterschiedlichen Polarisierungseinflüsse zusammenfasst, sich auf das nun vorliegende  $E_n$  auswirkt:

$$E_n = \frac{E_0}{\varepsilon_r} = E_0 - E_{\text{Polarisation}} \quad (2.4)$$

Sollten demnach mehrere Stoffe mit unterschiedlich großem  $\varepsilon_r$  dem gleichen Grundfeld ausgesetzt sein, so wird jener mit dem kleineren  $\varepsilon_r$  mit dem größeren Feld beaufschlagt.

In den bisher gezeigten Überlegungen wurde vorausgesetzt, dass immer nur eine Grenze zwischen zwei unterschiedlichen Dielektrika existiert. Treffen jedoch im Feldbereich an einer Stelle drei voneinander verschiedene Werkstoffe aufeinander, so spricht man von einem *Tripelpunkt*.

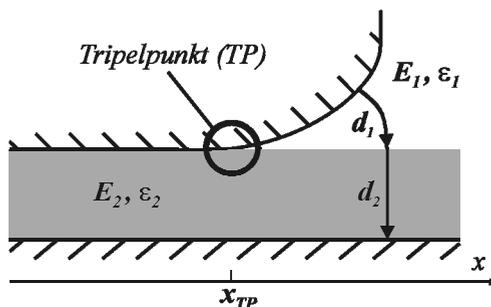


Bild 2.6: Tripelpunkt durch gemeinsamen Punkt dreier Dielektrika

Für den in Bild 2.6 gezeigten Fall soll für die folgenden Erklärungen davon ausgegangen werden, dass  $\varepsilon_1 < \varepsilon_2$  ist. Dann ist folglich  $E_1 > E_2$ . Daraus folgend ergibt sich ein höheres Feld, je weiter man sich dem Tripelpunkt  $x_{TP}$  nähert.

Dabei berechnet sich das Feld  $E_1$  mit der Spannung  $U$  zwischen den Elektroden nach:

$$E_1 = \frac{U}{d_1 + d_2 \cdot \left( \frac{\epsilon_{r1}}{\epsilon_{r2}} \right)}, \quad (2.5)$$

Über eine Grenzwertbetrachtung aus der positiven x-Richtung gegen den Tripelpunkt lässt sich die dortige Feldstärke berechnen zu:

$$E_{TP} = \lim_{x \rightarrow x_{TP}} E_1 = \frac{U}{d_2 \cdot \left( \frac{\epsilon_{r1}}{\epsilon_{r2}} \right)}. \quad (2.6)$$

Sie wird demnach nur über die Dicke des 2. Mediums und das Verhältnis der Dielektrizitätszahlen bestimmt. Liegt nun die so berechnete Feldstärke in dem hier vorliegenden Zwickel über der Festigkeit des vorhandenen Mediums, so kommt es unweigerlich zu einer Entladung, die im unverändert anliegenden oder noch gesteigerten Feld nicht lokal in diesem Punkt bleibt, sondern sich weiter ausdehnen wird. Die damit verbundene Wärmeentwicklung, die steigenden Verluste und alle weiteren zerstörenden Einflüsse der so entstandenen inneren TE inklusive.

## 2.6 Durchschlagprüfungen für Gleichspannung, Stoßspannungen und Spannungen energietechnischer Frequenz

Versuche zur Ermittlung der Spannungsfestigkeit werden nahezu seit Bestehen der elektrischen Energietechnik durchgeführt. Erst die genaue Kenntnis über die möglichen Belastungen eines Isoliersystems ermöglichen Berechnung und Auslegung der eingesetzten Betriebsmittel wie Durchführungen oder Transformatoren. Um einheitliche Ergebnisse sicherzustellen, ist für die wichtigsten Fälle, also Gleich-, 50/60 Hz Wechsel- und Stoßspannungen, sowohl der Ablauf der Prüfung als auch die zu verwendende Einrichtung in Normen festgelegt. Es werden dadurch statistische Einflüsse so weit wie möglich reduziert und auf diese Weise die Vergleichbarkeit von Hochspannungsprüfungen sichergestellt.

### 2.6.1 Versuchsanordnung

Zunächst stellt sich die Frage nach einer geeigneten Versuchsanordnung. Dabei ist die Beschaffenheit des Prüflings von entscheidender Bedeutung. Mit einer Elektrodenkonfiguration für eine Flüssigkeitsuntersuchung werden beispielsweise keine Feststoffe untersucht. Die Feldeigenschaften, dabei speziell die Tripelpunkte – die zwangsläufig

entstehen würden, sobald der umgebende Stoff nicht gleichzeitig Prüfobjekt ist – verhindern dies wirksam.

Für die Prüfung von Flüssigkeiten sind in Bild 2.7 die gängigsten Elektrodenformen dargestellt. Dabei fällt sofort auf, dass sie sich hinsichtlich der zu erwartenden Feldverteilung, speziell dabei in puncto Homogenität, unterscheiden. Besonders die ASTM Variante mit ihren scharfkantigen Platten ist dabei zu beachten. Während im Zwischenraum ein großes, nahezu homogenes Feld vorliegt, treten an den scharfen Kanten Feldüberhöhungen wie bei der Spitze in Bild 2.1 auf. Einerseits wird durch die einsetzenden Teilentladungen die Spannungsfestigkeit reduziert, andererseits wird aber auch nach den Vergrößerungsgesetzen aufgrund des größeren, belasteten Volumens die gemessene Durchschlagsspannung reduziert.

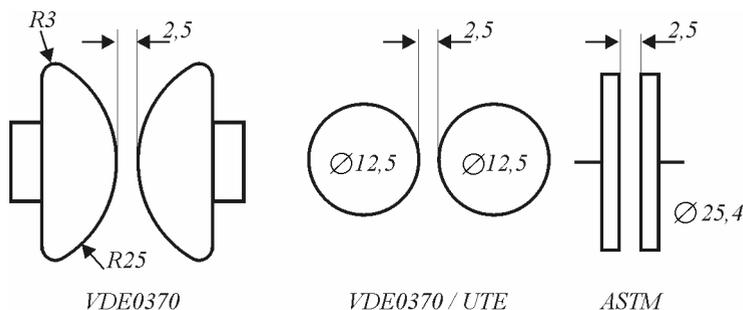


Bild 2.7: Elektrodenanordnungen für die Messung der Durchschlagsspannung von Flüssigkeiten nach VDE 0370, UTE und ASTM

Für eine Beurteilung der Güte einer Elektrodenanordnung wird daher das maximal auftretende Feld  $E_{max}$  mit dem durchschnittlichen  $E_{mittel}$  verglichen und im *Schwaiger-schen Ausnutzungsfaktor*  $\eta$  zusammengefasst [Bey86].

$$\eta = \frac{U}{d \cdot E_{max}} = \frac{E_{mittel}}{E_{max}} \quad (2.7)$$

Dabei berechnet sich die mittlere Feldstärke aus der an den Elektroden anliegenden Spannung  $U$  und der zur Verfügung stehenden Schlagweite  $d$ .

Mit einem Ausnutzungsfaktor  $\eta=0,97$  für die Kalotten nach VDE 0370 (*VDE-Kalotten*) liegt ein beinahe homogenes Feld vor, das kaum Verzerrungen aufweist. Berechnet man das Feld der Kugelanordnung, wie sie als Alternative in der VDE 0370 und in dem Standard nach UTE angegeben ist, erhält man  $\eta=0,87$ . Wie schon erwähnt ergeben sich

für die ASTM-Elektroden aufgrund ihren scharfen Kanten starke Inhomogenitäten, die den Schwaigerschen Ausnutzungsfaktor auf Werte sehr weit unter 1 drücken.

Für die zu erwartenden Durchschlagspannungen ist ein analoger Verlauf zu erkennen. Wird man unter Verwendung der VDE-Kalotten für trockenes und entgastes Öl den 63%-Durchschlagswert mit 63 kV für 2,5 mm Abstand messen, so reduziert er sich auf 55 kV bei der Kugelanordnung nach UTE und bis auf 38 kV für eine Messung nach ASTM [Bey86].

Nicht nur die Elektrodenart und ihre Form beeinflusst die gemessene Durchschlagspannung, sondern auch deren räumliche Orientierung. Gerade bei einer Plattenanordnung zeigt sich gegenüber der in Bild 2.7 gezeigten vertikalen Ausrichtung eine Reduzierung der tolerierten Maximalspannung bei horizontaler Ausrichtung [Cla62]. In ungünstigen Fällen kann dies eine Halbierung der aufgezeichneten Werte bedeuten. Auch das verwendete Elektrodenmaterial hat einen Einfluss, wie sich schon früh herausgestellt hat [Sor24]. Gleiches gilt auch für die Oberflächenbeschaffenheit. Kleinste Unebenheiten führen lokal zu inhomogenen Stellen, inklusive aller Begleiteffekte.

Die nun bisher beschriebenen Aufbauten beziehen sich allesamt auf die Prüfung von flüssigen Dielektrika. Für Feststoffe müssen weitere materialspezifische Effekte beachtet werden. Zu nennen sind hier hauptsächlich Kriechwege entlang der Isolierkörperoberfläche – für eine genauere Beschreibung dieses Effektes sei an dieser Stelle auf die Fachliteratur wie [Küch2005] verwiesen – und die bereits beschriebenen Tripelpunkte. Durch geeignete Gestaltung der Elektroden sowie deren Anordnung wird versucht, den Beeinflussungen entgegenzuwirken und realitätsnahe Zustände zu schaffen, die dann für diesen Spezialfall Ergebnisse liefern.

In Bild 2.8 sind exemplarisch einige Versuchsanordnungen dargestellt, wie sie einerseits in der Normung durch die VDE 0303-21 (DIN EN 60243-1) vorgeschrieben sind und andererseits auch aus der Praxis heraus angewendet werden.

Alternativ zu der in Bild 2.8a) gezeigten Kombination aus Elektroden mit unterschiedlichem Durchmesser können auch zwei identische Elektroden mit 25mm Durchmesser verwendet werden. Dabei ist jedoch zwingend darauf zu achten, dass sie auf beiden Seiten konzentrisch angeordnet sind. Mit den in b) und c) dargestellten Varianten sollen Festigkeiten in Parallelrichtung zur Oberfläche und zu schichtweise aufgebauten Werkstoffen ermittelt werden. Dabei wird durch die gegenläufige Zuführung der Pole die Auswirkung von Kriechentladungen ausgeschlossen.

Tripelpunkte entstehen zwangsläufig bei allen drei Varianten, mit verschieden starken Ausprägungen. Es muss schließlich immer das umgebende Medium mitbeachtet werden. Um derartiges nun komplett auszuschließen, ist die einfachste und auch offensicht-

lichste Möglichkeit, die Elektroden direkt in den Untersuchungsgegenstand einzuziehen, sofern dies fertigungstechnisch möglich ist. Ein Nachteil davon ist aber, dass für jeden gemessenen Durchschlag ein eigener Probenkörper gefertigt werden muss.

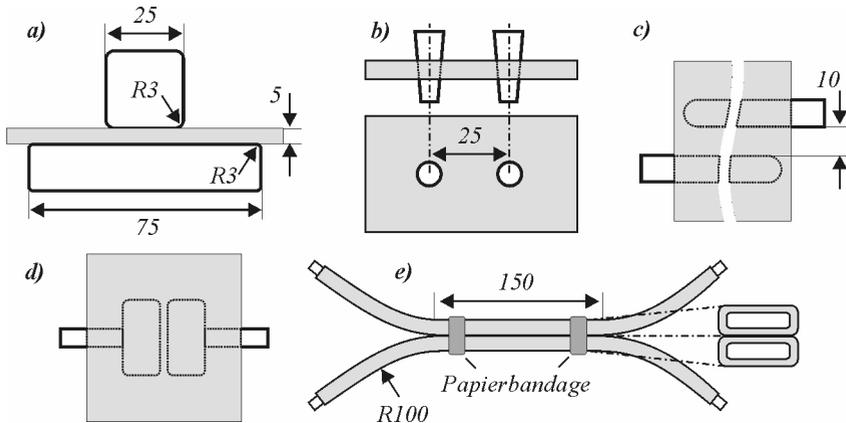


Bild 2.8: Elektrodenanordnungen für die Prüfung der Durchschlagsspannung von Feststoffen (erl. im Text).

In Bild 2.8e) wird ein praxisnaher Ansatz verfolgt. Die Wicklungen eines Transformators bestehen aus papierisolierten Leitern. Um nun die Belastung auf die Isolierung zu simulieren, werden zwei gerade Leiter aneinander gebunden und die Kontaktfläche geprüft. Die Enden der Leiter werden auseinander gebogen, um die Maximalbelastung im geraden Stück zu erzielen.

## 2.6.2 Versuchsdurchführung

Auch die Herangehensweise und der Ablauf der Prüfung haben einen merklichen Einfluss auf die erzielten Ergebnisse, ebenso wie selbstverständlich der Zustand der Proben. Nur über einen Vergleich von mehreren unabhängigen Messungen kann der stochastische Prozess des Durchschlags erfasst werden.

Zunächst müssen zwei wesentliche Eigenschaften eines Isoliersystems beachtet werden, seine Spannungsfestigkeit und seine Lebensdauer. Gerade bei letzterer denkt man oft an große Zeitspannen, jedoch kann eine elektrische Belastung entsprechender Höhe auch schon im Minutenbereich Auswirkungen zeigen. Durch das Festlegen bestimmter Prüfdauern und Haltezeiten für den Fall von Gleich- und Wechselspannungsfestigkeiten wird in den Normen versucht, eine einheitliche Grundlage zu schaffen; immer unter dem bereits erwähnten Gesichtspunkt, dass die Ergebnisse vergleichbar sein sollen.

Stoßspannungen besitzen naturgemäß keine Haltezeiten, die hier eine Auswirkung hätten, jedoch kann die Wiederholrate eine vergleichbare Rolle spielen. In Bild 2.9 sind die wichtigsten Versuchsabläufe qualitativ, zusammen mit dem Mittelwert der Durchschlagsspannung  $U_{d-50\%}$  – also 50% Wahrscheinlichkeit für einen Durchschlag – als graue Linie dargestellt.

In der Normung durch die IEC 60243-1 (VDE 0303-Teil 21) wird die Einheitlichkeit der Ergebnisse durch eine vorgeschriebene Anstiegszeit, die einen Durchschlag innerhalb eines bestimmten Zeitfensters bedingt, sowie durch die Vorgabe von Haltezeiten verschiedener Spannungsstufen sichergestellt. Für Isolierflüssigkeiten wird generell in der IEC 156 (VDE0370-Teil 5) der Weg über eine einheitliche Steigerungsrate von 2 kV/s gegangen, wie sie Bild 2.9a) zeigt. Erschwerend muss hier jedoch auf die Homogenität und Sauberkeit der Probe geachtet werden, da beispielsweise beim Befüllen Blasen entstehen können, die das Ergebnis beeinflussen würden. Ebenso ist der Zustand der verwendeten Proben festzuhalten. Wie beispielsweise aus den Angaben über das Isoliermedium Öl bekannt ist, zeigt sich eine rapide Abnahme der Spannungsfestigkeit mit ansteigendem Wassergehalt [Cla62, Ju2001-2], was die Aufzeichnung der Bedingungen zwingend erforderlich macht. Auch die Temperatur, bei der die Messungen durchgeführt werden, hat einen Einfluss auf die aufgenommenen Werte. Um wiederum das Beispiel des Mineralöls zu verwenden, zeigt sich eine nur geringe Abnahme. Es sollte aber beachtet werden, dass bei erhöhter Temperatur das Lösungsvermögen für Wasser steigt und so die Stabilität der Feuchte im Öl über das Los der Messungen eingebüßt werden kann. Derartiges würde sich in einer vermeintlichen Temperaturabhängigkeit niederschlagen [He2004].

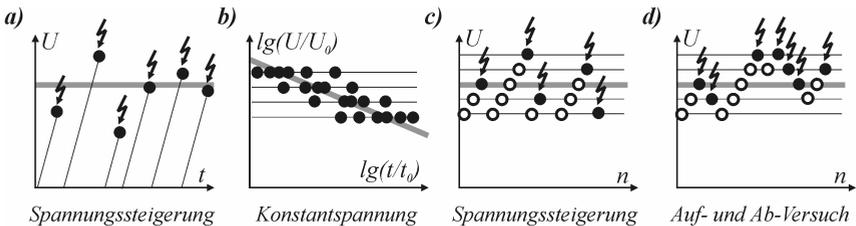


Bild 2.9: Beispiele für den Ablauf von Durchschlagsversuchen unter Berücksichtigung ihres stochastischen Charakters (erl. im Text)

Ebenso kann die Durchschlagfestigkeit über die Einwirkdauer ermittelt werden, wie es in Bild 2.9b) gezeigt wird. Dabei werden Wechselspannungen mit konstanter Amplitude so lange angelegt, bis der Durchschlag eintritt oder die vorgeschriebene Haltezeit erreicht ist.

---

Die bisher beschriebenen Verfahren setzen eine kontinuierliche Spannungsform voraus. Liegt derartiges nicht vor, so muss der stochastische Einfluss auf die Festigkeit mit anderen Mitteln eliminiert werden. Für Prüfungen mit Stoßspannungen, hier sind als Vertreter die Schaltstoßspannung  $SI$  und die Blitzstoßspannung  $LI$  zu nennen, erreicht man dies mit Stufenprüfungen, wie sie in Bild 2.9c) und d) gezeigt sind. Hier werden die genau definierten Impulse, abfolgend, mit ansteigender Amplitude beaufschlagt, bis ein Durchschlag eintritt. Entweder wird die nächste Messung wieder vom Ausgangswert der Spannung begonnen (Bild 2.9c) oder eine Bewertung mittels des *Auf- und Ab-Versuchs* (Bild 2.9d) vorgenommen. Genaueres, insbesondere die statistischen Begründungen für die jeweiligen Verfahren, würde hier zu weit führen und kann der Spezialliteratur zu diesem Thema entnommen werden [Hau84].



## Kapitel 3

### Hochfrequente Hochspannungen

Die im vorangegangenen Kapitel behandelten Versuche zur Ermittlung der Spannungsfestigkeit verschiedener Materialien beziehen sich allesamt auf die üblichen energie-technische Problemstellungen. Wechselspannungen mit einer Frequenz von 50 Hz oder 60 Hz sind dabei wohl am weitesten verbreitet. Gerade im Zuge von *Hochspannungs-Gleichstrom-Übertragung (HGÜ)* [Swb2006], aber auch in anderen Fällen, liegen hohe Gleichspannungen vor, die ebenfalls elektrisch isoliert werden müssen. Als Sonderfälle hinsichtlich der Frequenz kann man Prüfungen von Kabeln und elektrischen Anlagen bis 1000 Hz als Obergrenze und hinunter bis 0,1 Hz ansehen. Als prominente Beispiele können dabei Transformator- und Vor-Ort-Prüfungen von Kabeln genannt werden, wie sie weit verbreitet Anwendung finden [Küch2005].

Im Gegensatz zu den „klassischen“ Frequenzfällen, wie sie gerade beschrieben wurden, treten jedoch auch Belastungen eines Isoliersystems durch schneller oszillierende Spannungen auf, die unter bestimmten Betriebsbedingungen auftreten können.

Im Folgenden sollen auftretende, hochfrequente Belastungen in ihrer Form und ihrem Entstehen betrachtet werden. Darüber hinaus werden die bisherigen Herangehensweisen an dadurch motivierte Materialprüfungen erörtert. Speziell die verwendeten Quellen zur Erzeugung von Prüfspannungen zur Analyse stehen hierbei im Mittelpunkt und geben hilfreiche Ansatzpunkte für die spätere Auslegung der hochfrequenten Hochspannungsquelle.

Abschließend erfolgt eine Diskussion und Einschätzung der zur Verfügung stehenden Möglichkeiten für die Erzeugung hochfrequenter Hochspannung. Doch zunächst muss eine nähere Begriffsdefinition getroffen werden, da darin einige Unklarheiten enthalten sind.

#### 3.1 Definition hochfrequenter Hochspannung

Bei der Betrachtung von hochfrequenten Vorgängen stellt sich zunächst die Frage der Definition. Von Hochfrequenz  $HF$  wird in der Nachrichtentechnik beispielsweise erst

ab einigen kHz gesprochen. Hergeleitet wird der Begriff ursprünglich aus der Morsetechnik, wo die Frequenz des Nachrichtenträgers höher als die der Nachricht sein sollte, was hier bei 3 kHz zweifellos vorliegt [Zi95]. Nicht zuletzt durch die Funktechnik, wie sie von Maxwell, Hertz und Marconi entwickelt und geprägt wurde, festigte sich die Begrifflichkeit. Seither hat sich der genutzte Frequenzbereich gewaltig vergrößert. Die Funktechnik dringt mittlerweile bis weit in den dreistelligen Gigahertzbereich vor. Die Wellenlänge  $\lambda$ , als eine Form der Beschreibung, zusätzlich zur Frequenz  $f$  wird in der Literatur häufig verwendet. Verbunden sind beide wie in (3.1) angegeben, über die Ausbreitungsgeschwindigkeit im jeweiligen Medium  $c$  – sollte dies Vakuum sein, ist  $c$  gleich der Lichtgeschwindigkeit  $c_0 \approx 3 \cdot 10^8$  m/s.

$$c = \lambda \cdot f \tag{3.1}$$

Oberhalb der darüber definierten Millimeterwellen spricht man weniger von elektromagnetischen Wellen, sondern von Licht. Röntgen-, Gamma- und kosmische Strahlung runden das Bild bis zu Frequenzen von  $10^{24}$  Hz oder Wellenlängen bis hinunter zu 300 Attometern ( $10^{-16}$  m) ab. Diese Entwicklungen fordern ihren Tribut in der detaillierteren Benennung der Frequenzbereiche, wie sie in DIN 40015 festgelegt sind. HF taucht hier von 3 MHz – 30MHz auf. Darunter dann Mittel- und Niederfrequenz bis 30 kHz (MF, LF). In Bild 3.1 wird versucht, die Bereiche und deren Abfolge anschaulich darzustellen.

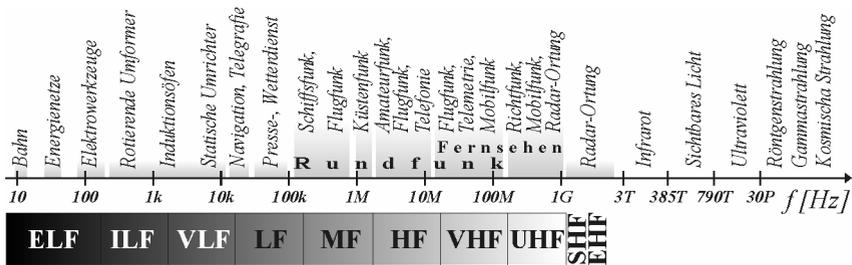


Bild 3.1: Auflistung und Verwendung der Frequenzbereiche [Zi95]

Die tiefen Frequenzbereiche werden dabei, aus dem Englischen übernommen, mit *Extremely-Low-Frequency* ELF, *Infra-LF* und *Very-LF* bezeichnet. Die darüber liegenden analog mit *Very-*, *Ultra-*, *Super-* und *Extremely-High-Frequency*.

Bei der Betrachtung fällt sofort auf, dass die energietechnischen Frequenzen von Bahn (16,7 Hz) und Stromversorgung (50 Hz, 60 Hz) am untersten Ende dieser Aufstellung liegen. Im Sprachgebrauch aus der Sicht „von unten“ verschieben sich natürlich die Sichtweisen. Im normalen Betrieb bewegt man sich in der ELF Region. Als „Normal“

gelten 50/60 Hz. Zu Prüfzwecken werden, neben der reinen Gleichspannung, Frequenzen von 0,1 Hz bis 1000 Hz verwendet (u.a. IEC 60060-3). Wohlgermerkt handelt es sich dabei um dauerhafte Wechselspannungen. Alles darüber liegende wird schon als Hochfrequenz angesehen, sinngemäß ihrer klassischen Definition und der in dieser Arbeit verwendeten.

Bei der Begrifflichkeit der Hochspannung verhält es sich ein wenig einfacher. Hier wird auf die gängige Erklärung des VDE zurückgegriffen, nach der Spannungen über 1 kV unter diesen Überbegriff fallen. Verfeinert wird dies in der Praxis beim Sprachgebrauch der Energietechnik, wo eine Einteilung in *Mittel-* ( $U_m \leq 52 \text{ kV}$ ), *Hoch-* ( $72,5 \text{ kV} \leq U_m \leq 245 \text{ kV}$ ) und *Höchst-* ( $245 \text{ kV} \leq U_m \leq 550 \text{ kV}$ ) und *Ultrahöchstspannung* ( $U_m \geq 800 \text{ kV}$ ) erfolgt.

Bei der in dieser Arbeit benutzten Definition ergibt sich nun eine Kombination aus beiden Sichtweisen, wie ja auch das Thema selbst eine solche darstellt. Daher wird die hochfrequente Hochspannung (*HFH*) bei Frequenzen zwischen 10 kHz und 1 MHz und Spannungen bis 100 kV festgelegt. Streng genommen müsste entweder von nieder- bis mittelfrequenter Hochspannung oder hochfrequenter Nieder- bis Mittelspannung gesprochen werden.

## 3.2 Auftreten und Form hochfrequenter Hochspannung

Bis auf extrem wenige Ausnahmen ist HFH bei Störungen des Regelbetriebes oder parasitären Effekten zu erwarten. Dabei muss nicht immer die Frequenz direkt ersichtlich sein. Auch ein schneller Anstieg der Spannung setzt sich aus einem weiten Spektrum zusammen, transformiert man vom Zeit- in den Frequenzbereich, wie anschaulich in der Norm VG 95371-10 für positive- und negative Erdblitze gezeigt wird. Auch bei technischen Vorgängen existieren sprungartige Änderungen der Spannung  $U$ , nicht nur bei natürlichen, wie Blitzen. Alleine schon das Betätigen eines Schalters bedingt einen steilen Anstieg  $dU/dt$ . Dabei spielt nicht nur die Tatsache, dass eingeschaltet wird eine Rolle, sondern auch der Vorgang, der dabei abläuft.

Betrachtet man den Schaltvorgang genauer, so zeigt sich, dass er sich aus einer Folge von Zündvorgängen zusammensetzt. Gerade bei SF<sub>6</sub>-isolierten Schaltanlagen tritt dies verstärkt auf [Koe86].

Neben der Ursache für hochfrequente Spannungspulse in Energieanlagen sind deren Auswirkung auf das System selber zu beachten. Bedient man sich der Begrifflichkeit der Regelstechnik, so stellt es ein System dar, das selbstverständlich einer zugehörigen Übertragungsfunktion gehorcht. Ermittelt wird dann die dazugehörige Sprungantwort, wobei sich deutlich zeigt, dass es sich um ein schwingfähiges Glied handelt, mit seinen natürlichen Frequenzen als Amplitudenüberhöhungen.

Um noch einen Schritt weiter zu gehen, kommt man zu angeschlossenen Anlagen, wie beispielsweise Transformatoren. Diese sind ihrerseits ebenfalls schwingungsfähige Systeme, was sich direkt aus dem Aufbau ergibt. Resonanzen treten hier nicht nur für das Gesamtsystem auf, sondern können sich auch lokal an diskreten Stellen manifestieren, wie zwischen einzelnen Windungen oder den Stufenschalteranzapfungen [Mus81]. Nicht zuletzt wegen der zentralen Bedeutung für die hier vorliegende Arbeit muss im Folgenden der Aufbau und die Modellierung von Transformatoren näher betrachtet werden.

In der bisherigen Betrachtung waren offensichtliche Schalthandlungen mit den verbundenen Vorgängen die Ursache für Hochfrequenz. Gerade aber moderne Leistungselektronik funktioniert nach dem gleichen Schema, dem Ein- und Ausschalten, nur führt sie es mehrere 10.000-mal pro Sekunde aus. Nicht nur die schon beschriebenen Effekte treten nun auf, sondern natürlich ebenfalls die Wiederholfrequenz selbst.

Im Folgenden werden die benötigten Modelle und Topologien näher beleuchtet.

### 3.2.1 Beschreibung des Resonanzverhaltens von Transformatoren

Die einzelnen Leiter, aus denen eine Gesamtwicklung des Transformators besteht, liegen nicht unendlich dicht beieinander, sondern weisen Isolationsabstände und Zwischenräume für die Konvektion des Kühlmittels – meist das auch zur Isolation verwendete Öl – auf. Es existiert somit ein Leitungsstück, um eine einzelne Windung zu betrachten, mit seiner Induktivität und dem dazugehörigen Längsspannungsabfall. Dies hat zur Folge, dass die darauf folgende Windung, an gleicher Stelle des Umlaufs um den Kern ein anderes Potential besitzt, ergo eine Kapazität zwischen den einzelnen Windungen auftritt. Dies verdeutlicht Bild 3.2 und wird im Folgenden näher erläutert.

In Bild 3.2a) ist vereinfacht der typische Aufbau einer Phase eines Leistungstransformators in einem Längsschnitt gezeigt. Die Unterspannungswicklung (*US-Wicklung*) liegt dabei in der Abfolge dem Kern am nächsten. Darauf folgt dann in einigem Abstand die Wicklung für die Oberspannung (*OS-Wicklung*) [Del2002]. Die Reihenfolge ergibt sich u.a. aus isolationstechnischen Gründen.

Für die Betrachtung der beiden Bilder Bild 3.2 b) und c) wird einer der beiden Wicklungssätze verwendet, um ein Ersatzschaltbild daraus abzuleiten. Der genaue Wicklungsaufbau – z.B. Lagen- oder Scheibenwicklung – soll hier keine Rolle spielen.

Wie schon kurz umrissen, stellt ein Wicklungsumlauf zu dem darauf Folgenden eine Kapazität  $C_i$  dar, mit der Wicklungsisolierung als Dielektrikum. Verteilt über die Länge der betrachteten Windung, besitzt sie natürlich eine Induktivität  $L_i$ . In der obigen Grafik wurde der Einfachheit halber auf die Koppelinduktivitäten  $M_i$  verzichtet, die sich addi-

tiv dazu auswirken würden. Ebenso offensichtlich weist das verwendete Material eine gewisse Leitfähigkeit auf, die den Widerstand  $R_i$  ergibt. In der Admittanz  $G_i$  sind letztendlich die dielektrischen Verluste ( $\tan \delta$ ) zusammengefasst. Die in Bild 3.2 c) gezeigte Verschaltung der vier Elemente ergibt sich dann logisch aus der Herkunft der Elemente und deren physischen Verbindung untereinander.

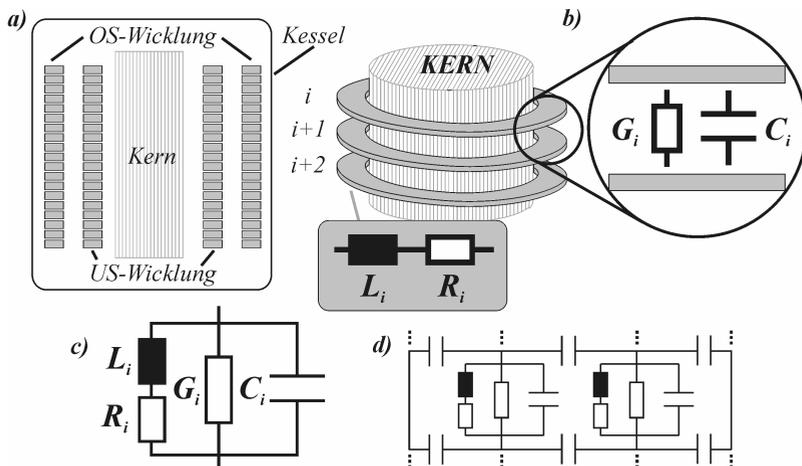


Bild 3.2: Veranschaulichung der Herleitung des Wicklungsersatzschaltbildes (Wicklungs-ESB) eines Transformators.

Ebenso wie sich eine Kapazität  $C_i$  zwischen den Windungen eines Wicklungssatzes manifestiert, ergeben sich weitere zwischen denen der OS- und US-Seite, sowie zu Kessel und Kern. Bild 3.2d) zeigt analog zum Aufbauprinzip in a) das resultierende Netzwerkmodell einer horizontalen Schnittebene in Höhe der Windung  $i$  [Kue99].

Bei den einzelnen Wicklungsersatzschaltungen handelt es sich aufgrund der Verschaltung von Widerstand, Induktivität und Kapazität um Parallel-Schwingkreise, jeweils mit ihren spezifischen Eigenschaften hinsichtlich Impedanz  $Z_i$ , bzw. Admittanz  $Y_i$

$$\underline{Y}_i = \frac{1}{\underline{Z}_i} = G_i + j\omega C_i + \frac{1}{R_i + j\omega L_i} \approx G_i + j\left(\omega C_i - \frac{1}{\omega L_i}\right) \quad (3.2)$$

und der sich daraus ergebenden Resonanz bei entsprechender Frequenz  $f_r$  [TS99]:

$$f_r = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot \sqrt{L_i \cdot C_i}} \quad (3.3)$$

Die in Bild 3.2 gezeigte Schaltung ist natürlich nur eine Möglichkeit, um das Verhalten eines Transformators zu beschreiben. Daneben gibt es aber auch noch erweiterte Möglichkeiten der Darstellung, wie beispielsweise Serien-Fosterkreise [Kue99], auf die hier jedoch nicht tiefer eingegangen werden soll, da sie auch etwas weiter von der Analogie zum realen Aufbau entfernt liegen. Außerdem sollte explizit darauf hingewiesen werden, dass eine derart detaillierte Modellierung natürlich nur für eine höherfrequente Betrachtung Sinn macht und das allgemein bekannte Ersatzschaltbild [Del2002, Lei2007] seine Bedeutung für die Beschreibung von netzfrequenten Vorgängen behält.

Über die Zusammensetzung aus mehreren verschalteten Schwingkreisen erschließen sich in der Folge direkt die Resonanzeffekte und deren Auftreten bei Leistungstransformatoren, die schließlich im Fokus dieser Arbeit stehen und daher immer wieder herausgestellt werden. Für Hersteller sind derartige Phänomene nichts Neues, sondern schon seit den 1970-er Jahren thematisiert, wie sich an mehreren Arbeitsgruppen von Cigré und IEEE zu diesem Thema zeigt [Pr84].

Würden im Netzbetrieb ausschließlich energietechnische Frequenzen auftreten, so wären Resonanzeffekte freilich nicht zu erwarten. Anhand der Theorie, ebenso wie durch aufgenommene Messwerte, zeigen sich die natürlichen – bei Resonanz vorliegenden – Frequenzen im Bereich von 10 kHz bis zu mehreren 100 kHz. Ohne eine Anregung in dieser Region, die zweifelsohne bei 50 Hz nicht vorliegt, wird sich auch keine Reaktion seitens der Schwingkreise zeigen. Treten nun aber Effekte wie Blitz- oder Schalthandlungen auf, die entsprechend hochfrequente Anteile aufweisen, so wird das System eine Antwort liefern.

Nachdem das Resonanzsystem mit für diese Betrachtung ausreichender Genauigkeit beschrieben wurde, soll im Folgenden näher auf die genaue Art der zu erwartenden Antwort des Transformators und die dazugehörigen Anregungen eingegangen werden.

### 3.2.2 Ursachen und Wirkungen von Resonanzen in Transformatoren

Wie schon im vorangegangenen Kapitel erwähnt, regen transiente Vorgänge Resonanzen in Transformatoren an und können in Elektroenergiesystemen mannigfaltig auftreten. Ein wichtiger Fall ist sicherlich der Blitzstoß, der in erster Linie den natürlichen Vorgang bei einem Gewitter mit dem Entladungspfad in beispielsweise eine Freileitung und somit in das Energienetz darstellt. Der so verursachte Spannungsimpuls wird sich vom Einschlagsort ausbreiten und im weiteren Verlauf auch auf Transformatoren treffen, die sich in nicht allzu großer Entfernung vom Einschlagsort befinden.

Dieser natürliche Vorgang wird für die Prüfung und Auslegung von Betriebsmitteln durch die genormte Spannungsform der 1,2/50  $\mu$ s Blitzstoßspannung  $U_{LI}(t)$ , wie sie beispielsweise in IEC 60060-1 definiert wird, nachgebildet. Die darin angegebenen

Werte beschreiben mit  $1,2 \mu\text{s}$  die Anstiegszeit  $T_1$  des Impulses und die Dauer  $T_2$  von  $50 \mu\text{s}$  bis zum Erreichen der halben Scheitelspannung im Abklingenden Teil des Verlaufes, wie es in Bild 3.3 veranschaulicht wird.

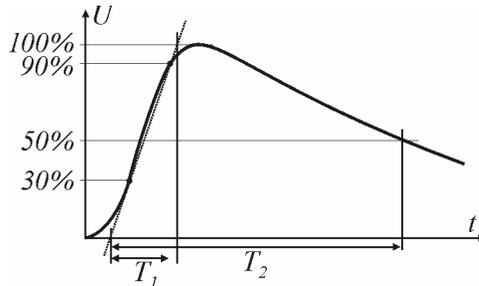


Bild 3.3: Definition der charakteristischen Zeiten einer 1,2/50  $\mu\text{s}$  Blitzstoßspannung

Wird nun die Hochspannungswicklung mit einem derartigen Impuls beaufschlagt, so zeigen sich zwei maßgebliche Effekte, die sich aus Aufbau und Ersatzschaltung direkt ableiten.

Aus dem Wicklungs-ESB, Bild 3.2, ergibt sich in der Berechnung des transienten Vorgangs eine nichtlineare Spannungsverteilung auf den einzelnen Windungen [Lo2005] und eine zeitliche Ausbreitung des Impulses [Ra2002]. Allgemein muss dieses für die Isolationskoordination beachtet werden, ist aber auch für die Beurteilung der Belastungshöhe durch die auftretenden hochfrequenten Störungen wichtig. Neben der Anregung und deren Verteilung wirken sich ebenfalls die angeregten Resonanzen aus und ergeben ihrerseits eine inhomogene Beanspruchung der Isolation [Lo2005].

Ein weiterer, offensichtlicher Effekt, ist die betrachtete Potentialdifferenz und vor allem deren räumliche Verteilung. Nach dem allgemeinen Transformatoraufbau aus Bild 3.2 ist die Hochspannungswicklung in der Nähe des Kessels angeordnet. Zu der auf Erdpotential befindlichen Wand liegt somit der größte Potentialunterschied an. Dieser ist deutlich dominierender als der zwischen den jeweiligen Windungen und zur Niederspannungswicklung befindliche [Mus81].

Unabhängig vom Ort des Auftretens ist all den Reaktionen gemein, dass es sich um abklingende Schwingungen handelt. Verursacht wird die Oszillation schließlich durch den einmalig auftretenden Impuls, wie es qualitativ in Bild 3.4a) gezeigt wird.

Für den Fall einer realen, impulsförmigen Anregung, wie beispielsweise einem Blitzstoß würde natürlich keine singuläre Resonanz auftreten, sondern eine Überlagerung von verschiedenen Anteilen zu beobachten sein [Do2003]. Darüber hinaus zeigen die

Untersuchungen von Musil [Mus81], dass die restliche Beschaltung und Lastsituation des Transformators einen erheblichen Einfluss auf die Scheitelhöhe und Frequenz ausübt.

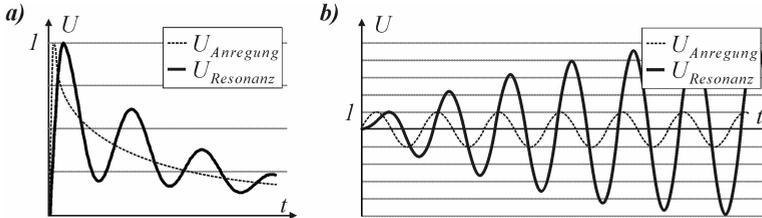


Bild 3.4: Spannungverlauf der Oszillationen bei Anregung mit a) exponentiell abklingendem Impuls und b) konstanter HF-Amplitude

Außer durch den Vorgang eines Blitzeinschlags kann natürlich auch ein anderer transienter Vorgang, wie das Betätigen eines Schalters oder Trenners, der Auslöser für derartige Resonanzen sein. Die streng genormte Kurvenform wird dabei selbstverständlich nicht eingehalten. Am Beispiel einer Gasisolierten Schaltanlage (GIS) zeigt sich ein ausgeprägtes Nachzündeverhalten, was eine Abfolge von mehreren Spannungsimpulsen nach sich zieht. Ein anderes Frequenzspektrum wirkt somit auf das schwingungsfähige System des beobachteten Transformators, welcher seinerseits eine andere Amplituden- und Frequenzverteilung in der Systemantwort zeigt [Koe86, Do2003].

Da es sich um eine Resonanz handelt, ist eine Anregung durch ein Signal mit genau der gleichen Frequenz besonders verheerend. Schon eine relativ geringe HF-Spannung führt so zu einem Aufschaukeln auf ein Vielfaches, wie anhand Bild 3.4 b) zu sehen ist [Deg82]. Auch wenn ein derartiger Betrieb nicht die Regel darstellen sollte beachtet werden, dass nicht nur der Transformator ein schwingfähiges System darstellt, sondern das speisende Kabel oder Freileitungssystem ähnliche Eigenschaften aufweist – was sich schon direkt aus deren Ersatzschaltbildern erschließt. Somit bildet sich alleine in der Zuleitung eine Resonanz, die der Transformator als HF-Beanspruchung erfährt.

Des Weiteren muss zwingend die Wechselwirkung an den Schnittstellen Beachtung finden. Anzuführen im Hinblick auf hochfrequente Einflüsse ist insbesondere das Schalten von Transformatoren über längere Leitungen, was schon seit geraumer Zeit ein Problem darstellt und untersucht wurde [Cs71]. Ein Einschaltimpuls, wie beschrieben ein singulärer Vorgang, breitet sich nun auf einem Leitungstück aus. Nach einer gewissen Laufzeit erreicht er die Klemmen des Transformators und stößt auf eine Impedanzänderung. Resultierend aus den Leitungsgleichungen bildet sich eine *Wanderwelle* aus [Kü52]. Praktisch bedeutet dies, dass an dem Übergang ein Teil des einlau-

fenden Stoßes – für den genormten wären dies beispielsweise die in Bild 3.3 gezeigten  $1,2/50 \mu\text{s}$  – wieder zu seinem Ursprung zurückreflektiert wird. Ergo liegt nun an der Klemme als Spannung  $U_T(t)$  die Summe aus Hin- und Rücklaufendem Anteil an, wie Bild 3.5 veranschaulicht [Mus82].

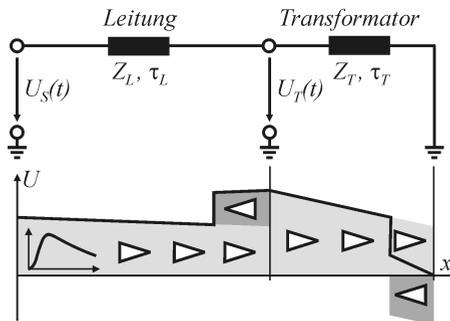


Bild 3.5: Momentaufnahme der Wanderwellenverteilung für Leitung und Transformator für  $t > \tau_L$  und  $t > \tau_T$

Aus der Theorie der Wanderwellen heraus lässt sich der Reflektionsfaktor  $r$  als das Verhältnis der entgegengerichteten Anteile,  $U_{Hin}$  und  $U_{Rück}$  oder der Impedanzen  $Z_L$  und  $Z_T$  definieren durch

$$r = \frac{U_{Rück}}{U_{Hin}} = \frac{Z_T - Z_L}{Z_T + Z_L}. \quad (3.4)$$

Für das Zusammenspiel Leitung-Transformator ist dieser positiv, wird also mit gleicher Phasenlage reflektiert. Im Gegensatz dazu wird beispielsweise an einem Kurzschluss negativ reflektiert, wie für den Erdungspunkt des stark vereinfachten Ersatzschaltbildes in Bild 3.5 gezeigt. Ein Vorgang im Übrigen, der wohl bekannt ist und in die Auslegung von Transformatoren, insbesondere der Isolationskoordination eingeht. Spannungsüberhöhungen regen dadurch in der nun größeren Amplitude, in schon beschriebener Manier Hochfrequenzresonanzen an.

Jetzt muss aber zusätzlich beachtet werden, dass es bei dem einmaligen Vorgang nicht bleibt. Die überlagerte Reflexion erreicht nach der Laufzeit  $\tau_L$  wieder den Schalter, um erneut in die Gegenrichtung umzukehren. Da es sich dabei um relativ kurze Zeiten handelt – für Freileitungen liegt die Ausbreitungsgeschwindigkeit bei Lichtgeschwindigkeit,  $3 \cdot 10^8 \text{ m/s}$ , bei Kabeln reduziert sich diese auf bis zu 50 % davon [Pr84] – trifft diese neue Transiente auch schnell wieder an den Transformator клемmen ein und läuft zurück. Dieser Vorgang dauert so lange an, bis die Dämpfung des Systems ihr Übriges

getan und sich ein eingeschwungener Zustand eingestellt hat. Zeitlich betrachtet, ergibt die Aufsummierung eine Wechselspannung, deren Frequenz von der Leitungslänge abhängt. So erklärt sich für nicht allzu lange Leitungen eine hochfrequente Anregung, die im einfachsten Fall nur selbst als Beanspruchung wirkt, schlimmstenfalls jedoch eine Resonanz trifft und zu einer weit höheren Amplitude führt; und sei es nur eine spezielle Windungsresonanz.

Daneben führen auch Magnetisierungsströme beim Einschaltvorgang zu Wanderwellenerscheinungen, weshalb im Allgemeinen versucht wird die Entfernung von Schalter und geschaltetem Objekt so kurz wie möglich zu halten, was wohl nicht zuletzt auf den Untersuchungen in den 1970-ern und 1980-ern basiert [Cs71, Mus82, Schei84, Ste84, Pr84, Koe86]. Probleme, die dabei explizit auftreten können, zeigen unter anderem aber auch neuere Untersuchungen [Do2003, CI2005, La2006].

Komplizierter stellt sich die Sachlage dar, wenn eine Schalthandlung nun nicht gelegentlich, sondern ständig ausgeführt wird. Genau dies geschieht bei der Hochspannungs-Gleichstrom-Übertragung (HGÜ) bei der Gleichrichtung auf der einen und der Wechselrichtung auf der Gegenseite, deren schematischen Aufbau Bild 3.6 zeigt.

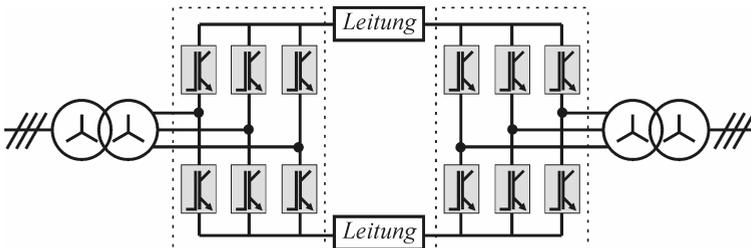


Bild 3.6: Schematische Darstellung einer 6-puls Brücke als Wechsel- und Gleichrichter, selbstgeführt

Als Schaltelemente werden neben den in der schematischen Übersicht gezeigten IGBTs (*Insulated Gate Bipolar Transistor*) auch Thyristoren eingesetzt [TS99]. Hinsichtlich der Arbeitsweise unterscheiden sich jedoch beide grundsätzlich voneinander. Während letztere nach ihrem „Zünden“ – dem Wechsel von sperrend zu leitend – bis zum Nulldurchgang des Stroms im leitenden Zustand verbleiben, werden IGBTs in schneller Abfolge an- und ausgeschaltet und über die Variation der Dauer der beiden Zustände schließlich die gewünschte Sinusform der Ausgangsspannung im zeitlichen Mittel nachgebildet. Die Funktion, sowie die Auswirkungen auf die entstehenden Spannungsformen ergibt sich direkt über eine Betrachtung des unterschiedlichen Aufbaus, wie sie in Bild 3.7 gegeben ist.

Für den Fall eines stromgesteuerten Umrichters (*Current Source Converter, CSC*) wird durch ein zur Phasenlage der Netzspannung verschobenes Einschalten der leistungselektronischen Schaltelemente, hier werden in der Regel Thyristoren verwendet, eine Ausgangsregelung vorgenommen. Es existiert ein Zwischenkreis, für den Transport die Leitung, der mit einem Gleichstrom gespeist wird. Daher auch der resultierende Name für die Hochspannungs-Gleichstrom-Übertragung (*HGÜ, engl.: HVDC*), bei der dieses Prinzip überwiegend eingesetzt wird. Abgeleitet aus der Funktionsweise der Thyristoren behalten diese ihre leitende Eigenschaft bis zum Nulldurchgang des durch sie fließenden Stroms. Gesteuertes Ausschalten ist nicht möglich. Des weiteren muss Beachtung finden, dass immer nur zwei Elemente gemeinsam leitend sind und für den gleichgerichteten Ausgang sorgen, aber zu unterschiedlichen Zeiten Stromnulldurchgänge vorliegen. Durch das sogenannte *Kommutieren*, also den Wechsel von dem ausschaltenden Thyristor auf seinen nachfolgend einschaltenden, wird der konstante Fluss aufrechterhalten. Netzseitig entstehen dabei harmonische Oberschwingungen, die ausgefiltert werden müssen.

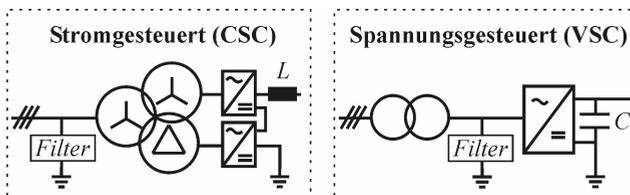


Bild 3.7: Grundsätzlicher Aufbau von stromgesteuertem 12-puls und spannungsgesteuertem Umrichter

Auch die Schaltvorgänge der Leistungshalbleiter beinhalten in erheblichem Maß transiente Anteile, die auf das Isolationssystem der Transformatoren einwirken. Die Spannung ist, analog zur Bezeichnung dieser Technik als *Netzgeführter Stromrichter*, immer identisch mit deren Verlauf im Verteilnetz – zumindest grob betrachtet. Im Detail liegt in Form des Transformators wieder ein schwingfähiges System vor, das durch die Kommutierungsvorgänge angeregt wird und Oszillationen bei den Windungsresonanzen zeigt, was bei Untersuchungen für ein teilweise auftretendes Versagen der Isolation an eben jenen Stellen verantwortlich gemacht wird [De2005].

Schwerer wiegt dagegen die zweite Variante des Aufbaus, wie sie auf der rechten Seite in Bild 3.7 zu sehen ist. Der spannungsgesteuerte Umrichter (*Voltage Source Converter, VSC*) wird mit einem Gleichspannungszwischenkreis, respektive Übertragungsleitung, betrieben. Im Gegensatz zur Glättungsdrossel für den Strom beim CSC, wird nun eine stabilisierende Kapazität, entweder durch eine Kondensatorbank oder eine Leitung

entsprechender Länge gebildet, für die Spannung verwendet. Gesteuert wird durch eine sogenannte Pulsweitenmodulation (*PWM*), wie sie in Bild 3.8 zu sehen ist.

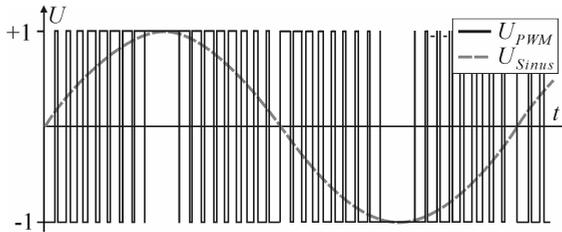


Bild 3.8: Spannungsverlauf bei Pulsweitenmodulation als Beispiel für die Generation der Sinusschwingung

Die Zwischenkreisspannung  $U_{ZK}$  wird dabei über die leistungselektronischen Ventile unterschiedlich lange ein- und ausgeschaltet. Versucht wird hierbei, die Form der Sinusschwingung im Mittel nachzuempfinden. Gezeigt wird in Bild 3.8 der Fall einer bipolaren Gleichspannung, wobei zwischen den beiden Potentialen alternierend geschaltet wird. Mittels eines geeigneten Pulsmusters ist dabei nicht nur die Ausgangsfrequenz, sondern auch die Amplitude variabel. Bezüglich der genauen Funktionsweise wird an dieser Stelle auf die reichhaltige Fachliteratur zur Leistungselektronik verwiesen, exemplarisch seien drei Werke dazu angeführt [Sp91, Mic2003, CI2005-2].

Einerseits kann diese Methode zur Gleichrichtung eingesetzt werden, eben mit dem erwähnten Glättungskondensator zur Energiespeicherung und Spannungsstabilisierung, andererseits auch zur Wechselrichtung, wobei die dort benötigte Sinusspannung mit Hilfe einer angeschlossenen Induktivität generiert wird. Bei kleineren Wechselrichtern nach diesem Schema wird diese durch ein so genanntes *Sinusfilter*, nichts anderes als eine Längsdrossel, gebildet. Im Gebiet der HGÜ-Technik wird der ohnehin benötigte Koppeltransformator zu diesem Zweck verwendet.

Wie gerade beschrieben, wird die Technik des *selbstgeführten Umrichters*, eine andere Bezeichnung für den VSC, zur Energieübertragung mittels Gleichstrom verwendet. Dabei zeigt sich die zum Einsatz kommende Umrichtertechnik als ungeeignet für große Leistungen. Den Thyristoren für die Schaltventile und den daraus gebildeten *netzgeführten Umrichtern* wird dort der Vorzug gegeben. Jedoch ist der Platzbedarf bei letzteren ein entscheidender Nachteil und VSCs kommen zum Zuge. Ein weiteres Einsatzgebiet des VSC-Umrichters sind *FACTS (Flexible AC Transmission Systems)*, dabei insbesondere die sogenannten *STATCOMs (Static Synchronous Compensator)* [HG99]. Diese werden zur Blindleistungskompensation, beispielsweise von Drehstrom-Übertragungsleitungen eingesetzt. Der große Vorteil von selbstgeführten Umrichtern besteht

---

in diesem Fall in der dynamischen Kompensation nicht nur von kapazitiver, sondern auch von induktiver Blindleistung.

Auffällig ist dabei in jedem Fall das Beanspruchungsbild, hervorgerufen durch die Signalform – Pulse mit dem vollen Hub der Zwischenkreisspannung, zusammen mit einem extrem steilen Anstieg. Wie schon beschrieben, ergeben sich daher hochfrequente Beanspruchungen, die nun auf das Isolationssystem des angeschlossenen Filters einwirken. Erschwerend kommt hier noch dazu, dass es sich um ein repetierendes Ereignis handelt, weshalb auch noch die Schaltfrequenz als signifikanter Anteil auftreten wird. Gerade beim Einsatz der VSC-Technik zu Übertragungszwecken [CI2005-2] kann  $U_{ZK}$  im zweistelligen kV-Bereich und darüber liegen.

Die durch den VSC generierten Spannungspulse treffen auf einen Koppeltransformator, wodurch dieser eine Dauerbeanspruchung mit steilen Spannungspulsen erfährt. Dabei können die schon zuvor beschriebenen Resonanzerscheinungen auftreten. Um gerade die hochfrequente Spannungsbeanspruchung zu minimieren, wird zwingend ein Filter in Form eines sogenannten *Saugkreises* zwischen VSC und Transformator geschaltet, wie auch in Bild 3.7 zu sehen ist. Die komplette Umrichterleistung steht somit nicht mehr zur Sinusbildung zur Verfügung, obwohl die Transformatorinduktivität auch das komplette Signal zu einem solchen glätten würde. Eine gewisse Filterung vor einer Einkopplung in ein Versorgungsnetz müsste dennoch getroffen werden, um eine Verunreinigung des Netzes mit harmonischen Anteilen zu vermeiden, die je nach Bauart des VSC bis zu 50 % betragen kann [CI2005-2].

Gerade der breitere Einsatz von Leistungselektronik in der Energieübertragung und damit zwangsläufig auch die steigende Beanspruchung von daran direkt beteiligten Transformatoren – die in der Regel in dieser Leistungsklasse mit einer Öl-Papier-Isolation ausgeführt werden – bewirkt eine erhöhte Ausfallquote [Au2006]. Aufgrund dieser Entwicklungen und Ereignisse werden die Auswirkungen von repetierenden Transienten, sowie auch von solchen durch mehrfach auftretende Schalthandlungen verursachte – die Zeitspanne zwischen den Ereignissen ist hierbei eine größere – mit größerem Interesse betrachtet. Die wenigen Analysen zu diesem Thema zeigen meist Isolationsversagen zwischen den Windungen [McD99], was auf die beschriebenen Resonanzeffekte hindeuten würde. Auch zeigt sich eine schnellere Alterung und verbundene thermische Zerstörung auf der leistungselektronischen Seite [Gr2004], demnach auch zurückzuführen auf die beschriebenen Beanspruchungen, dabei speziell die frequenzabhängigen Verluste in der Isolation.

Die abschließende Frage nach der Problemstellung für eine gezielte Untersuchung von solchen Auswirkungen ergibt zunächst ist die Generation einer geeigneten Prüfspannung mit ebensolcher Signalform, um vergleichbare und einheitliche Ergebnisse zu

erhalten. Den Erzeugungsmöglichkeiten im Allgemeinen soll im folgenden Kapitel nachgegangen werden.

### 3.3 Erzeugung hochfrequenter Hochspannung

Generell stellt sich bei jeglicher Untersuchung und Messung von elektrischen Materialeigenschaften die Frage nach der Erzeugung einer adäquaten Prüfspannung. So werden bei Messungen mit energietechnischer Frequenz beispielsweise genau der Oberwellengehalt, also die Reinheit der Sinusschwingung, Amplitude, Spannungssteigerungsgeschwindigkeit, etc. festgelegt.

Nun muss dieses auf die hochfrequente Hochspannung angewendet werden. Dabei zeigt sich schnell, dass es nicht ohne weiteres möglich ist, da die gleichen Generationsprinzipien praktisch keine Verwendung finden können. Erst nach der Klärung der Erzeugungsproblematik und dem damit verbundenen Aufbau kann über die weiteren Eigenschaften der Quelle nachgedacht werden.

#### 3.3.1 Hochfrequenztransformator

Wird von der klassischen Technik zur Erzeugung von hohen Wechselspannungen ausgegangen, so liegt die Verwendung eines Transformators nahe. Es müsste somit ein hochfrequentes Signal erzeugt und anschließend auf die gewünschte Spannungsebene umgesetzt werden, wie Bild 3.9 vereinfacht zeigt.

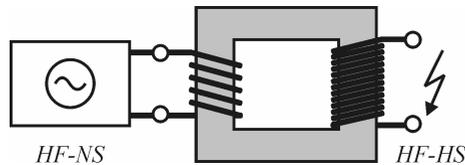


Bild 3.9: Prinzip zur Erzeugung einer hohen hochfrequenten Wechselspannung mit Niederspannungs-Signalgenerator und Transformator

Dabei ist die Signalerzeugung auf der Niederspannungsseite kein Problem. Deren Amplitude ist dabei im gut beherrschbaren Bereich. Je nach benötigter Leistung kann hier mit handelsüblichen Verstärkern operiert werden.

Bei dem sich anschließenden Transformator gilt dies nicht mehr. Wiederum stellt die Niederspannungswicklung noch die geringste Problematik dar, hinsichtlich Auslegung und Materialwahl. Dies kann man sowohl für die Hochspannungsseite, als auch den Kernaufbau nicht mehr aufrechterhalten. Bei der Auslegung der Hochspannungswicklung stößt man fortwährend an Spannungsbeanspruchungen, für deren Beurteilung die benötigten Materialparameter nicht vorliegen.

Jedoch scheidet schon bei der Betrachtung des Kernes diese Generatorbauart. In der Energietechnik und für die Übertragung der benötigten Leistung wird üblicherweise Eisen eingesetzt. Aus den sogenannten *Transformatorblechen* wird der Kern schichtweise in dem gewünschten Querschnitt aufgebaut [Lei2007]. Im kHz-Bereich steigen die magnetischen Verluste derart an, dass eine Verwendung zur Erzeugung hochfrequenter Hochspannung nicht in Frage kommt. Angelehnt an die konventionelle Hochfrequenztechnik, wo schließlich auch Übertrager zum Einsatz kommen, müsste man Ferrit als Baustoff verwenden. Derartige Magnetkerne sind jedoch fertigungstechnisch in einer tauglichen Dimension nicht realistisch zu bekommen. Beschriebene Varianten in der Literatur sind für geringere Spannungen und Frequenzen ausgelegt [Ga94, Sam2007].

Aus diesen Gründen kann das Prinzip der Erzeugung von hohen, netzfrequenten Wechselspannungen hier nicht eingesetzt werden und man muss alternative Möglichkeiten verfolgen.

### 3.3.2 Teslagenerator

Die Betrachtung der geschichtlichen Entwicklung der Elektrotechnik liefert brauchbare Lösungsansätze. Lässt man einmal die Versuche außer acht, in denen schnelllaufende Generatoren hochfrequente Ströme – realistisch sind dabei Frequenzen von nur einigen wenigen kHz – erzeugten [Eb1898], so kommt man zu den nach Nikola Tesla benannten Generatoren und Transformatoren [Him1894].

Dabei handelt es sich um zwei miteinander gekoppelte Resonanzkreise ( $A$ ,  $B$ ), die in ihrer Eigenfrequenz aufeinander abgestimmt sind. Die prinzipielle Schaltung ist in Bild 3.10 dargestellt. Bei dem hier exemplarisch gezeigten Aufbau handelt es sich um einen sogenannten *freischwingenden Tesla-Transformator*. Über eine beliebige Anregung, sei dies der gezeigte Generator mit Hochsetztransformator oder eine langsam gesteigerte Gleichspannung  $U_1$ , wird der Kondensator  $C_1$  aufgeladen. Bei Erreichen der Zündspannung der Funkenstrecke  $F$  entlädt sich dieser über den nun geschlossenen Stromkreis aus  $R_1$ ,  $F$  und  $L_1$ .

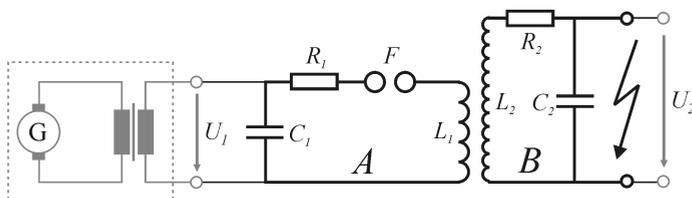


Bild 3.10: Schaltbild eines Tesla-Transformators mit Erregung

Die so entstandene Schaltung ist somit ein Serienschwingkreis ( $A$ ) mit einer Eigenfrequenz, die sich gemäß (3.3) ergibt. Der so entstehende hochfrequente Vorgang ist dabei deutlich schneller als die Schwingung des Generators, sollte ein solcher verwendet werden.

Mittels der losen Kopplung findet eine Induktion im sekundären Schwingkreis ( $B$ ) statt, der seinerseits bei der selben Frequenz mitschwingt, jedoch auf einer höheren Spannungsebene  $U_2$ . Letztere ergibt sich im Wesentlichen aus dem Windungszahlenverhältnis der beiden Spulen zueinander. Auf diese Art und Weise, lassen sich bei geeigneter Auslegung relativ problemlos Spannungen von  $10^6$  V erreichen [Hoch32].

Eine detailliertere Betrachtung der Spannungsform, die in beiden Kreisen entsteht, zeigt einen gedämpft schwingenden Verlauf, wie er in Bild 3.11 zu sehen ist.

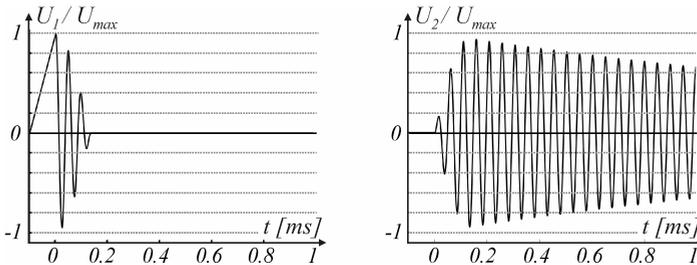


Bild 3.11: Spannungsverlauf über den Spulen eines Teslatransformators mit Resonanzfrequenz  $f_0 = 20$  kHz nach [Hei64]

Die Ladespannung wird im Primärkreis bis zum Erreichen der Zündspannung der Funkenstrecke erhöht, was gleichzeitig die maximale Spannung  $U_{max1}$  ergibt. In der Folge findet eine gedämpfte Schwingung statt, die bis zum Verlöschen des Lichtbogens bestehen bleibt. Bei einer theoretischen Betrachtung der Wechselwirkung der lose gekoppelten Kreise [Hei64] zeigt sich hierfür eine Erklärung.

Bei Untersuchung ohne jegliche Dämpfung der Amplitude und unter Annahme, dass der Kreis mit einem Schalter fest geschlossen wird, erhält man die Ausgangsspannung  $U_2$  gemäß

$$U_2 = \frac{1}{2} \cdot \sqrt{\frac{C_1}{C_2}} \cdot U_{max1} \cdot \left[ \cos\left(\frac{\omega_0}{\sqrt{1-k}} \cdot t\right) - \cos\left(\frac{\omega_0}{\sqrt{1+k}} \cdot t\right) \right]. \quad (3.5)$$

Es entsteht somit eine *Schwebung* durch Überlagerung zweier Frequenzen, die durch den Koppelfaktor  $k$ , als ein Maß für die Verbindung der beiden Induktivitäten, bestimmt werden. Nun muss die resultierende Einhüllende für die Betrachtung herange-

zogen werden. Nach einem viertel ihrer Schwingung verschwindet die Gesamtspannung im Kreis  $A$ . Währenddessen waren sozusagen Blindanteile ständig vorhanden und mit ihr auch ein Kurzschlusslichtbogen, der nun verlischt. Der angeregte Kreis  $B$  schwingt daraufhin selbständig mit seiner Resonanzfrequenz  $f_0$  weiter. Bei einem realen Aufbau lassen sich selbstverständlich die Widerstände nicht eliminieren, was zu einer kontinuierlichen Dämpfung führt und so die Kurvenform in Bild 3.11 ergibt.

Die benötigte Ladespannung kann nicht nur durch Wechsel- oder Gleichspannungsquellen bereitgestellt, sondern auch mit in der Hochspannungstechnik üblichen Stoßgeneratoren geliefert werden [Bad96]. Die Funkenstrecke ist bei den hier üblicherweise eingesetzten *Marxgeneratoren* [Küch2005] schon inbegriffen.

Teslageneratoren wurden schon früh für die Untersuchung von Materialien eingesetzt [Eb1898], gerade auch im Hinblick auf die Erzeugung von hohen Spannungen. Sogar als allgemeine Spannungsquelle für die Prüfung der elektrischen Festigkeit wurde diese Technik angesehen [Hoch32]. In der Untersuchung von Spannungsfestigkeiten mit HFH lässt sich jedoch sicherlich die größte Signifikanz erkennen. Ähnlich in Kapitel 2.6.2 beschriebenen Steigerungen lassen sich auch hier Versuche mit der jetzt ausschwingenden hochfrequenten Spannung durchführen. Im Vergleich zeigt sich hierbei schon einen wesentlichen Vorteil, jedoch ergeben sich auch mehrere Nachteile.

Für die Technik spricht die relativ problemlose Erzeugbarkeit von sehr hohen Spannungen durch den Einsatz von gängigen Anordnungen, wie sie in einem Hochspannungslabor zu finden sind. Der abklingende Charakter der Amplitude zeigt darüber hinaus auch eine gewisse Vergleichbarkeit mit Impulsen, die durch transiente Anregungen von schwingfähigen Systemen entstehen. Überlagert zu einer netzfrequenten Spannung könnte somit das eigentliche Störsignal nachgebildet werden.

Gegen den Teslagenerator sprechen mehrere Aspekte, begonnen mit dem Aufbau selbst. Soll die Untersuchung bei mehreren Frequenzen durchgeführt werden, so müssen jeweils der Primärschwingkreis, als auch der Sekundäre aufeinander abgestimmt werden. Denkt man dabei an die *Streukapazitäten*, parasitäre Beläge zwischen spannungsführenden Teilen und der Umgebung, so vergrößert sich noch die Schwierigkeit. Das Treffen der exakten Resonanzfrequenz ist jedoch unerlässlich.

Weiterhin befindet sich nicht nur aufbaubedingt, sondern auch durch das Prüfobjekt selbst eine Kapazität im Prüfkreis, die entweder durch einen Plattenkondensator, zwischen dessen Elektroden das Prüfobjekt eingebracht wird oder in Verbindung mit Spitzen zur Inhomogenisierung gebildet wird. Aufgrund der wenigen Bauteile, Spule und Kondensator, muss mit ihnen das Abgleichen des Resonanzkreises erfolgen. Bei einer Spule würde dies das Vorsehen von mehreren Abgriffen bedeuten, ähnlich einem Stufenschalter bei Leistungstransformatoren, oder ein Abgreifen auf den Windungen selbst

[Inwa28]. Beides stellt einen erheblichen Eingriff in die Funktion und Auslegung dar; weniger im Niederspannungsteil, sondern mehr auf der Hochspannungsseite. Korona-bildung und mit ihr eine zusätzliche Dämpfung sind nur schwer in den Griff zu bekommen, was ebenfalls für den Kondensator gilt. Hier werden zur Abstimmung oft veränderliche Plattenabstände oder eintauchbare Zusatzplatten verwendet [Pe42]. Die hier notwendigen Feldhomogenitäten führen dabei auf der Hochspannungsseite zu erheblichen Dimensionen.

Wohl aber am Wichtigsten ist bei einer Untersuchung allgemeiner Werte eine einheitliche Prüfspannung bei diskreten Größen. Konstante Amplituden, die kontinuierlich und mit gleichbleibender Anstiegsgeschwindigkeit gesteuert werden können, sind hierbei eindeutig zu bevorzugen.

### 3.3.3 Röhrenverstärker

Die hier nächstliegende Möglichkeit zur Erzeugung von kontinuierlicher HFH gründet sich auf der geschichtlich ersten Problemstellung über die Spannungsfestigkeit von Isolatoren bei Hochfrequenz. Beim Betrieb von Rundfunksendern wurden die Antennen mit einem derartigen Signal betrieben. Geht man von einem Mittelwellensender aus, bei dem üblicherweise Amplitudenmodulation eingesetzt und Sprache, bzw. Musik übertragen wird, so leuchtet schnell ein, dass die Signalform einem reinen Sinus entspricht. Das ursprüngliche Problem ist hier also direkt auch die Lösung für die Frage nach geeigneten Prüfspannungen.

Üblicherweise werden, nicht zuletzt wegen der benötigten Sendeleistung von um die 100 kW, Vakuumröhren verwendet. Diese befinden sich auch in Leistungsklassen bis 2,5 MW im Einsatz. Die sogenannten *Klasse-C Verstärker* weisen bei Mittelwellen- (*MW*) und Langwellenbetrieb (*LW*) typischerweise Ausgangsspannungen bis zu 60 kV auf, bei Frequenzen, wie Bild 3.1 zu entnehmen ist, zwischen 30 kHz und 3.000 kHz [MG92]. Diese Beanspruchungen erfahren demnach die Isolatoren der Antenne und werden seit den 1920-er Jahren dahingehend untersucht. Zuvor traten ähnliche Schwierigkeiten bei der Instandhaltung der Isolatoren bei der seit dem Anfang des 20-ten Jahrhunderts verwendeten *Drahtlosen Telegraphie* auf [Cla14]. Zur Untersuchung wurden in diesem Fall *Funkengeneratoren* – entwickelt 1902 in Dänemark von Valdemar Poulsen – eingesetzt, die eine Vorgängertechnik zu den Röhren darstellen.

Die Röhrentechnik der Leistungsendstufe in Gitterneutralisationsschaltung [MG92] inklusive Frequenzerzeugung ist nach [Hae42] mit den wichtigsten Komponenten in Bild 3.12 dargestellt.

Mit der von einem Gleichstromgenerator erzeugten Anodenspannung der linken Röhrenanordnung und der Gittermodulation über den angeschlossenen Schwingkreis wird



Ein weiterer Nachteil, der sich auch ein wenig auf den technischen Wandel bezieht, ist in der Röhrentechnik allgemein zu sehen. Das Zusammenspiel zwischen der Heizung, der Gitterspannung und den Anodenspannungen ist schwierig zu beherrschen und anfällig für Störungen. Alleine schon die Beschaffung von geeigneten Röhren stellt heutzutage ein Problem dar. Daher sollte nach anderen Möglichkeiten zur Erregung des Resonanzkreises und der Erzeugung von HFH gesucht werden.

### 3.3.4 Stoßspannungsschwingkreis

Wie schon bei der Betrachtung des reinen Teslagenerators kurz erwähnt, kann die Anregung des Primärkreises auch mit einem Marxgenerator erfolgen. Diese Technik erlaubt ohnehin die Erzeugung von Stoßspannungen im gewünschten Bereich mehrerer 100 kV bis hin zu einigen MV. Daher eröffnet sich die in Bild 3.13 gezeigte Verschaltung eines einzigen Schwingkreises, die von Badent [Bad96] in Hochfrequenzuntersuchungen von Isolieröl und der darin erfolgenden Streamerbildung eingesetzt wurde.

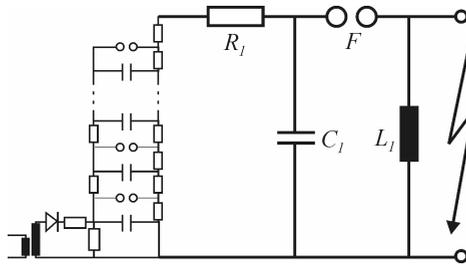


Bild 3.13: Marxgenerator mit Schwingkreis zur Erzeugung von HFH

Es wird hierbei eine übliche Stoßspannung erzeugt, die ihrerseits einen Schwingkreis anregt. Der Vorwiderstand  $R_I$  zwischen Generator und Schwingkreis dient dabei zum Entkoppeln von Anregung und Ausgangssignal. Bei Überschreiten der Zündspannung der Funkenstrecke  $F$  wird der Resonanzkreis geschlossen und schwingt mit seiner Eigenfrequenz in der weiteren Folge aus. Auch hier wird, wie schon beim reinen Teslakreis, eine Abnahme der hochfrequenten Schwingung zu beobachten sein, die sich auf parasitäre Verluste zurückführen lassen, wie Spulenwiderstand, Widerstand des Lichtbogens, Zuleitungswiderstände der Verkabelung und nicht zuletzt dem Verlustfaktor  $\tan \delta$  der verwendeten Kondensatoren, die dabei wohl den größten Anteil stellen.

Auffällig bei dieser Anordnung ist sicherlich ihre Zusammensetzung mit gut verfügbaren Gerätschaften und deren Robustheit. Ferner ist, gegenüber den zwei abzustimmenden Kreisen des reinen Teslagenerators, hier nur ein einziger auszuführen, ganz zu schweigen von der induktiven Kopplung mit den Luftspulen. Dem entgegen steht dafür

erneut die Kurvenform einer Schwingung mit nicht konstanter Amplitude. Für die Betrachtung von realitätsnahen Spannungsbeanspruchungen und deren Nachbildung im Labor ist diese Variante sicherlich die zu wählende. Bei einer Untersuchung der grundlegenden Materialeigenschaften aus denen nicht zuletzt allgemein gültige Berechnungsvorschriften abgeleitet werden sollen, ist sie jedoch erneut nicht die optimale.

### 3.3.5 Leistungselektronisch erregter Teslagenerator

Eine Kombination aus dem klassischen Teslagenerator, wie er in Bild 3.10 gezeigt wird, und einer Anregung mit moderner Leistungselektronik, wie in Bild 3.14 zu sehen, ist ferner eine geeignete Möglichkeit, um hochfrequente Hochspannungen mit gleichbleibender Amplitude zu erzeugen.

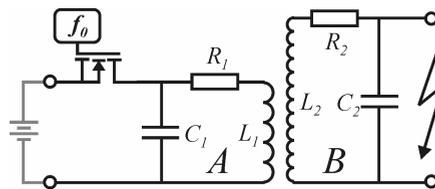


Bild 3.14: MOSFET-gezündeter Teslatransformator

Dabei wird die ungenaue Funkenstrecke oder ein diskreter, langsamer Schalter durch ein Halbleiterelement ersetzt. Würde bei der Schaltung mit der Funkenstrecke die schon beschriebene Schwebung auftreten, welche die reine Sinusamplitude zunichte macht, so kann diese durch MOSFETs (*Metal Oxide Semiconductor Field-Effect Transistor*) ausgeregelt werden [Ha2000].

Über den Halbleiter wird die konstante Ladespannung als Anregung auf den Primärkreis *A* geschaltet und vor Erreichen der halben Periodendauer auch wieder getrennt, denn sonst würde schließlich eine Dämpfung stattfinden. Der weitere Vorgang ist dann analog dem klassischen Teslatransformator im eingeschwungenen Zustand; eine geringfügige Einschwingzeit natürlich vorausgesetzt. Ein Abfall durch die nach wie vor vorhandenen parasitären Elemente wird durch die kontinuierliche zusätzliche Anregung aufgefangen und kompensiert. Daraufhin entsteht eine reine Sinusschwingung für die Untersuchung.

Zwar kann nun sowohl der Nachteil des Teslaschen Aufbaus von Schwebung und Inhomogenität, als auch derjenige der problematischen und aufwendigen Verwendung von Röhrentechnik beseitigt werden, jedoch bleiben auch einige zurück. So müssen immer noch zwei Schwingkreise, mitsamt der losen magnetischen Kopplung abgeglichen werden.

Die Leistungselektronik ist jedoch nicht grundsätzlich der Röhrentechnik überlegen, im Gegenteil. Bei höheren Frequenzen ist sie klar im Nachteil, denn die benötigten Schaltzeiten können nicht mehr realisiert werden. Im Elektronikbereich ist es möglich, auch Taktraten von mehreren GHz zu realisieren. Ist man jedoch auf eine gewisse Schaltleistung angewiesen, so reduziert sich dies unter die MHz-Grenze. Verallgemeinert kann festgestellt werden: Je größer die benötigte Leistung, desto geringer die Schaltfrequenz. Dieser Einschränkung entgegen steht in jedem Fall die deutlich problemlosere Anwendung leistungselektronischer Komponenten und nicht zuletzt die Kostenfrage von Beschaffung und Betrieb.

### 3.3.6 Frequenzvariabler Wechselrichter mit Serienschwingkreis

Die letztendlich in dieser Arbeit eingesetzte Technik stellt teilweise eine Kombination aus den bereits beschriebenen Möglichkeiten dar. Nicht zuletzt wegen einer etwas limitierten Bandbreite der Erzeugungsarten wird auch hier ein Schwingkreis verwendet, wie der prinzipielle Aufbau in Bild 3.15 zeigt.

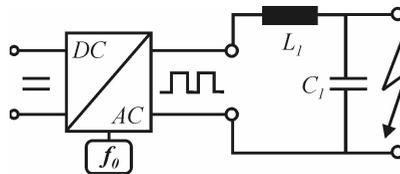


Bild 3.15: Prinzipschaltbild von Serienschwingkreis mit Wechselrichter

Dabei wird eine Gleich- in eine alternierende Wechselspannung mit variabler Frequenz umgeformt. Das so entstehende Rechtecksignal wird in den Serienschwingkreis eingekoppelt und erzeugt einen Wechselstrom durch die beiden Elemente  $L_1$  und  $C_1$ . Ist dabei die Frequenz der Rechteckspannung gleich der Resonanzfrequenz des LC-Reihenschwingkreises, so entsteht eine sehr hohe, an der Kapazität abfallende Spannung, welche zur Prüfung verwendet wird.

Wesentlicher Vorteil eines solchen Aufbaus stellt einerseits der verhältnismäßig geringe Aufwand der Schaltung dar, andererseits aber auch die direkte Regelbarkeit durch die vorgegebene Gleichspannung und die Vorgabe der Zündimpulse mit einem gut regelbaren Frequenzgenerator. Auf der negativen Seite steht nach wie vor die Notwendigkeit der Abstimmung, die bei allen betrachteten Möglichkeiten beinhaltet ist. Es wird hierbei über die letztendliche Anzahl der abzugleichenden Bauteile eine Entscheidung getroffen. Können hier geringe Abstriche in der exakten Frequenz gemacht werden, so kann über die Impulsvariation der Leistungselektronik ein fest ausgelegter Kreis betrieben werden.

All dies führt in der Folge für die Entscheidung dieser Variante als Prüfquelle für die anschließenden Untersuchungen, weshalb sie nun näher beschrieben und ausgelegt wird.



## Kapitel 4

### Hochfrequente Hochspannungsquelle

Basierend auf den Überlegungen und Beschreibungen des vorherigen Kapitels wird das Prinzip des Serienschwingkreises mit frequenzvariablem Wechselrichter verwendet. In diesem Zusammenhang ist der gewünschte und benötigte Frequenzbereich ein wichtiges Entscheidungskriterium, da die Realisierung der Prüfspannungsquelle nur in einem bestimmten Frequenzband sinnvoll möglich ist. Die genauen Auslegungs- und Randbedingungen werden daher in der Folge genauer spezifiziert.

Daran angeschlossen erfolgt eine genaue Funktionsbeschreibung der Spannungsquelle mit all ihren Einzelheiten. Die groben Blöcke der Quelle, wie sie in 3.3.6 umrissen wurden, erfahren nun eine detailliertere Betrachtung. Die Funktion und der Aufbau des Wechselrichters mitsamt seiner Steuerung hinsichtlich der Frequenzvariabilität ist dabei der erste Schritt. Auch Punkte wie die Regelung der Hochspannungsamplitude, sowie die Kopplung zwischen den beiden Spannungsebenen, besitzen dabei ihren Anteil.

Weiterführend stellt sich die Notwendigkeit einer geeigneten Messung der hochfrequenten Hochspannungen, ohne eine zusätzliche Dämpfung in das System einzubringen. Dabei ist auch der Frage nach einer adäquaten Kalibrierung des Messsystems nachzugehen

Der eigentliche Schwingkreis besteht schließlich aus zwei Bauteilarten, wobei sich die Aufgabe der Verlustminimierung stellt, da diese sonst zu einer übermäßigen Dämpfung führen würden. Gerade bei der Induktivität macht sich dies bemerkbar. Als Bauprinzip wurde daher ein *Theoretischer Gütefaktor* aufgestellt, dessen Herleitung und Auswirkung auf die Konstruktion hier behandelt wird. Darüber hinaus stellt sich die Frage nach einem Abgleichen der Resonanzfrequenz. Die dazu benötigten Einrichtungen und Gerätschaften, hauptsächlich auf der kapazitiven Seite, werden ebenfalls beschrieben.

Abschließend werden die Proben behandelt. Die dazu benötigten Prüfgefäße, welche in ihrer Konstruktion auf die spezifischen dielektrischen Beschaffenheiten der zu untersuchenden Materialien angepasst werden müssen, werden in ihrer Auslegung und Berechnung erörtert.

## 4.1 Randbedingungen zur Auslegung der Quelle

Zentraler Punkt und gleichsam Ausgangspunkt der Untersuchungen ist die Betrachtung von Leistungstransformatoren in Kombination mit hochfrequenten Anteilen, verursacht durch den vermehrten Einsatz von Leistungselektronik. Daraus ergeben sich dann unmittelbar die Materialien die hier betrachtet werden müssen.

Bei Transformatoren wird in der Hauptsache Mineralöl als Kühl- und Isoliermedium eingesetzt. Der gesamte Kesselbereich ist von ihm gefüllt und weitere Dielektrika sind davon durchtränkt. Als solches wird, wie es bei den Grundlagen schon hinsichtlich der Durchschlagsmechanismen erörtert wurde, Transformerboard eingesetzt. Dieses besteht aus gepressten Zellulosefasern. Für Aufgaben, die eine erhöhte mechanische Festigkeit erfordern, werden außerdem Holzteile eingesetzt. Letztere können bei den Untersuchungen der Spannungsfestigkeit ausgeklammert werden, da sie nicht direkt in Bereichen mit hohen Feldstarken zum Einsatz kommen und somit für die Spannungsfestigkeit eine untergeordnete Rolle spielen.

Die Bestandteile der späteren Quelle, dabei im Speziellen die anzufertigenden Probengefäße, sind von den zu untersuchenden Materialien abhängig. Dies gilt auch für alle damit in Verbindung stehenden Schwingkreiselemente, was vorab eine genaue Kenntnis der Materialeigenschaften bedingt, wie sie in den Kapiteln 2.3 und 2.4 beschrieben wurden.

### 4.1.1 Vorgabewerte für die Konstruktion der Quelle

Die untersuchten Stoffe haben, wenn man das Prinzip der Erzeugung von hochfrequenten Hochspannungen, wie es verwirklicht werden soll betrachtet, einen gravierenden Einfluss. Die Proben befinden sich später in einer kapazitiven Anordnung, die fester Bestandteil des Schwingkreises ist.

Für die Kapazität eines Plattenkondensators mit dessen Plattenfläche  $A$  und -abstand  $d$  gilt:

$$C = \varepsilon_0 \cdot \varepsilon_r \cdot \frac{A}{d}. \quad (4.1)$$

Bei steigendem  $\varepsilon_r$  steigt ebenso die Kapazität und nach (3.3) sinkt daraufhin die Resonanz-, respektive Prüffrequenz. Dies muss anschließend durch die Induktivität kompensiert werden.

Im gleichen Zusammenhang stellt sich auch die Frage nach den Verlusten, die in dieser Anordnung generiert werden. Die umgesetzte Leistung  $P_\delta$  nach (2.1) ist dabei nicht nur

---

direkt von der auftretenden Kapazität abhängig, sondern auch von dem Verlustfaktor des eingesetzten Dielektrikums.

Dadurch werden gegenteilige Forderungen gestellt. Einerseits sollen möglichst hohe Frequenzen erzeugt und gemessen werden; dies würde eine kleine Kapazität bedeuten. Ebenso soll eine möglichst hohe Spannung erzielt werden, die ihrerseits in der Höhe von den dämpfenden Verlusten abhängt; daher müssen diese so klein wie möglich gehalten werden. Dies würde für ein Prüfgefäß bedeuten, dass das Prüfvolumen klein würde. Dem gegenüber stehen jedoch gegenteilige Forderungen. Geprüft werden soll mit möglichst homogenen Feldern. Außerdem muss eine gewisse Kapazität im Kreis vorhanden sein, um eine stabile Resonanz zu erzielen. Beides zielt auf ein größeres Volumen ab. Hinzu kommt, dass die hochfrequente Hochspannung über eine geeignete Messeinrichtung abgegriffen werden muss, die aller Voraussicht nach die Kapazität weiter vergrößern wird. Des weiteren treten zwischen allen spannungsführenden Verbindungsteilen zur Umgebung parasitäre *Streukapazitäten* auf, die sich dazu addieren.

Wünschenswert wären eindeutige Vorgaben hinsichtlich der erforderlichen Parameter. Zu diesem Zweck werden der gewünschte Frequenzbereich, die Spannungshöhe und Probendicke, sowie ein Elektrodendurchmesser grob gewählt.

Die benötigten Frequenzen erschließen sich direkt aus den auftretenden Windungsresonanzen in Leistungstransformatoren und den Spektren der auf sie einwirkenden Umrichterpulse. Um eine weitere Einschränkung vorzunehmen, wird die Frequenz nach oben begrenzt. Dabei wird vorausgesetzt, dass sich die Spannungsamplituden in der Gesamtspannung umgekehrt proportional zur Frequenz verhalten. Aus der Erörterung und Diskussion mit einem Hersteller von Leistungstransformatoren heraus, wird somit ein Band von 10 kHz bis 250 kHz als sinnvoll festgelegt.

Ähnlich wird bei der Spannungshöhe und Probendicke verfahren. Dabei wird von Versuchen zur elektrischen Festigkeit von Transformerboard und standardisierten Öldurchschlagsversuchen ausgegangen und jeweils deren Verhalten bei 50 Hz betrachtet. Die in Tabelle 2.1 und Tabelle 2.2 gegebenen Werte führen schließlich zu einer Maximalamplitude von 100 kV, die erreicht werden soll. Dies würde für eine reine Ölstrecke der VDE-Kalottenanordnung mit 2,5 mm Abstand ausreichen. Bei imprägniertem Transformerboard blieben dann 1 mm Materialstärke untersuchbar.

Angelehnt an die genormte Elektrodenform aus Bild 2.8a) wird ein Mittelweg mit homogener Geometrie auch für die Flüssigkeitsuntersuchungen gegangen. Die Anordnung gemäß VDE0370 besitzt schließlich bauartbedingt eine äußerst geringe Kapazität, wovon angenommen werden kann, dass sie für eine stabile Schwingung nicht geeignet wäre. Daher wird ein Elektrodendurchmesser von ca. 5 cm für eine erste Auslegung gesetzt. Zusammengefasst liegen also folgende Werte vor:

$$f = 10 \text{ kHz} - 250 \text{ kHz}$$

$$U_{max} = 100 \text{ kV}$$

$$d = 1 \text{ mm} - 2,5 \text{ mm}$$

$$D = \sim 50 \text{ mm}$$

Bei diesen so definierten Kriterien muss abschließend auf jeden Fall festgehalten werden, dass die tatsächlichen Bauteile, die im Folgenden genauer erklärt und definiert werden, von diesen Vorgabewerten abweichen können und an die jeweiligen Gegebenheiten angepasst werden müssen.

## 4.2 Frequenzvariabler Wechselrichter

Eines der zentralen Elemente der Anlage und zugleich die Voraussetzung für mögliche Iterationsversuche hinsichtlich der Tauglichkeit und den Besonderheiten im Aufbau von den Schwingkreiselementen stellt der frequenzvariable Wechselrichter (*f-WR*) dar. Aus diesem Grund ist es auch sinnvoll, ihn an den Anfang der Betrachtungen zu stellen und möglichst breitbandig auszulegen.

### 4.2.1 Funktionsweise

Mit dem Wechselrichter, der aus mehreren Einzelementen aufgebaut ist, muss eine frequenzveränderliche Wechselspannung erzeugt werden. Auch muss, wie in der Übersicht in Bild 4.1 zu sehen ist, eine geeignete, sprich ausreichend konstante Gleichspannung für den Zwischenkreis verfügbar sein.

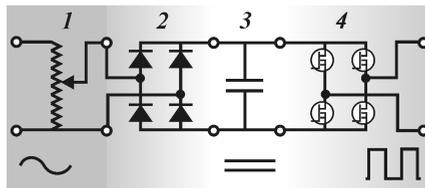


Bild 4.1: Funktionsgruppen des frequenzvariablen Wechselrichters (f-WR) mit 1 Stelltransformator, 2 Gleichrichter, 3 Stabilisierungskondensator, 4 Wechselrichter

Vor der Festlegung der einzelnen Funktionsgruppen müssen einige Fragen geklärt werden. Vordringlich müssen geeignete Wechselrichterventile, also die Schaltelemente, gefunden und darüber die Methode der Ausgangsamplitudensteuerung festgelegt werden.

Zur Regelung der Ausgangsspannung kann die Gleichspannung variiert werden, oder man könnte mit der in der Umrichtertechnik weit verbreiteten Pulsweitenmodulation arbeiten, um direkt den Ausgang zu beeinflussen.

Soll die letztgenannte Möglichkeit umgesetzt werden, so müsste die ausgangsseitig geformte Sinuswelle aus unterschiedlich langen Einschaltimpulsen zusammengesetzt sein, wie dies schon in Bild 3.8 gezeigt wurde. Dabei lässt sich aus der Theorie schließen [Mic2003], dass sowohl der Oberwellengehalt als auch die Gesamtverzerrung und Frequenzstabilität des Ausganges direkt vom Verhältnis der maximal möglichen Schaltfrequenz der Pulse zu der zu erzeugenden Ausgangsfrequenz abhängig ist. Auch die Wiederholgenauigkeit des Schaltmusters in aufeinander folgenden Schwingungen und die minimal mögliche Variation der Flankenzeitpunkte sind hier wichtige Kriterien.

Beispielsweise wird bei Wechselrichtern, die eine Frequenz um die 50 Hz erzeugen und einen Klirrfaktor (*THD*) von unter 5% aufweisen, was einer recht geringen Verzerrung entspricht, eine maximale Schaltfrequenz von 10 kHz und einer minimalen Einschaltdauer von 5  $\mu$ s eingesetzt [Ma2006, Ma2007]. Überträgt man das auf den Frequenzbereich dieser Arbeit, so muss mit bis zu 50 MHz gearbeitet werden. Dies entspräche einer minimalen Schaltdauer von 10 ns, wenn mit einem Tastverhältnis von 50 % – dabei sind Ein- und Ausschaltdauer identisch – gerechnet wird. Derartige leistungselektronische Schaltelemente gibt es zum momentanen Zeitpunkt nicht. Solch kurze Schaltzeiten und gleichzeitig hohe Wiederholraten sind somit in dieser Technik nicht realisierbar. Mit Röhrentechnik wäre derartiges möglich, wobei sich dann die anderen aufgeführten Aufbauten aus Kapitel 3.3 eher anbieten würden. Ein Aufbau des Wechselrichters nach diesem Schema kann daher direkt verworfen werden.

Aus diesem Grund wird die wohl naheliegendste Variante weiterverfolgt und die Zwischenkreisspannung, Teil 3 in Bild 4.1, variiert und stabilisiert. Zu diesem Zweck wird die Netzspannung über einen Stelltransformator (1) verändert, anschließend gleichgerichtet (2) und mit einer Kondensatorbank (3) stabilisiert. Dabei ist bezüglich der Funktion die Auswahl der Elemente nahezu unerheblich. Insbesondere der Gleichrichter kann entweder mittels eines einfachen Diodengleichrichters oder auch deutlich komplizierter beschaffen sein.

Zur Erzeugung der anregenden Wechselfrequenz für den Schwingkreis wird eine H-Brückenschaltung (4), bestehend aus vier Schaltelementen eingesetzt [TS99]. Daraus resultiert eine Rechteckspannung mit gewünschter Frequenz und Zwischenkreisamplitude am Ausgang.

### 4.2.2 Erzeugung einer variablen Gleichspannung

Erster Schritt bei der Gesamttopologie des Wechselrichters ist zunächst die Veränderung und Gleichrichtung der Eingangsspannung. Dazu muss eine möglichst konstante Spannung bereitgestellt werden. Schwankungen würden sich, analog zu den gewünschten Veränderungen, direkt auf den Hochspannungskreis auswirken und dort Amplitudenveränderungen der Prüfspannung bewirken.

Wie in Bild 4.1 unter Punkt 1 und 2 zu sehen, wird die Variabilität der Spannung über einen Stelltransformator, im späteren Aufbau durch einen Spartransformator, bewerkstelligt.

Daran angeschlossen befindet sich ein Brückengleichrichter aus vier Dioden, der den Betrag der Sinusspannung am Ausgang erzeugt. Wie sie in Bild 4.2 mit der Kurve  $U_{ohneC}$  zu sehen ist.

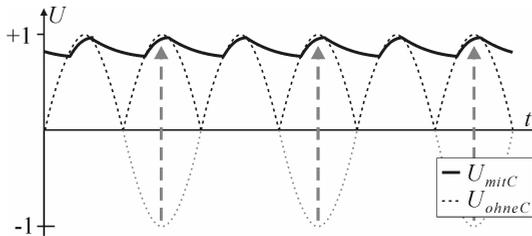


Bild 4.2: Spannungsverlauf beim belasteten Brückengleichrichter mit und ohne stabilisierendem Gleichspannungskondensator

Die Dioden schalten jeweils bei einer positiven Vorwärtsspannung über ihnen auf Durchgang und geben so die Sinusamplitude auf den Ausgang weiter. Bei der zweiten Halbschwingung wird die Polarität gewendet, was im Resultat die Betragsfunktion des Sinus darstellt.

Erst ein parallel geschalteter Kondensator glättet den so entstehenden Verlauf zu einer Gleichspannung mit einer Restwelligkeit  $\Delta U_{\%}$  des Ausgangs [TS99].

$$\Delta U_{\%} = \frac{I_L}{2 \cdot U_L \cdot C_{ZK} \cdot 50\text{Hz}} \left( 1 - 4 \sqrt{\frac{R_i}{2 \cdot R_L}} \right) \cdot 100. \quad (4.2)$$

Diese ist abhängig von der Last, also der Spannung  $U_L$  und dem Strom  $I_L$ , dem Innenwiderstand  $R_i$  sowie dem Lastwiderstand  $R_L$  und der Größe des verwendeten Kondensators  $C_{ZK}$ .

Damit liegt ein Auslegungskriterium vor, das eine Auskunft über die benötigte Zwischenkreiskapazität gibt. Die finale Bemessung der Elemente kann jedoch erst bei bekannter Belastung erfolgen.

Aufschluss über die minimalen Anforderungen hinsichtlich der Spannungsstabilität erhält man erneut in Anlehnung an die Norm DIN EN 60156. Diese erlaubt eine Abweichung des Scheitelfaktors von  $1,41 \pm 0,07$ , also ungefähr eine Schwankung des Maximalwertes von  $\pm 5\%$ . Angewendet auf eine Amplitude von 100 kV, muss somit die gemessene Hochspannung in einer Bandbreite von maximal 10 kV liegen. Der Zwischenkreiskondensator muss eine dafür ausreichende Größe besitzen. Bei den Tests in Zuge des Aufbaus hat sich eine Gesamtkapazität von 24 mF als ausreichend erwiesen, um weit unterhalb der genannten Forderung zu bleiben.

Zur Steuerung der Amplitude wird, um weiterhin bei dem letztendlich für die Messungen dieser Arbeit verwendeten und in Bild 4.3 gezeigten Aufbau zu bleiben, ein sogenannter *Spartransformator* eingesetzt. Hauptunterschied dieser Bauform ist eine nicht vorhandene galvanische Trennung zwischen Primär- und Sekundärseite, also eine nicht vorhandene elektrische Separierung von speisendem Versorgungsnetz und der nachfolgenden Prüfschaltung. Auswirkungen auf den Betrieb hat dies keine, jedoch sollte zwingend auf die Polung des Anschlusses geachtet werden, da sonst auch bei einer Differenzspannung  $U_{diff}$  am Ausgang von 0 V, die volle Netzspannung von 230 V gegen Erde anliegt. Mit ihr wird dann auch im Fehlerfall die komplette Kurzschlussleistung bis zum Ansprechen der Sicherung bereitgestellt.

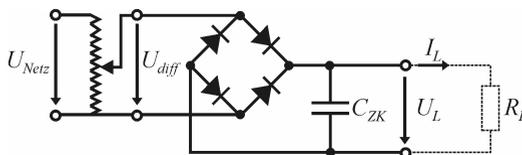


Bild 4.3: Detaillierter Aufbau der variablen Gleichspannungsquelle

Die benötigte Leistung ist vorab nur schwer kalkulierbar. Ausschlaggebend sind schließlich die reinen Verluste im Hochspannungskreis, die gedeckt werden müssen. Der eigentliche Stromfluss zur resultierenden Ausgangsspannung kompensiert sich schließlich über den Betrieb des Schwingkreises in Resonanz und muss nicht durch den Wechselrichter bereitgestellt werden. Vorgehend auf die umsetzbare Gesamtleistung des Wechselrichters und der sich ergebenden Leistungsfähigkeit des späteren Aufbaus, hat sich die verwendete Kombination mit einem maximal zulässigen Strom von 10 A des Stelltransformators, bei einer zulässigen DC Spannung von bis zu 180 V als ausreichend erwiesen. Ausgedrückt in der umgesetzten Leistung entspricht dies 1,8 kW, die zur Schwingkreisenergie zur Verfügung stehen.

### 4.2.3 Auswahl der Schaltelemente des Wechselrichters

Kann bei der Gleichrichtung noch ein recht weites Leistungsspektrum mit relativ wenig Aufwand verwirklicht werden, so gilt dies für die weiteren Elemente nicht mehr.

Zentral stellt sich dies bei der Auswahl der Halbleiterelemente zur Wechselrichtung dar; genauer gesagt, über die Auswahl der einzusetzenden Technologie. Zur Disposition steht die HGÜ-typische Thyristortechnik (*T*), dessen abschaltbare Variante der GTO-Thyristoren (*Gate Turn-Off*), die bei Wechselrichtern weit verbreiteten IGBTs oder MOSFETs. Eine Klassifizierung nach den relevanten Daten, der umsetzbaren Leistung und maximal möglichen Schaltfrequenzen ist daher angeraten, wie sie in Bild 4.4 qualitativ dargestellt wird.

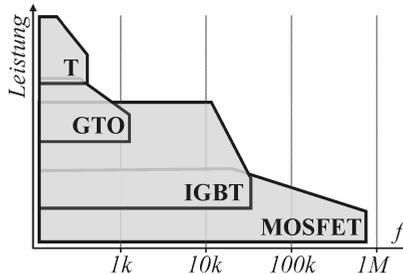


Bild 4.4: Qualitativer Vergleich der unterschiedlichen Leistungshalbleitertechnologien hinsichtlich Leistung und Schaltfrequenz

Die dabei verwendeten Grenzen stellen den derzeitigen Stand der Technik dar und sind dementsprechend einer gewissen Fluktuation unterworfen. Die Übergänge sind als fließend anzusehen. Es zeigt sich jedoch, dass für sehr hohe Leistungen, wie sie bei der Gleichstromübertragung über lange Strecken gefordert wird, Thyristoren favorisiert werden. Eine geringe realisierbare Schaltfrequenz von um die 200 Hz ist hierbei gänzlich ausreichend. Eine Steigerung der Frequenz wird letztendlich immer durch eine Abnahme der Leistung erkaufte, weshalb die Eigenschaften auf die Anforderungen des Haupteinsatzes abgestimmt werden müssen. Beispielsweise werden IGBTs in Umrichtern mit PWM bei Schaltfrequenzen von 10 kHz bis 20 kHz betrieben, weshalb diese Bauteile dort bis zu hohen Leistungen verfügbar sind. Gerade die Leistung nimmt jedoch bei weiterer Steigerung der Frequenz rapide ab.

Möchte man schließlich Schaltzeiten von unter 4  $\mu\text{s}$  umsetzen, so bleiben lediglich MOSFETs übrig. Ohne auf Serien- oder Parallelschaltungen dieser Leistungshalbleiter zurückzugreifen, ist man selbst bei diesen in einem Grenzbereich angekommen, der die zur Verfügung stehende Technik ausreizt. Die verwendeten IRFP260N (International

Rectifier) konnten bis zu 400 kHz am Wechselrichter Ausgang erzielen, was einer effektiven Einschaltdauer eines einzelnen Ventils von 1,25  $\mu\text{s}$  entspricht.

#### 4.2.4 Schaltsignalerzeugung

Verschiedene Aufgaben sind durch die Schaltsignale zu erfüllen. Neben der Überordneten, die Frequenz der Resonanz des später angeschlossenen Schwingkreises zu generieren, müssen zu diesem Zweck die einzelnen Einschaltimpulse der Leistungshalbleiter gebildet werden. Dabei ist zwingend zu verhindern, dass diese überlappend schalten und so zu einer Zerstörung des Wechselrichters führen.

Beim Betrachten der Gesamtanlage fällt auf, dass zwar der Schwingkreis hinsichtlich seiner Resonanzfrequenz abgestimmt werden kann, dies jedoch aufgrund der zuvor schwer kalkulierbaren Streukapazitäten schwer und bei anliegender Hochspannung nicht unbedingt gefahrlos auszuführen ist. Daher ist es ratsam, die Wechselrichterfrequenz an den Resonanzkreis anzupassen und nicht umgekehrt. Dazu kommt als weiterer Grund der für diese Strategie spricht, dass eine möglichst exakte Einstellung erfolgen muss. Wie sich eine Fehljustage bemerkbar macht, soll anhand der Messergebnisse der fertigen Anlage in Bild 4.5 verdeutlicht werden.

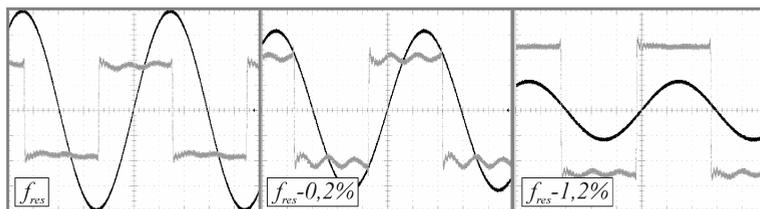


Bild 4.5: Auswirkungen durch die Variation der Wechselrichterfrequenz

Zunächst wird die Frequenz so exakt wie möglich auf die Schwingkreisresonanz eingestellt. In dem hier gezeigten Fall sind das 42,455 kHz, sowohl des anregenden 12 V Rechtecksignals des Wechselrichters, als auch der Sinusschwingung des Hochspannungskreises mit einer Amplitude von 6 kV. Gut zu erkennen ist die Phasenverschiebung durch die Induktivität. Über deren Strom wird schließlich die Spannung generiert. In den weiteren Abbildungen zeigt sich die Veränderung der komplexen Impedanz  $jX_{SK}$  des Schwingkreises in Abhängigkeit von  $f$ , wie sie in Bild 4.6 gezeigt wird und sich über

$$jX_{SK} = j \left( \omega L - \frac{1}{\omega C} \right) \quad (4.3)$$

mit Induktivität  $L$  und Kapazität  $C$  berechnen lässt.

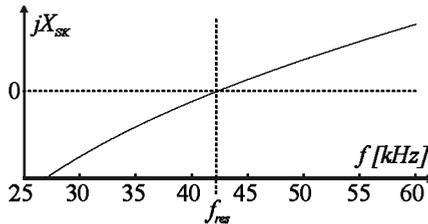


Bild 4.6: Imaginärteil der Schwingkreisimpedanz

Verdeutlicht die Kurve bei  $f_{res}$  in Bild 4.5 die rein resistive Belastung mit der exakten Phasenverschiebung um  $90^\circ$  der beiden Spannungskurven, so zeigt sich bei kleiner gewählten Frequenzen der immer mehr überwiegende Anteil der Kapazität. Im Gegenzug würde eine Erhöhung sich in einem ansteigenden induktiven Anteil und einer Verschiebung in die andere Richtung bemerkbar machen. Diese Zunahme des Lastwiderstandes, also der Verluste, äußert sich offensichtlich im Rückgang der Ausgangsamplitude. Schon eine Verstimmung um 0,2 % ergibt eine Verminderung um fast 25 %. Der LC-Kreis stellt nunmehr eine Last dar, der nicht nur Wirk- sondern auch Blindleistung geliefert werden muss. Im Resonanzfall entfällt letztere schließlich, wie sich durch Einsetzen als Randbedingung in (4.3) leicht darlegen lässt.

Die sich dazu direkt anbietende Lösung liegt in handelsüblichen Frequenzgeneratoren, die von Hause aus eine hohe Genauigkeit besitzen. Deren Signal muss für die Weiterverarbeitung aufbereitet werden, ohne dass es zu Einbußen der Frequenzstabilität kommt.

Benötigt werden für das Schalten der H-Brücke zwei alternierende Einschaltimpulse, unterbrochen durch eine gewisse Totzeit. Während dieser stellt sich die Sperrwirkung des ausschaltenden Halbleiters wieder her. Die normalerweise schon in integrierten Schaltkreisen von Brückentreibern integrierten Verzögerungen erweisen sich für die vorliegende Anwendung als zu gering. Der Frequenzgenerator liefert aber im Allgemeinen nur eine einzige Ausgangsfrequenz. Ziel muss also sein, diese in konstante und symmetrische Schaltsignale umzuwandeln.

Wechselschaltungen, sogenannte Flip-Flops, die sich offensichtlich für die Verarbeitung anbieten, reagieren entweder auf ansteigende- oder auf abfallende Flanken, nicht aber auf beide und auch einzeln nicht in identischer Zeit. Auf diese Art und Weise erzeugte Signale erfahren somit grundsätzlich eine unerwünschte Halbierung der Frequenz. Eine befriedigende Alternative findet sich in der CMOS-Logik [TS99], genauer den *AND*, sowie *NAND* Bausteinen. Bei identischen Gatterverzögerungen ergeben sich

für gleiche Eingangssignale, 0 und 1, zueinander invertierte Ergebnisse am Ausgang. In Bild 4.7 sind sowohl logische Schaltzustände, als auch die in dieser Anwendung wichtigeren Kurvenformen dargelegt.

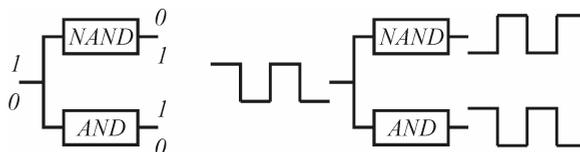


Bild 4.7: Schaltzustände der Gatter als Logik und Spannungsform

Man erkennt am Ausgang zwei gegenläufige Rechtecksignale, die direkt vom Eingang abhängig sind. Um von unterschiedlichen Signalformen des Generators unabhängig zu sein, kann ein einfacher Schwellwertschalter die Rechteckerzeugung stabil übernehmen. Zeitverzögerungen, die jede Stufe hervorruft, sind nicht entscheidend, jedoch dürfen sie auf parallel liegenden Zweigen keinesfalls unterschiedlich sein. Dies gilt sowohl an dieser Stelle, wie selbstverständlich auch bei allen weiteren Bauelementen. So auch in direkter Folge bei der Totzeiterzeugung.

Dabei soll der Einschaltmoment, also jeweils die ansteigende Flanke der gegenläufigen Signale, verzögert werden. Hingegen muss sichergestellt sein, dass die abfallende Flanke davon nicht betroffen ist, denn sonst würde eine Verschleppung des Signals alle vorigen Bemühungen zunichte machen. Einen Lösungsweg stellen sogenannte *Monoflops* oder *Multivibratoren* dar. Ausgelöst wird der Schaltzyklus durch abfallende oder ansteigende Flanken, wobei sich letztere für die Einschaltverzögerung offensichtlich anbietet. Tritt ein Wechsel von der logischen 0 zu einer 1 des zuvor erzeugten Signals auf, so wird eine Haltezeit, entsprechend der gewünschten Verzögerung ausgelöst. Somit erhält man ein Rechtecksignal, das exakt die benötigte Totzeit aufweist und stabil zu den ursprünglichen Impulsen verläuft, wie es als Signal *B* in Bild 4.8 dargestellt ist.

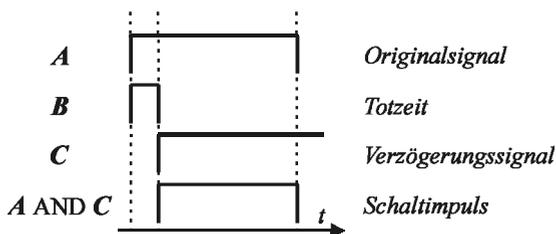


Bild 4.8: Logische Schaltimpulsgenerierung

Auftretende Laufzeitverzögerungen zwischen Schaltursache und Resultat können zwar zum genauen Zeitabgleich mit einer Justiermöglichkeit berücksichtigt und ausgeglichen werden, verhindern aber bezüglich dem gewünschten Ergebnis eine direkte Verkopplung von Original- und Totzeitsignal. Daher wird mit der abfallenden Flanke des neu gewonnenen Impulses ein weiteres Monoflop ausgelöst, dessen steigende Flanke nun genau der des späteren Schaltsignals entspricht. Seine Haltezeit ist deutlich länger als die maximale Einschaltdauer zu wählen; im konkreten Fall ist sie sogar länger als 1 s.

Zur letztendlichen Erzeugung der Schaltimpulse wird das Original- mit dem Verzögerungssignal durch ein logisches *AND* verknüpft. Setzt man abschließend noch das Verzögerungssignal *C* zurück und wartet nicht den Ablauf der gesamten Zeitspanne ab, so ist die Schaltung bereit für den nächsten Zyklus.

Verdoppelt auf die zwei alternierenden Wege, ergeben sich schließlich die in Bild 4.9 wiedergegebenen Impulse. Zueinander halten sie eine identische Totzeit ein, die ein sicheres Schalten der Leistungshalbleiter ermöglicht, während die Frequenz davon unbeeinflusst bleibt.

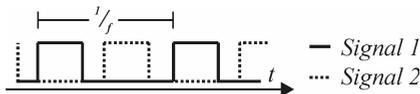


Bild 4.9: Schaltsignale nach der Aufbereitung

Insbesondere bei einer Variation zur Abstimmung auf die exakte Resonanz bleibt der Sicherheitsaspekt auf jeden Fall erhalten, einzig die Einschaltdauer der Pulse verlängert sich. Unterschiedliches Verhalten der Halbleiter hinsichtlich ihrer Anstiegszeit, dies ist insbesondere bei hohen Frequenzen der Fall, kann durch Angleichen der Totzeit kompensiert werden. Um genügend Spielraum zu lassen, bietet die aufgebaute Anlage eine Abgleichmöglichkeit zwischen 100 und 300 ns.

#### 4.2.5 Wechselrichterschaltung

Die alternierenden Signale werden schließlich für die Steuerung der Leistungshalbleiter des Wechselrichters verwendet. In diesem Zusammenhang muss kurz auf die grundlegende Funktionsweise der verwendeten Schaltung eingegangen werden.

Das Ziel ist die Erzeugung einer Wechselspannung aus der zur Verfügung stehenden Gleichspannung. Erreicht wird dies über die abwechselnde Schaltung der Last an das positive und negative Potential, wie in Bild 4.10 dargestellt.

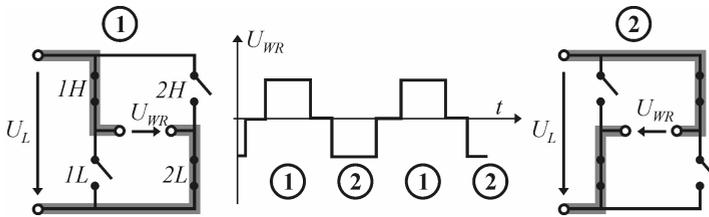


Bild 4.10: Schaltprinzip einer H-Brücke

Die Halbleiter sind hierbei der Übersicht halber durch diskrete Schalter ersetzt, erfüllen jedoch die selbe Funktion. Abwechselnd werden die zwei grau hinterlegten Pfade geschaltet. So liegt für den Fall 1 aus der Abbildung das positive Potential an der linken Lastseite an, wohingegen in 2 eine Verbindung mit dem negativen Potential besteht und umgekehrt für die andere Seite, wodurch die Rechteckspannung über der Lastimpedanz entsteht.

Nun ist auch ersichtlich, wofür letztendlich die Totzeit dringend benötigt wird. Sollte der 2. Zyklus aktiviert werden, solange der vorige noch nicht vollständig abgeschlossen ist, so entsteht ein Kurzschluss des Gleichspannungskreises. Nicht zuletzt aufgrund der hohen Glättung und der damit verbundenen großen Kapazität führt ein derartiger Fehler zu einem nicht mehr tolerierbaren Strom und einer Zerstörung der Bauelemente. Betroffen sind dabei nicht unbedingt nur die Halbleiter selbst, sondern auch die gesamte daran angeschlossene Elektronik.

Vorwiegend Opfer sind die Treiberbausteine, welche die Steuersignale in die *Gate-Emitter-Spannungen* der MOSFETs umsetzen. Betrachtet man nämlich die Potentialverteilung an den Anschlüssen der Schalter genauer, so befindet sich der Fußpunkt von 1H auf Zwischenkreisspannung. Diese muss verarbeitet werden können und darf ihrerseits nicht die Elektronik zerstören, die bei 12 V arbeitet.

#### 4.2.6 Entlastungsnetzwerke und Filterbeschaltung

Die Verwendung von Entlastungsnetzwerken, sowie eine aktive Filterung des Ausgangssignals stellt sich, wie nicht anders zu erwarten, als eine Notwendigkeit heraus. Dabei muss auf den unüblichen Einsatzzweck eingegangen werden, weshalb verschiedene gängige Möglichkeiten entfallen.

Als Entlastung, auch als *Snubber* bezeichnet, kommt zunächst ein geringer Vorschaltwiderstand am Gate zum Einsatz, der ein sanfteres Einschalten ergibt, wie Bild 4.11 zeigt. Auch wird darüber die Störung benachbarter Brückenarme gemindert. Ferner erhält man durch eine verlängerte Dauer des Einschaltvorgangs einen weiteren Schutz vor Fehlschaltungen, zusätzlich zur schon bestehenden Totzeit.

Hervorgerufen durch die Belastungsänderungen bei den diskreten Schaltvorgängen, ergibt sich eine sprunghafte Belastung des Gleichspannungskreises. Im Ganzen gesehen bleibt es bei der konstanten Spannung, jedoch sollten Zuleitungswiderstände und andere parasitäre Einflüsse nicht vergessen werden. Hierüber treten direkt an den Ventilen Schwankungen auf, die über möglichst nah verbaute, wechsellasttaugliche Kondensatoren ausgeglichen oder zumindest stark gemindert werden können.

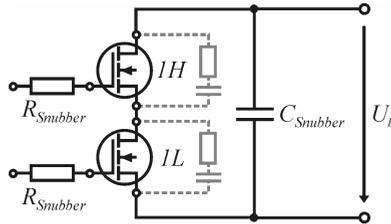


Bild 4.11: Snubberbeschaltung der Leistungshalbleiter einer Halbbrücke

Zur Verringerung von Einschaltverlusten, nebst Störungen durch Übersprechen auf andere Zweige, werden häufig RC-Netzwerke, Serienschaltungen von Widerständen und Kondensatoren parallel zu den Leistungshalbleitern eingefügt. Diese müssen jedoch auf eine Betriebsfrequenz ausgelegt sein, weshalb sie nicht einsetzbar sind. Auch Versuche, ob die entstehenden Verluste tolerierbar wären, hatten ein negatives Ergebnis, weshalb von der Verwendung derartiger Schaltungen abgesehen wurde.

Übergegangen wurde stattdessen zu einer Filterung der Ausgangsspannung, die zwar an den Schaltverlusten nichts ändern kann, jedoch Resonanzen durch Schaltungseigenschaften mindert, wie sie in Bild 4.12 deutlich zu sehen sind.

Der Ausgang weist schon bei dem relativ geringen Spannungshub von lediglich 5 V ein starkes Resonanzverhalten auf, wenn bei Eigenfrequenz des Schwingkreises gearbeitet wird. Über eine Messung der überlagerten Amplitude ergibt sich eine Störfrequenz von rund 4 MHz als dominant. Diese tritt auch bei einer Variation der Lasten sowie einem Betrieb abseits des eigentlichen Arbeitspunktes auf, allerdings in der stärksten Ausprägung im oben gezeigten Fall. Aus dem präsenten Auftreten bei verschiedensten Konfigurationen kann somit die Systemantwort des Wechselrichters abgeleitet werden.

Über einen L-C-Saugkreis, eine Serienschaltung aus einer Induktivität mit einem Kondensator, kann gezielt diese Frequenz kurzgeschlossen werden. Ähnliche Beschaltungen werden beispielsweise auch in der konventionellen HGÜ-Technik eingesetzt zur Filterung der auftretenden harmonischen Oberschwingungen in der Netzspannung.

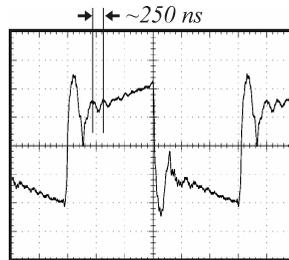


Bild 4.12: Wechselrichter Ausgangsspannung (2V/div, 1 $\mu$ s/div) bei Betrieb in Resonanz (163,4 kHz) ohne Filterung

Die nach dieser Maßnahme verbleibenden Oberschwingungen jenseits der 20 MHz sind aufgrund einer äußerst geringen Amplitude von untergeordneter Bedeutung, könnten jedoch durch weitere Saugkreise jederzeit problemlos eliminiert werden. Anders sieht dies bei den in Bild 4.5 erkennbaren Schwingungen aus, die sich bei rund 250 kHz befinden – also einer designierten Prüffrequenz. Jegliches Dämpfen ist hier unmöglich. Außerdem zeigt sich eine Variation der gezeigten Überlagerung mit dem Aufbau und der Lage der Anschlussleitungen, was eine diskrete Form und die damit verbundene Festlegung auf eine bestimmte Frequenz negiert.

Gerade im Hinblick auf die erwähnten Hochfrequenzstörungen jenseits der 20 MHz muss angemerkt werden, dass die Verwendung eines Tiefpasses keine Option darstellt. Durch einen solchen würden ebenfalls die Flanken des Rechtecksignals beeinflusst und damit weitere Übertragungsleistung in Verlustleistung gewandelt.

#### 4.2.7 EMV-Optimierung und Schutzmaßnahmen

Bei dem Aufbau der Schaltung muss nicht nur ein direkter Schutz der Bauteile erfolgen, wie er in den vorangegangenen Kapiteln beschrieben wurde, sondern auch ein Schutz der Umgebung. Dazu gehört auch die Minimierung der Auswirkungen von einem Schaltungsteil auf einen anderen. Derartige Einkopplungen können sich einerseits durch galvanische Verbindungen ausbreiten, zum anderen durch Emissionen hervorgerufen werden. Ferner muss auch der Ausgang und der daran angeschlossene Schwingkreis vor Fehlern geschützt werden. Da letzteres bei Hochspannung und den unkalkulierbaren Frequenzeinflüssen äußerst schwierig wäre, muss es schon bei der Wechselrichterschaltung berücksichtigt werden. Unterschiedliche Konzepte müssen somit für die verschiedenen Störungen zum Tragen kommen. Zentral ist sicherlich der Schutz über eine galvanischen Trennung von wichtigen Funktionsgruppen. Leider lässt sich das nur in begrenztem Umfang durchführen. Daher muss sich auf die Trennung von Schaltsignal-erzeugung mitsamt vorgeschaltetem Signalgenerator beschränkt werden.

Bei der Ausführung in der Schaltung spielt auch noch eine weitere Überlegung eine Rolle. Emissionen des Hochspannungskreises und insbesondere des Durchschlags müssen geschirmt werden, um Störungen der Umwelt zu vermeiden. Gerade die steilflankigen Impulse bei Überschlägen produzieren elektromagnetische Emissionen bis weit in den MHz-Bereich. Dadurch ausgelöste Beeinflussungen reichen von Rundfunkstörungen bis hin zu Aussetzern und Fehlern bei Messgeräten. Außerdem befinden sich im angestrebten Frequenzbereich der Prüfungen Anwendungen zur Navigation bis hin zu Funk, wie Bild 3.1 zu entnehmen ist. Der Betrieb in einer Schirmkabine [Swb2007] ist daher dringend angeraten. Deren notwendige Größe ergibt sich aus den Abständen, die bei Hochspannung einzuhalten sind.

Durch einen Lichtwellenleiter (LWL) zur Übertragung der Schaltsignale lässt sich sowohl die galvanische Trennung als auch die Verlagerung von Wechselrichter und Hochspannungskreis in eine Schirmkabine bewerkstelligen. Signalverschleppungen durch Charakteristika der Strecke, sowie den Umsetzern von elektrischen Signalen auf LWL, müssen selbstverständlich bei der Totzeit mitberücksichtigt werden. Bedenkt man übliche Datenraten bei digitalen Glasfasernetzen von mehreren Gigabit pro Sekunde, so ergibt sich hinsichtlich der Übertragungsgeschwindigkeit kein Problem.

Alleine mit einer relativ simplen Abschirmung ist der Elektromagnetischen Verträglichkeit (*EMV*) aber noch nicht ausreichend Rechnung getragen, insbesondere wenn man an schaltungsinterne Störungen denkt. Diese lassen sich durch einen günstigen Schaltungsentwurf vermeiden oder stark vermindern [Swb2007]. In erster Linie wird hierbei auf eine gewisse räumliche Trennung von Baugruppen gesetzt, wie sie in Bild 4.13 zu sehen ist. Dabei wird beim Leiterplattenentwurf des Wechselrichters alles Lastseitige mit der Wandlung von DC zur hochfrequenten Wechselspannung zusammengefasst (2) und auf einer Seite konzentriert. Dem gegenüber, mit einer räumlichen Trennung durch die Leistungshalbleiter (1), steht die Signalentgegennahme vom LWL mitsamt der Brückentreiber und Gate-Beschaltungen (3). Selbstverständlich werden beide Teile in diesem Zusammenhang möglichst symmetrisch aufgebaut.

Durch die vierte Baugruppe auf der Platine ist ein nahtloser Übergang zu einer weiteren Schutzmaßnahme geschaffen. Durch eine permanente Stromüberwachung des Ausgangs und einer sofortigen Notabschaltung des Wechselrichters bei einem zu großen Ausgangsstrom wird der Hochspannungskreis geschützt. Hierbei handelt es sich hauptsächlich um Stromspitzen, für die eine simple Sicherung, die man dennoch benötigt, nicht schnell genug reagiert. Abschließend werden noch Suppressordioden zwischen Gate und Drain der Halbleiter verbaut. Mit diesen ist es möglich, kurzzeitige Überspannungen bidirektional kurzzuschließen und so die Ausgänge der Brückentreiber zu schützen.

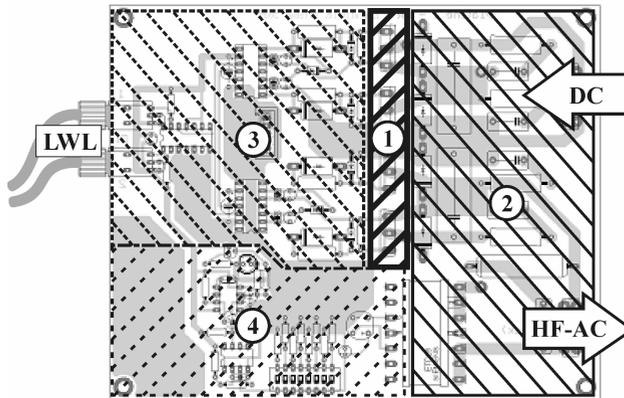


Bild 4.13: Aufteilung der Baugruppen auf der Wechselrichterplatine  
(erl. im Text)

Natürlich könnten weitere Schutzmaßnahmen getroffen werden, jedoch stellt sich dieses Maß für einen reibungslosen Betrieb als völlig ausreichend heraus.

### 4.3 Wechselrichterankopplung an den Resonanzkreis

Zur Anbindung des frequenzvariablen Wechselrichters an den Schwingkreis muss eine galvanische Trennung eingebracht werden. Würde man den Wechselrichter direkt in den Hochspannungskreis integrieren, müsste der gesamte Strom durch seine Brückenelemente fließen, also auch der in Resonanz zwischen Induktivität und Kapazität ausgetauschte und nicht extern zu generierende Strom.

Angelehnt an das Prinzip des Teslatransformators, wie er in 3.3.2 beschrieben wurde, kann eine lose Luftkopplung zum Einsatz gebracht werden, die direkt die Spule des Resonanzkreises anregt. Dadurch würde letzterer jedoch, von der Primärانregung aus gesehen, nicht mehr als Serienkreis betrieben werden, sondern zu einem Parallelschwingkreis geschaltet, der frei schwingen kann. Für die zu messende Probe hätte das freilich keine Auswirkung, da über ihr nach wie vor eine wechselnde Spannung abfällt, jedoch ist alleine schon das Aufstellen eines komplett zu isolierenden Kreises innerhalb der zuvor beschriebenen Schirmkabine ein erhebliches Problem, insbesondere wenn mit unbekanntem Materialfestigkeiten bei Hochfrequenz gearbeitet werden muss. Es bleiben daher nur die in Bild 4.14 gezeigten Möglichkeiten übrig, bei der eine Seite geerdet wird.

Prinzipiell gesehen stellt sich in Anlehnung an die klassische Prüftechnik die Frage, ob die gewünschte Spannungsüberhöhung durch eine Parallel- oder Serienresonanzanlage

erzeugt werden soll. In beiden Fällen sagt die Theorie [u.a. Küch2005], dass die Verluste des Schwingkreises von Seiten der Einspeisung gedeckt werden müssen. Eine besondere Anforderung stellt hier erneut der hochfrequente Betrieb.

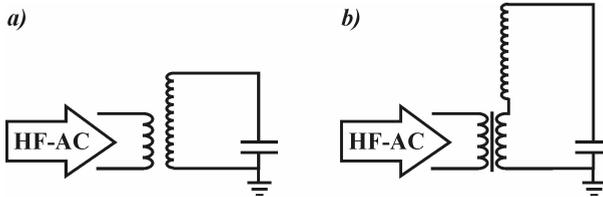


Bild 4.14: Möglichkeiten der Schwingkreisankopplung (erl. im Text)

Ein Prüftransformator lässt sich nicht einsetzen, wie schon bei der Erörterung unterschiedlicher Spannungsquellen in Kapitel 3.3 dargelegt wurde. Dieser Umstand limitiert somit die Möglichkeiten für den in Bild 4.14a) gezeigten Parallelbetrieb. Wenn mit zunehmender Frequenz mit steigenden Verlusten gerechnet werden kann, dann wird es schwierig, genügend Leistung zu übertragen – alleine schon in diesem Bereich wirksame  $\tan\delta$  von Öl legt das nahe.

Auch die zu erzeugende Spannung ist in diesem Zusammenhang zu beachten. Beim parallel aufgebauten Kreis wird die Spannung maßgeblich durch das Windungszahlenverhältnis bestimmt, wobei er gewöhnlich so dimensioniert ist, dass die Drosselinduktivität dominant ist gegenüber der des Transformators, wie es in der Hochspannungstechnik gelehrt wird. Überträgt man diesen Umstand auf den hochfrequenten Fall, so wird keine Drossel verwendet und die Induktivität muss so gering wie möglich gehalten werden. Somit muss die Hochspannungsinduktivität der Kopplung einerseits viele Windungen besitzen und darüber hinaus auch noch eine bestimmte Induktivität, passend zu der angeschlossenen Kapazität aufweisen. Dies stellt in sich ein Widerspruch dar, der zu der Entscheidung für die in Bild 4.14b) dargestellte Schaltung führt.

### 4.3.1 Ferrittransformator zur Wechselrichterankopplung

Genutzt wird, gemäß den vorausgegangenen Überlegungen, das Prinzip einer Serienresonanzanlage. Dabei muss mit dem Koppeltransformator wohlgermerkt nicht die Ausgangsspannung erzeugt werden, denn sonst befände man sich erneut bei dem schon unter 3.3.1 ausgeschlossenen Generatorprinzip. Vielmehr kann bei einer hohen Schwingkreisgüte mit geringer Spannung operiert werden. Oberschwingungen, selbst bei stark belasteter Erregung treten nicht auf, was für die Prüfung mit konstanter Frequenz schließlich gefordert wird. Zusätzlich wird über die sofortige Verstimmung des

Resonanzkreises beim Durchschlag der Strom begrenzt, was für die parallel angeschlossenen Elemente und die Probe vorteilhaft ist [Bad97, Küch2005].

Ausgeführt werden die zu bauenden Ferrittransformatoren praktischer Weise in Ringform. Auf diese Art lässt sich ein gutes Kopplungsverhältnis mit wenig Materialaufwand erzielen. Problematisch stellt sich hier die Wahl des geeigneten handelsüblichen Werkstoffs heraus. Betrachtet man das Angebot auf dem Markt, so spiegelt sich die übliche Verwendung in Drosseln zur Dämpfung von hochfrequenten Einflüssen wieder und somit starke Verluste durch die Hysterese, oder Spannungsübersetzung ohne Leistungsübertragung bei geringen Querschnitten. Beides ist kontraproduktiv für den vorliegenden Einsatzzweck. Ein Kompromiss stellt das eingesetzte Material „N30“ der Firma Epcos, mit akzeptablen Übertragungswerten bei geringen Verlusten dar.

Der Aufbau sowie die Funktionsweise des Ankoppeltransformators im Zusammenspiel mit dem Resonanzbetrieb muss weiterführend genauer betrachtet werden. Der an ihn anschließende Serienschwingkreis besitzt für diesen Arbeitspunkt einen verschwindenden Widerstand und stellt für den Transformator somit ein Kurzschluss dar, einzig die Wirkverluste verbleiben und belasten den Wechselrichter zusätzlich. Allerdings wirken sie sich nicht so sehr aus, als dass sich der wechselrichterseitige Widerstand gravierend über die Kurzschlussimpedanz  $Z_S$  des Koppeltransformators erhöhen würde.

Eine Anleihe kann in den Kurzschlussversuchen bei der Transformatorenprüfung genommen werden. Bei diesen wird mit Bemessungsstrom betrieben, wobei eine geringe Spannung, verglichen mit deren Nenngröße, gemessen wird. Übertragen auf den Ferrittransformator in Kombination mit dem Wechselrichter und der Gleichspannungserzeugung bedeutet dies einen hohen fließenden Strom bei einer niedrigen Spannung, was für diesen Arbeitspunkt eine geringe übertragene Leistung ergibt.

Die angestrebte Gütemaximierung des Schwingkreises – der dringend nachgegangen werden muss, um eine hohe Ausgangsspannung zu erzielen – wirkt sich hier negativ aus, ebenso wie auch ein zu großer Widerstand. Indem das Übersetzungsverhältnis anpassbar ist, kann dieses Problem behoben werden.

Realisiert wird dies durch mehrere Ferritkern-Transformatoren, die unterschiedlich miteinander verschaltet werden können – für die später vorgestellten Untersuchungen reichten drei vollkommen aus, wie sie in Bild 4.15 gezeigt werden. Alternativ könnte auch für jeden Impedanzfall ein eigener Transformator berechnet werden.

Die beidseitige Parallelschaltung (P-P) und als Alternative entweder die primärseitige Parallelschaltung zur seriengeschalteten Sekundärseite (P-S) oder umgekehrt (S-P) stellen letztlich die drei Verschaltungen der Transformatoren dar. Allerdings beinhaltet die P-S Möglichkeit schon ein gewisses Isolationsproblem, gegeben durch die Potenti-

alverschiebung durch die kaskadierten Windungen, und sollte bei hohen Ausgangsspannungen nicht verwendet werden. Versucht wird also durch den Ankoppeltransformator eine Impedanztransformation durchzuführen und so auf sich ändernde Resonanzwiderstände zu reagieren.

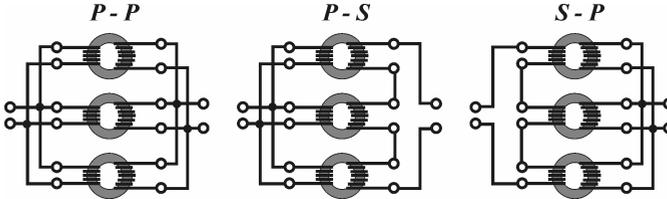


Bild 4.15: Verschaltungsmöglichkeiten der einzelnen Ferrittransformatoren

Zur Bestimmung des entstehenden Gesamtkreises wird für die entstehenden drei Transformatoren deren Ersatzschaltbild (ESB) herangezogen. Vereinfachend kann angenommen werden, dass die angeschlossene Last, also der Schwingkreis in Resonanz, nahezu einen Kurzschluss darstellt. Parallele Zweige des ESB können in diesem Zusammenhang vernachlässigt werden [Lei2007]. Demnach verbleibt der Leitungswiderstand und die Streuinduktivität in Serie. Messungen der kurzgeschlossenen Einzeltransformatoren als auch der verbundenen, ergaben die in Bild 4.16 gezeigten Ergebnisse.

Klar erkennbar bei dieser Messung ist der nahezu lineare Verlauf der Impedanz über die Frequenz. Dies lässt eindeutig auf eine alleinig wirkende Induktivität schließen. Somit erhält man für die drei Ferrittransformatoren je eine Streuinduktivität  $L_S$  von 380 nH im in Bild 4.17 gezeigten Ersatzschaltbild mit Zeigerdiagramm.

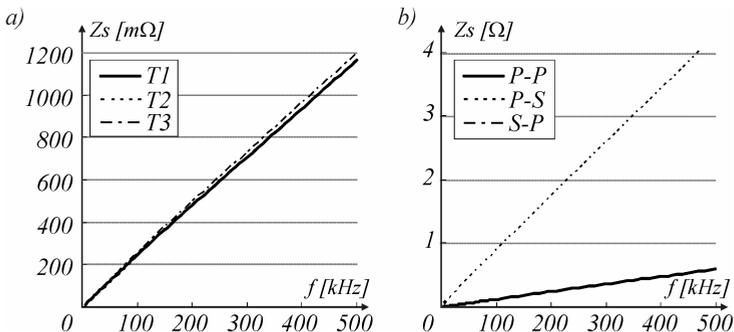


Bild 4.16: Impedanzmessung der einzelnen Anpasstransformatoren a) und der gemäß Bild 4.15 verschalteten b)

Abgesehen von den niedrigen Frequenzen, gemessen wurde ab 5 kHz, kann die getroffene Annahme einer nahezu reinen induktiven Last auch ohne weiteres bestätigt werden. Der Leistungsfaktor  $\cos\varphi$  pendelt sich auf Werten um 0,04 ein. Daraus resultierend würde der noch vorhandene Anteil des Serienwiderstands  $R_S = Z_S \cos\varphi$  im Schnitt bei  $18 \Omega$  liegen und kann getrost vernachlässigt werden.

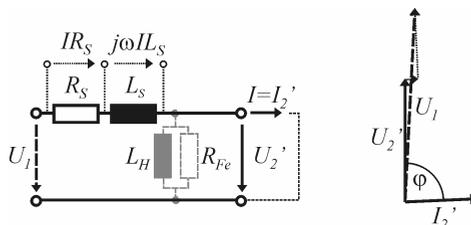


Bild 4.17: Kurzschlussersatzschaltbild und Zeigerdiagramm (qualitativ) des Ankoppeltransformators

Der ihm zuzuschreibende Spannungsabfall liegt deutlich unter dem im Zeigerdiagramm dargestellten. Aus Darstellungsgründen wurde er dort vergrößert gezeichnet. Unterschiede bei der Messung zwischen den einzelnen Transformatoren können Fertigungstoleranzen beim Wickeln angelastet werden. Diese zeigen sich insbesondere bei Leerlaufmessungen, die in Bild 4.18 zu sehen sind und den dort deutlich zu Tage tretenden Resonanzen bei 375 kHz, gemäß den Beschreibungen in Kapitel 3.2.1.

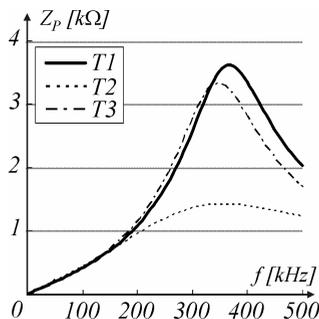


Bild 4.18: Leerlaufimpedanzen der einzelnen Transformatoren

Aufbaubedingte Einflüsse durch parasitäre Kapazitäten zwischen den Windungen treten auch bei den Messungen der Parallel- und Serienschaltungen zu Tage. Geht man vom ESB der einzelnen Transformatoren aus, dann müsste sich die Gesamtimpedanz direkt aus der Berechnung der Serien- oder Parallelschaltung ergeben. Gemessen wird hingegen ein um 18 %, bzw. 35 % abweichendes Resultat, was für den späteren Betrieb nicht

ins Gewicht fällt, jedoch bei der Berechnung und Planung von weiteren Ankoppeltransformatoren beachtet werden sollte.

#### 4.4 Messung hochfrequenter Hochspannung

Eine der ersten Fragen die sich stellen ist die nach der Messung von den zu erzeugenden hochfrequenten Hochspannungen. In der Hochspannungstechnik wird eine Vielzahl an Möglichkeiten eingesetzt um es umzusetzen. Dort werden in der Regel Spannungsteiler eingesetzt, die das hohe Potential heruntersetzen und so für weitere Messtechnik – wie Oszilloskope, Multimeter oder ähnliches – zugänglich machen. Dabei muss über den gesamten Messbereich, aber auch in der Bandbreite an spezifizierten Frequenzen ein linearer Übersetzungsfaktor sichergestellt sein.

Generell lässt sich die Herabsetzung auf messbare Spannungen, in der Regel bei Oszilloskopen  $\pm 40$  V, durch einen Abgriff an Teilen einer Serienschaltung mehrerer Impedanzen bewerkstelligen. Mehrere Arten sind dabei denkbar, zusammengefasst als Übersicht in Bild 4.19 [Swb69].

Dabei wird das Übersetzungsverhältnis  $\ddot{u}$  hauptsächlich durch die Größen der verwendeten Bauteile bestimmt, jedoch auch durch Streukapazitäten des Teilers gegen Erde und die aufbaubedingten Induktivitäten. Verallgemeinernd lässt es sich für konstante Ereignisse und Wechselspannungen bis zu einer maximalen Grenzfrequenz auf den rein resistiven und kapazitiven Teiler zurückführen zu

$$\begin{aligned} \ddot{u}_{Resistiv} &= \frac{u_1(t)}{u_2(t)} = \frac{R_1 + R_2}{R_2} \\ \ddot{u}_{Kapazitiv} &= \frac{u_1(t)}{u_2(t)} = \frac{C_1 + C_2}{C_1} \end{aligned} \quad (4.4)$$

Zuleitungen, Streu- und Eingangskapazitäten erzeugen unerwünschte, nichtlineare Einflüsse. Durch beispielsweise die in Bild 4.19b) gezeigte Bauart werden diese kompensiert, so dass auch im Hochfrequenten und für schnelle Transienten ein korrektes Anzeigergebnis entsteht. Dies ist nicht zuletzt der Grund dafür, dass dieses Prinzip für alle gängigen Oszilloskoptastköpfe angewendet wird. Die gedämpft-kapazitive Variante entsteht aufgrund der Einbeziehung von parasitären Induktivitäten durch die große räumliche Ausdehnung bei Hochspannungsteilern. Das damit stark schwingfähige System muss demnach gedämpft werden, damit nicht Wanderwellen [Kü52] oder interne Resonanzüberhöhungen mitgemessen werden [Swb62].

Für eine optimale Darstellung des Spannungsverlaufs sollte, nach den soeben gemachten Ausführungen, entweder der kompensierte oder bedämpfte Teiler verwendet wer-

den. An dieser Stelle kommt jedoch erneut der unübliche Einsatzort und -zweck zum Tragen. Das Verwenden eines resistiven Teilers würde direkt einen zusätzlichen Verlust im Schwingkreis bedeuten, der schließlich vermieden werden soll. Bei der alleinigen Verwendung von Widerständen zu Dämpfungszwecken wäre trotz dieser Argumentation ein Einsatz denkbar, die Kapazität ist hier nach wie vor dominant und die Verluste wären relativ gering. Dabei macht aber die unbekannte Spannungsfestigkeit und Belastungsgrenze der zu verwendenden Hochspannungswiderstände einen Strich durch die Rechnung, von Herstellerseite gibt es dazu auch keine gesicherten Angaben. Auf die Verwendung von handelsüblichen Teilern wird daher verzichtet.

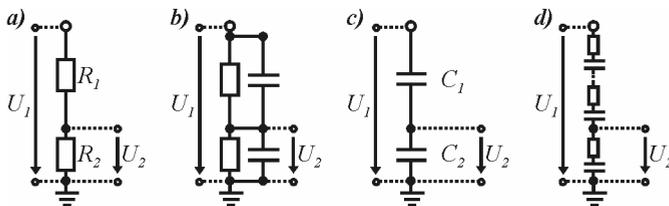


Bild 4.19: Hochspannungsteiler Bauarten ( a) resistiv, b) kompensiert-resistiv, c) kapazitiv, d) gedämpft-kapazitiv )

Übrig bleiben die rein kapazitiven Teiler. Eine in der Hochspannungstechnik häufig verwendete Variante ist der sogenannte *Pressgaskondensator*, mit Isolationsgas Stickstoff oder Schwefelhexafluorid unter hohem Druck und damit verbundener hoher Spannungsfestigkeit gemäß dem Paschengesetz [Küch2005]. Jedoch kann auch bei dieser Bauart eine generelle Festigkeit für die vorgesehene Spannungsbelastung nicht mit Sicherheit geklärt werden. Ein Durchschlag hätte dahingehend katastrophale Folgen, dass auch ein Explodieren der Anordnung nicht mit Sicherheit ausgeschlossen werden kann. Somit ist auch diese Form klassischer kapazitiver Teiler nicht verwendbar.

Übrig bleiben zwei Ausführungen, welche die Anforderungen hinsichtlich maximal verarbeitbarer Amplitude und Frequenzstabilität erfüllen. Das erste, in Bild 4.20a) dargestellte Prinzip [He56] erweist sich zwar als tauglich, jedoch nicht genau genug für die hier angedachten, im Vergleich zu dessen Konzeption, geringen Spannungen von unter 100 kV, wie Vorversuche gezeigt haben.

Besser ist das in Bild 4.20b) im Schnitt gezeigte Bauprinzip aus drei koaxialen Elektroden. Zur Isolation bedient man sich der anderen Seite der zuvor erwähnten Paschenkurve und verwendet ein Hochvakuum. Gehalten wird dieses durch verlustarmes Glas, in das die Anordnung eingeschmolzen ist. Die Gefahr von Durchschlägen im Meßsystem bleibt auch hier bestehen, denn auch bei Vakuum ist derartiges letztendlich möglich. Versuche zeigten jedoch, dass die Spannungsfestigkeit dieses Teilers ausreichend ist.

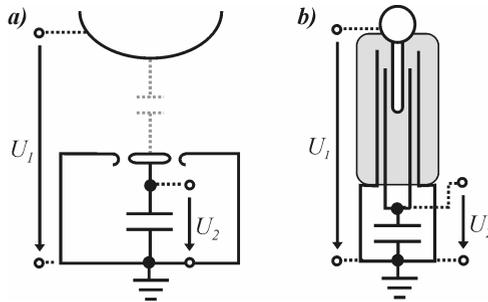


Bild 4.20: Bauarten kapazitiver Spannungsteiler a) [He56] und b) Fa. Jennings, 4 pF, Eigenresonanzen über 200 MHz

Als günstigen Nebeneffekt erhält man ein äußerst niederkapazitives System, das wenig zur Schwingkreis Kapazität beiträgt. Die Kapazität liegt für die verwendete Ausführung der Firma Jennings bei 2 pF, die glücklicherweise am Institut für Elektroenergiesysteme und Hochspannungstechnik der Universität Karlsruhe (TH) vorhanden war. Eine zusätzliche Einschränkung der oberen Resonanzfrequenz ist daher nicht zu befürchten. Dabei ist zu bemerken, dass der Teiler, entgegen Bild 4.20b), mehrstufig aufgebaut ist. Durch zusätzliches Vorschalten einer gleichartig gebauten Einzelkapazität, so erklärt sich auch die Halbierung der Kapazität, wird der Messbereich von 60 auf 120 kV erweitert, was für die angestrebte Amplitude ausreichend ist [Swb62].

Es steht nun ein geeigneter Teiler für die Messung der hochfrequenten Hochspannung bereit. Damit kann die Erörterung aber noch nicht als abgeschlossen betrachtet werden.

Zu der Niederspannungskapazität im Fuß des *Jennings-Teilers* addieren sich noch die Kabelkapazität  $C_{KABEL}$  für den Anschluss und der Innenwiderstand und -kapazität des Oszilloskops ( $R_O$ ,  $C_O$ ). Dadurch wird das Übersetzungsverhältnis geändert. Eine Anpassschaltung muss zusätzlich verwendet werden, um dem entgegenzuwirken. Sie wird darüber hinaus genutzt, um einen Schutz des Messgeräts zu integrieren. Daraus ergibt sich schließlich die in Bild 4.21 gezeigte Schaltung des gesamten Messkreises.

Der Hauptanteil der Niederspannungskapazität befindet sich konzentriert im Teiler selbst. Dies verhindert Resonanzeffekte, die bei einer dominanten Verlagerung ans Ende des Kabels verstärkt auftreten würden. Von Hause aus würde ein Übersetzungsverhältnis von 1860:1 vorliegen. Dieses kann ohne Probleme auf bis zu 2500:1 durch die oben gezeigte Schaltung vergrößert werden. Für einen exakten Abgleich wird ein Kalibriersignal von 1 kV<sub>eff</sub> bei 1 kHz verwendet. Zusätzlich wird mit einem, auf das Normal der Physikalisch-Technischen Bundesanstalt (PTB) rückführbar kalibrierten, konventionellen Teiler verglichen.

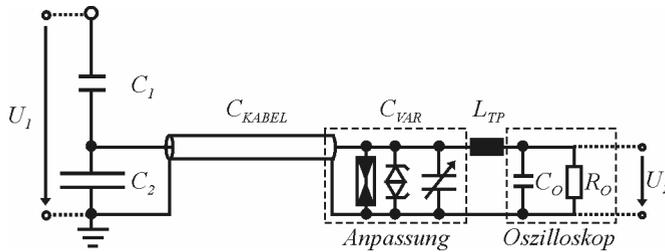


Bild 4.21: Gesamter Messkreis mit Anschluss an das Oszilloskop

Die ebenfalls verbauten Sicherheitseinrichtungen dienen zum Schutz des Oszilloskopeingangs. Dazu dienen ein Überspannungsableiter, sowie eine schon beim Wechselrichter verwendete bidirektionale Diode. Würde der Teiler nicht erwartungsgemäß funktionieren und ein Durchschlag der Hochspannungskapazität eintreten, so würde der eine Pol des Niederspannungsteils und mit ihm die gesamte Messapparatur auf Hochspannung liegen, ein Zustand der unbedingt vermieden werden muss.

Während der ersten Versuche zeigte sich außerdem eine gewisse Beeinflussung des Oszilloskops durch die Durchschläge. Ein Großteil wurde durch die Verwendung der Schirmkabine vermieden. Dennoch kam es zu Überlastungen des Eingangs, was auf leitungsgeführte Störaussendungen hindeutet. Zu diesem Zweck wird aus der Eingangskapazität  $C_O$  und einer vorgeschalteten Induktivität  $L_{TP}$  ein Tiefpass mit 20 MHz Grenzfrequenz gebildet. Zusätzlich wird eine im Gerät implementierte Begrenzung auf den selben Wert eingeschaltet, die alleine jedoch nicht zufriedenstellend funktionierte.

Es bleibt abschließend festzuhalten, dass auf diese Weise ein Messsystem entstanden ist, das in der Lage ist, die hochfrequenten Hochspannungen bis zu einer Amplitude von 100 kV problemlos zu messen. Beliebige Messgeräte können verwendet und sicher betrieben werden. Dabei ist jedoch zu beachten, dass sich die Eingangsimpedanz des Messgeräts auf das Ergebnis auswirkt und deshalb eine Kalibrierung für jedes Messsystem erfolgen muss, da sonst fehlerhafte Werte ermittelt werden – typischerweise liegt  $C_O$  unter 20 pF, was einem Fehler von weniger 4 % entspricht. Gleiches gilt für die Verkabelung, die jedoch eine weit größere und außerdem längenabhängige Kapazität aufweist und damit einen dementsprechend signifikanteren Einfluss ausübt.

#### 4.5 Frequenzabgleich des Resonanzkreises

Erster Bestandteil des Hochspannungsteils der aufzubauenden Anlage ist der soeben beschriebene kapazitive Messteiler. Da auf ihn in keinem Fall verzichtet werden kann, wurde er vorangestellt behandelt. Nun folgt eine weiterführende Betrachtung des Schwingkreises.

Wie die Theorie gezeigt hat, ist die gewünschte Hochspannung nur bei der Resonanzfrequenz des kompletten Kreises erzielbar, die mit den beiden einzigen Bauteilen – Induktivität und Kapazität – abgestimmt werden muss. Dabei muss zunächst der Frage nach sinnvollen Grenzen nachgegangen werden.

Aufschluss darüber ergibt eine Kalkulation der erzielbaren Resonanzfrequenzen gemäß Formel (3.3). Die Induktivität wird variiert und die Kapazität als zusätzlicher Faktor mitgeführt, wobei sich deren einzusetzende Größen aus einer erneuten Vorüberlegung ergeben.

Auf Seiten der Kapazität schlägt zu aller erst als fixe Größe der Messteiler mit seinem  $C_{mess}$  von 2 pF zu Buche. Allerdings wird es mit allem weiteren etwas hypothetischer. Zunächst der offensichtlichste Teil, der in Form des Prüfgefäßes vorliegen wird. Zuerst wird von üblichen Anordnungen, wie sie in Bild 2.7 und Bild 2.8 gezeigt wurden, ausgegangen. In erster Linie, insbesondere bei Transformatorenöl als Untersuchungsmedium, ist der Aufbau mit Kalotten nach VDE 0370 von Interesse. Eine Verwendung dieses Typus würde für die hochfrequenten Untersuchungen eine gute Vergleichbarkeit zu vorhandenen Messwerten bei 50/60 Hz erlauben, konnte jedoch schon bei den Ausführungen in Kapitel 4.1.1 ausgeschlossen werden. Dennoch stellt diese Anordnung ein denkbares Minimum der Kapazität dar. Messungen einer Prüftasse eines normgerechten Durchschlagmessgerätes (*Baur Dieltest DTS 90*) ergeben eine Kapazität  $C_{VDE}$  von gerundet 7 pF. Dies stellt einen geringen Wert dar, der angesichts der Dielektrizitätszahl von Öl ( $\epsilon_r=2,2$ ) und der relativ geringen Querschnittsfläche nicht überrascht. Ähnlich sieht es auch bei den Elektroden nach ASTM aus, die rechnerisch eine Kapazität von 4 pF besitzen, ohne die Berücksichtigung von Randfeldern. Würde man abweichend davon ein größeres Prüfvolumen tolerieren und so den Plattendurchmesser vergrößern, so verhält sich selbstverständlich die Kapazität analog. Gemäß den Vorüberlegungen und den darin genannten 50 mm Durchmesser wären das rechnerisch  $C_{PK}=13,5$  pF. Für das in 2.4 genannte Transformerboard ergeben sich für übliche Messanordnungen höhere Kapazitäten, einerseits wegen eines größeren  $\epsilon_r=4,5$ , aber auch aufgrund der geringeren Probendicke, denn gemäß den zuvor gemachten Ausführungen ist diese nur 1 mm, die bei 100 kV zerstörbar ist. Abschätzungen für mögliche andere Aufbauten reichen hier von 80 pF bis weit über 100 pF.

Was dabei noch völlig unterschlagen wurde sind die Streukapazitäten, sowohl von Verbindungsleitungen zur Erde, als auch parasitär innerhalb der Spule. Bis zum fertigen Aufbau können sie nur abgeschätzt werden. Angenommen wird hierzu, dass sie sich auf jeden Fall über 10 pF bewegen. Dies stellt einen Ansatz dar, der sich im Nachhinein bei der Messung des realen Schwingkreises bewahrheitet hat.

Bei der Induktivität müssen ähnliche Vorüberlegungen gemacht werden, wobei hier isolationstechnische Gesichtspunkte im Vordergrund stehen. Nimmt man den einfachsten Fall einer Zylinderspule ohne Kern an, so lässt sich deren Induktivität  $L$  über

$$L = \mu_0 \cdot \mu_r \cdot N^2 \cdot \frac{A}{l} = \mu_0 \cdot \mu_r \cdot N \cdot \frac{A}{d_{\text{DRAHT}}} \quad (4.5)$$

mit der Windungszahl  $N$ , der Querschnittsfläche  $A$  und der Gesamtlänge  $l$  berechnen. Dabei kann die Länge durch die Drahtdicke  $d_{\text{DRAHT}}$  multipliziert mit der Windungszahl ersetzt werden, wie der zweite Teil von (4.5) zeigt. Danach kann beispielsweise eine Spule mit einer Induktivität  $L$  von 10 mH bei Verwendung von 1,5 mm<sup>2</sup> Spulendraht entweder mit 200 Windungen und einem Durchmesser von 10 cm oder mit 1000 Windungen mit 4 cm Durchmesser gefertigt werden.

An diesem Punkt muss nun auch die Isolation beachtet werden, denn mit der Anlage wird später eine Amplitude von 100 kV, die funktionsgemäß auch über der Spule abfällt, erzeugt. Somit würde für eine einzige Windung zwischen den parallel liegenden Zuleitungen diese Potentialdifferenz anliegen. Je länger die gewickelte Zylinderspule wird, um so mehr Windungen besitzt sie und die Spannungsbelastung auf einzelnen sinkt. Eine Folge ist, dass die Ausmaße der Spule für eine steigende benötigte Induktivität stark anwachsen und Problemen mit der Dimension der Schirmkabine ergeben.

All das führt nun zu der in Bild 4.22 gezeigten Kurvenschar.

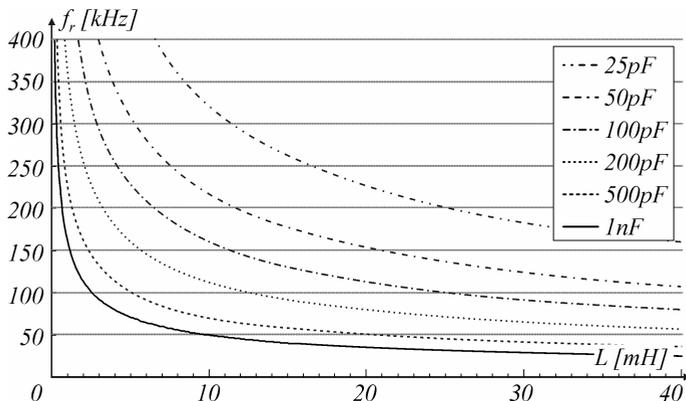


Bild 4.22: Erreichbare Resonanzfrequenz in Abhängigkeit der Induktivität bei fester Kapazität

Man sieht deutlich, dass sich hier nicht die hohen Frequenzen als Schwierigkeit darstellen, sondern die niedrigen. Entweder müssen recht große Spulen gebaut oder aber der Kreis zusätzlich kapazitiv belastet werden. Des weiteren sollte ein Großteil der gesamten Bandbreite bis zu 250 kHz umsetzbar sein. Zu diesem Zweck müssen die Abgleichmöglichkeiten von Spule oder Kondensator erörtert werden.

Eine Variation der Induktivität ist gemäß (4.5) einzig über die Windungszahl möglich; da keine dehn- oder verformbaren Stoffe eingesetzt werden können, entfallen alle anderen Größen. Abgriffe, ähnlich den Stufenschalteranzapfungen bei Transformatoren, könnten eine brauchbare Möglichkeit sein. Die Proportionalität von  $N$  und  $L$ , in Kombination mit dem asymptotischen Verhalten der gezeigten Kurvenverläufe würde jedoch für brauchbare Ergebnisse mindestens eine Halbierung der Windungszahl erfordern, was Bedenken hinsichtlich der Spannungsfestigkeit der Isolation ergibt. Außerdem stellen die Abgriffe Inhomogenitäten des Magnetfeldes dar, was unter anderem zu Erwärmungen an diesen Stellen führen kann. Nicht zuletzt deshalb scheidet eine Variation der Induktivität auf diese Art aus.

Die Kapazität lässt sich hier günstiger beeinflussen. Mit Formel (4.1) zeigt sich gleich ein zweifacher Freiheitsgrad. Entweder kann dabei der Plattenabstand oder die wirksame Plattenfläche verändert werden. Praktische Möglichkeiten zu letzterem zeigen unter anderem Scherenkondensatoren aus alten Röhrenradios, was jedoch aufgrund der vorhandenen Feldinhomogenitäten nicht direkt adaptierbar ist.

Anders sieht es hingegen mit dem Abstand aus. Ein Plattenkondensator mit großer, fahrbar gelagerter Querschnittsfläche kann auf einfache Weise die Variation der Kapazität leisten. Zusätzlich kann die Anordnung unter Öl aufgebaut werden, einerseits um die Spannungsfestigkeit mit der Probe vergleichbar zu machen und zum anderen, um eine größere Kapazität zu erzielen.

Außerdem können, inklusive genügend Sicherheit hinsichtlich der Spannungsfestigkeit, konventionelle Keramik Kondensatoren in Reihe geschaltet werden und so diskret zuschaltbare Zusatzkapazitäten bilden.

Als Resümee kann nun das Regelkonzept abgeleitet werden. Einerseits muss eine grobe Bereichsanpassung, jeweils durch eine speziell dafür gebaute Spule, erfolgen. Daraufhin wird die Resonanzfrequenz über eine Veränderliche und eine zuschaltbare Kapazität auf den gewünschten Wert eingestellt, die jeweils in den folgenden Unterkapiteln näher beschrieben werden.

### 4.5.1 Kondensatorbank

Durch einen einzelnen Kondensator lässt sich die Spannungsfestigkeit für die hochfrequente Hochspannung nicht erreichen. Eine Serienschaltung aus mehreren Einzelkondensatoren ist dagegen die einfachste Umsetzung.

Aus den Kurven in Bild 4.22 lässt sich ableiten, dass schon durch eine zuschaltbare Kapazität von 100 pF, zusammen mit 3 Spulen nahezu lückenlos der gesamte gewünschte Frequenzbereich von 10 kHz bis 250 kHz abgedeckt werden kann. Wieder muss man mit einer unbekanntenen Belastbarkeit möglicher Kondensatoren umgehen. Gängige Werte beziehen sich auf DC und AC bei 50/60 Hz. Zwar wird oft ihr Frequenzverhalten angegeben, ihre dielektrischen Festigkeiten jedoch nicht. Daher werden zunächst vorhandene Scheibenkondensatoren mit Keramik als Dielektrikum eingesetzt. Gegebenenfalls müsste entweder die Anzahl in Serie vergrößert oder andere Kondensatoren verwendet werden. Bei den bisherigen Untersuchungen, wie sie später noch vorgestellt werden, zeigten sich die 10 in Reihe geschalteten Keramik Kondensatoren (Rosenthal, 600 pF,  $\pm 20\%$ , 11 kV/AC) als ausreichend.

Generell muss beim Aufbau und bei der Auswahl geeigneter Kondensatoren auf eine günstige Feldsteuerung sowie eine gute mechanische Verarbeitbarkeit in einem stabilen Aufbau geachtet werden. Eine zylindrische Form ist in dieser Hinsicht im Vorteil, ähnlich dem beschriebenen Messkondensator, aber auch eine Scheibenform ist problemlos einsetzbar. Von geschichteten Aufbauten sollte jedoch Abstand genommen werden, da sich dadurch zusätzliche Einflüsse, u.a. Resonanzen, auf den Gesamtkreis zeigen würden, die vermieden werden sollen. Ebenso dürfen die Streukapazitäten erneut nicht vernachlässigt werden, die sich parallel ausbilden. Für die umgesetzte Kondensatorbank ergibt sich so eine gemessene Gesamtkapazität  $C_{KB}=70\text{ pF}$ .

### 4.5.2 Variabler Abgleichkondensator

Ein einziger zuschaltbarer Kondensator ist lediglich geeignet, eine sprunghafte Änderung der Resonanzfrequenz herbeizuführen. Soll eine möglichst exakte Eigenfrequenz getroffen werden, so benötigt man ein ebenso exakt abstimmbares Bauteil. Durch den in Bild 4.23 gezeigten Kondensator mit veränderlichem Plattenabstand wird dies erreicht.

Wie schon erwähnt, wird als Isolationsmedium Öl verwendet, um eine Verbindung zum Untersuchungsmedium herzustellen. Somit kann allgemein angenommen werden, dass eine deutliche Vergrößerung der Schlagweite mit einer ebensolchen Änderung der Durchschlagfestigkeit einhergeht. Zusätzlich müssen Einflüsse durch die horizontale Anordnung und das größere, belastete Volumen beachtet werden. Daher sollte der minimale Abstand deutlich über dem im Probengefäß verwendeten liegen. Dieser kann

aber auch während der späteren Durchführung der Versuche ermittelt werden. Tritt der Zusammenbruch im variablen Kondensator auf, anstatt im Probengefäß, so ist dieser nicht aufzuzeichnen und der Plattenabstand  $d_{VAR}$  muss vergrößert werden.

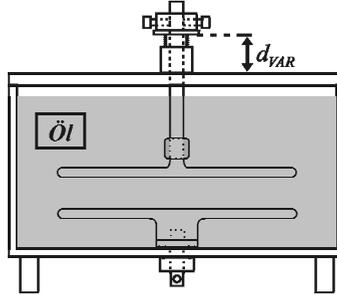


Bild 4.23: Variabler Abgleichkondensator (Elektroden- $\varnothing$ : 300 mm)

Damit dennoch ein möglichst großer Bereich abgedeckt werden kann, wird  $d_{VAR}$  mit dem Elektrodendurchmesser kompensiert. In der Konzeption wird er mit 300 mm vorgesehen, nicht zuletzt um genügend Spielraum zuzulassen. Von  $d_{VAR}=1$  bis über 10 cm lässt sich so rechnerisch eine maximale Kapazität  $C_{VAR}=138$  pF umsetzen und stufenlos bis unter 13 pF absenken. Die genaue Auslegung ist so gewählt, dass sich auch ein Abstand von 20 cm bei Verwendung von genügend Öl umsetzen ließe, was aber angesichts der Abschätzungen nicht notwendig ist. Es sollen lediglich an dieser Stelle alle Möglichkeiten offen gehalten werden. Als kleiner Vorgriff kann angemerkt werden, dass sich ein Abstand von 0,7 cm auch schon als ausreichend erwiesen hat, wodurch sich die erreichbare Resonanzfrequenz weiter absenken lässt. Dazu addieren sich wiederum die Streukapazitäten, die sich zusätzlich positiv in Form einer Vergrößerung auswirken. Der fertig gebaute variable Kondensator erreicht so eine maximale Kapazität von annähernd  $C_{VAR-max}=200$  pF, die an seinen Anschlüssen gemessen werden kann.

Eine weitere massive Kapazitätserhöhung, hin zu den in Bild 4.22 gezeigten 1 nF ist nicht ratsam, denn auch die entstehenden Verluste müssen mitberücksichtigt werden. Gerade bei Öl als Medium treten diese in Abhängigkeit der beanspruchten Menge, enthalten in  $C$ , des dielektrischen Verlustfaktors und Spannung  $U$  auf. Sie lassen sich als Verlustleistung  $P_{\delta}$  über

$$P_{\delta} = U^2 \cdot \omega \cdot C \cdot \tan \delta \quad (4.6)$$

berechnen [Küch2005]. Gleiches gilt im Übrigen auch für die Keramik bei der Kondensatorbank, deren Verluste ebenso mit der Frequenz steigen. In Ausnahmefällen muss dies zwar in Kauf genommen werden, jedoch sollte vorher eine Optimierung der Spule,

gemeinsam mit der Vergrößerung ihrer Induktivität vorgenommen werden. Solchen Möglichkeiten soll nun im Weiteren bei der sich anschließenden Besprechung der Spulenbauweise nachgegangen werden.

## 4.6 Schwingkreisinduktivität

Das zweite Bauteil des Schwingkreises der hochfrequenten Hochspannungserzeugung ist die Induktivität. Zwar wird ein geringer Teil schon durch den Ankoppeltransformator gebildet, jedoch ist der darüber bedingte Einfluss auf die Resonanz von geringer Bedeutung. Erst die daran angeschlossene Spule ist in letzter Instanz dafür verantwortlich.

An dieser Stelle kann noch nicht gesagt werden, welche genaue Formgebung und Aufbau diese besitzen soll. Bei den bisherigen Vorbetrachtungen zu der Gesamtquelle wurde, der Einfachheit halber, von einer Zylinderform ausgegangen, jedoch ist nicht unbedingt klar, ob es nicht andere Wicklungs- und Bauarten gibt, die möglicherweise bessere Resultate erzielen. Dabei geht es in erster Linie nicht um eine Induktivitätssteigerung oder eine Reduktion des Platzbedarfs, wie es üblicher Weise angestrebt wird, sondern um eine Verlustminimierung. Optimierungen, wie sie sich in der Literatur finden, beschäftigen sich unter anderem mit der Frage nach einer maximalen Induktivität für eine gewisse Leiterlänge [u.a. Mur89]. Auch kommt die Frage nach einer Spulenoptimierung bei der Hochfrequenz- und Mikrowellentechnik auf [Hor2003, Sia2005, Ball2008]. Verbessert wird dabei an der Bauform von planaren Spulenanordnungen, für die entscheidende parasitäre Einflüsse zwischen den Windungen zum Tragen kommen. Dies führt zu einer Betrachtung der Verluste, ausgedrückt durch den *Gütefaktor*  $Q$ , in Abhängigkeit der Frequenzen oder der Induktivität selbst. Nicht nur eine Optimierung ist dabei von Interesse, sondern vordringlich eine Abschätzung der zu erwartenden Verluste bei den hochfrequenten Beanspruchungen im GHz-Bereich [Ken98]. Es zeigt sich, dass die hier schon oft erwähnten parasitären Einflüsse in Form von Kapazitäten zwischen den Windungen zu Problemen führen.

Windungsresonanzen kommen bei dem in dieser Arbeit zu realisierenden Aufbau und den darin verwendeten Frequenzen nicht zum Tragen. Stromverdrängungen durch das magnetische Feld sind hier die maßgebenden Faktoren.

Für den Schwingkreis und seine Funktion, nämlich auf seiner Eigenfrequenz Hochspannung zu erzeugen, müssen Verluste, so weit es geht, gemindert werden. Sie sind es letztlich, die von der speisenden Quelle zur Verfügung gestellt werden müssen. Dieses muss für eine feste Induktivität auf beliebige Weise umgesetzt werden. Leiterlänge, Dimension und Formgebung sind dabei in gewissen plausiblen Grenzen gänzlich variabel. Diesem soll im Folgenden nachgegangen werden.

### 4.6.1 Geometriebetrachtung und -auswahl

Technisch und auch theoretisch gesehen gibt es viele Möglichkeiten eine Spule zu bauen. Angefangen von der geometrisch recht einfachen Zylinderspule bis hin zu Korboden- oder Spinnennetzspulen, die man beispielsweise in alten Rundfunkempfängern findet.

Dagegen steht die Anforderung hinsichtlich der Isolationsfähigkeiten, wie sie in 4.5 schon genannt wurden. Somit fallen auch bei ausgefallenen Wickelarten etliche von vorne herein weg. Untauglich sind all jene, bei denen Windungen mit nicht monoton steigenden Potentialunterschieden aufeinander treffen. Die Erklärung hierfür wird in Bild 4.24 mit den Spannungsdifferenzen zwischen einzelnen Windungen dargestellt.

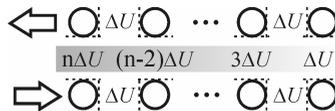


Bild 4.24: Potentialunterschiede bei mehrlagigen Wicklungen

Schon alleine dadurch fallen Zylinderspulen mit sogenannten Lagenwicklungen weg, die beispielsweise bei der Konstruktion der Aktivteile von Transformatoren gerne verwendet werden. Gleiche Überlegungen schließen auch mehrlagige Zylinderspulen aus. Auch bei den aufwendigeren Geometrien gilt dies, und sie können nur einlagig ausgeführt werden oder entfallen ganz, wegen spezifischer Eigenheiten. Generell muss festgehalten werden, dass Wicklungen wie Honigwabens-, Korboden- und Lattenspulen [Ric35] nicht für Hochspannung eingesetzt wurden, sondern um Empfangsbedingungen zu verbessern und kapazitätsarme Aufbauten zu ermöglichen.

Bei Spinnennetzspulen ist es schon besser möglich, diese auch bei Hochspannung einzusetzen, was in der Vergangenheit auch schon bei ähnlichen Experimenten getan wurde [InWa28]. Daher wird sie auch zur näheren Auswahl hinzugezogen.

Die soeben schon erwähnte Lagenwicklung sollte nicht generell außer Acht gelassen werden. Winkelt man die beiden Ebenen zueinander an, so erhält man eine Dreieckform. Der Abstand der Windungen zueinander, bei den größeren Potentialunterschieden, steigt dadurch, was eine ausreichende Festigkeit sicherstellt. Versucht man nun, bei der Hochspannung nicht mit dem kleinen Radius zu enden, sondern mit dem großen, entsteht die namensgebende Kegelform.

Da die Berechnung des Gütefaktors für die unterschiedlichen Formen kaum möglich ist, werden Modelle herangezogen, miteinander verglichen und vermessen.

Materialbedingt handelt es sich dabei um zwei Zylinderspulen mit unterschiedlicher Drahtstärke und jeweils eine Spinnennetz- und Kegelspule. Davon werden Erstere aufgrund ihrer einfachen Geometrie als Vergleich herangezogen.

	$N$	$d_{\text{DRAHT}}$ [mm]	$L$ [ $\mu\text{H}$ ]	$l_{\text{DRAHT}}$ [m]
Zylinder-A	53	0,5	221	11,8
Spinnennetz	50	0,5	221	16,1
Zylinder-B	66	1,56	177	15,9
Kegel	64	1,56	178	15,6

Tabelle 4.1: Spulendaten für den Bauartvergleich

Herausgefunden werden soll, welche Bauweise den höchsten Gütefaktor erzielt. Eine umfassende Klärung der Abhängigkeit des Gütefaktors für alle Bauarten soll dabei nicht erfolgen. Es könnte ohne weiteres sein, dass auch auf eine andere Art, als die später gewählte, eine Spule höherer Güte gebaut werden könnte. Hingegen soll eine Entscheidungshilfe geschaffen werden, in welche Richtung weiteroptimiert werden kann. Die gemessenen Serienwiderstände  $R_s$ , eine direkte Analogie zur Güte, sind für die Spulen in Bild 4.25 dargestellt.

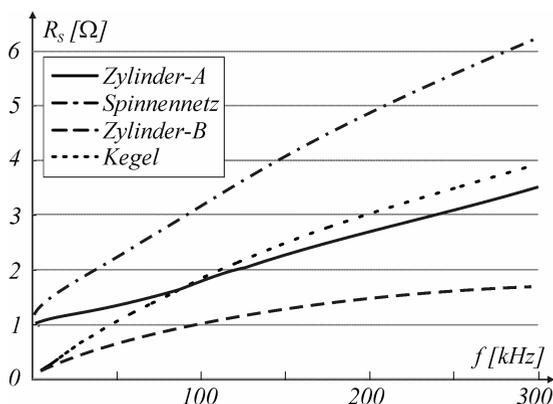


Bild 4.25: Widerstandsvergleich unterschiedlicher Spulenzbauweisen

Bei der Fertigung der jeweiligen Testspulen wurde darauf geachtet, dass sie eine zueinander möglichst identische Induktivität aufweisen – also Spinnennetz zu Zylinder-A und Kegel zu Zylinder-B. Diese wurde messtechnisch überprüft und auch bei Abweichungen gegenüber der Vorausberechnung geändert. Die Unterschiede der Drahtstärken ergeben sich aufgrund der jeweiligen Bauart und einer für diesen Test möglichst einfachen Realisierung, was in der Hauptsache für die Spinnennetz und Kegelspule gilt. Zy-

lindrische Formen sind dahingehend erneut einfach in der Realisierung. Besonders auffällig ist der Unterschied der Drahtlänge zwischen Zylinder und Spinnennetz (Tabelle 4.1).

Bei der Betrachtung der unterschiedlichen Kurven aus Bild 4.25 dürfen nun lediglich zwei, aus gleichem Draht aufgebaute Spulen verglichen werden. Es zeigt sich jedoch, dass in beiden Fällen die „simple“ Zylinderspule einen deutlich niedrigeren Serienwiderstand besitzt. Würde man statt diesem die Güte auftragen, so erhielte man ein ähnliches Bild. Auch der Längenunterschied, den man in das Ergebnis durch Division einbeziehen könnte, hat keinen so entscheidenden Einfluss, dass es das Resultat verändern würde.

Es wurde bei dieser Untersuchung versucht, so weit wie möglich alle anderen Faktoren, außer der Formgebung, auszuschließen und eine zueinander relative Aussage zu treffen. Im Ergebnis können kompliziertere Geometrien für die weitere Betrachtung außer Acht gelassen und die weiteren Anstrengungen auf die Optimierung der Zylinderspulen konzentriert werden.

## 4.6.2 Berechnung von Zylinderspulen

Nachdem auf experimentelle Weise das Verhalten von Zylinderspulen im Gegensatz zu anderen Wickelkonzepten bewertet wurde, muss zur weiteren Betrachtung eine im Vergleich zu (4.5) genauere Induktivitätsberechnung erfolgen, Magnetfelder müssen berücksichtigt und deren Auswirkungen auf den Stromfluss untersucht werden.

### 4.6.2.1 Induktivität

Die grundsätzliche Berechnung der Induktivität, wie sie zuvor für eine Abschätzung eingesetzt wurde, lässt zwar eine relativ korrekte Berechnung zu, trifft aber einige vernachlässigende Annahmen. Zur genaueren Bestimmung müsste die gesamte magnetische Energie herangezogen werden, was durch numerische Berechnungsprogramme möglich ist. Darin können dann aufbauspezifische Eigenheiten mitberücksichtigt werden. Als solche fallen direkt die Isolationen der einzelnen Leiterschleifen auf. Für die bisherige Annahme wurde schließlich davon ausgegangen, dass die zeitabhängige Stromdichte  $J(t)$  im gesamten Windungsbereich vorliegt [St92]. Außerdem ist eine wichtige Voraussetzung, dass im Inneren der Spule ein homogenes Magnetfeld vorliegt. Dies lässt sich jedoch nur für lange Zylinder mit kleinem Durchmesser erfüllen. Ein weiterer Faktor stellt der Zusammenbau selbst dar, der immer Inhomogenitäten der Fertigung aufweist, die sich auch auf die Induktivität der Spule auswirken.

All diesem muss, als Erweiterung zur bestehenden Berechnungsvorschrift für Induktivitäten, für Zylinderspulen Rechnung getragen werden. Im Hinblick auf spätere Berech-

nungen, die sich auf eine möglichst genaue Voraussage des letztendlichen Wertes gründen, sollte die Formel dennoch so weit wie möglich gefasst sein und unterschiedliche Dimensionen tolerieren.

Bis in nahezu jedes Detail wird auf unterschiedlichste Kombinationsmöglichkeiten und Orientierungen von Leitern im Raum von Grover eingegangen [Gro73]. Ausgehend von der Magnetfeldberechnung nach *Biot-Savart*, auf die im Rahmen der Gütebetrachtung noch näher eingegangen wird, dem Durchflutungsgesetz sowie dem Induktionsgesetz nach Maxwell, wird die jeweilige Geometrie einbezogen. Daraus wurden schließlich relativ kompakte Formeln entwickelt, für die jedoch die benötigten Faktoren aus Tabellenwerten entnommen werden müssen. In diesen sind Leiterwirkungen aufeinander, in Abhängigkeit ihrer räumlichen Lage zusammengefasst. Alles in Allem erweist sich dieses zwar als äußerst exakt, will man die Induktivität einer bekannten Anordnung berechnen, jedoch als ein wenig unhandlich. Für den Spezialfall einer einlagigen Zylinderspule wurden Korrekturfaktoren eingeführt, die abhängig vom Quotienten aus Spulenlänge  $l_S$  und -durchmesser  $d_S$  die Formel (4.5) berichtigen. Ähnliches wurde auch für den Isolationsabstand eingeführt. Dem letztendlichen Ziel der Berechnungen läuft diese Vorgehensweise jedoch weitestgehend zuwider.

Benötigt wird eine Möglichkeit, direkt die Induktivität in Abhängigkeit der Abmessungen zu erhalten, ohne weitere Tabellen zu bemühen. Es darf schließlich nicht vergessen werden, dass  $L_{SP}$  als bekannt vorausgesetzt wird und davon ausgehend auf Länge und Durchmesser zurückgerechnet werden soll.

Es lässt sich zeigen [Küch39], dass sich aus den Berechnungsfaktoren von Nagaoka [Nag09], die auch von Grover [Gro73] verwendet werden, alternativ eine praktische Formel entwickeln lässt, mit einem Fehler von um die  $\pm 3$  %. Darüber berechnet sich die Induktivität für Maße in SI-Einheiten zu:

$$L_{SP}[H] = \pi^2 \cdot N^2 \cdot \frac{d_S}{0,44 + l_S/d_S} \cdot 10^{-7} \left[ \frac{l_S}{d_S} = 0,2 \dots 20 \right]. \quad (4.7)$$

In den zusätzlich angegebenen Grenzen des Dimensionsverhältnisses  $l_S/d_S$  lässt sich für einen Vergleich mit den korrekturwertberechneten Induktivitäten die oben genannte Genauigkeit nachweisen.

#### 4.6.2.2 Skin- und Proximity-Effekt

Diese beiden Effekte zielen, im Gegensatz zur Induktivität, mehr auf die Güteeigenschaften, also den Wirkwiderstand der Spule ab. Beide beruhen dabei auf einer Verdrängung des Leiterstroms, die eine Reduktion des effektiv wirksamen Querschnitts

hervorrufen und dadurch letztlich den Widerstand erhöht. Dabei ist der Skineneffekt eine leiterinterne Wirkung, also eine Beeinflussung eines Stromflusses durch sich selbst. Hingegen wird durch den Proximity- (Nahe-) Effekt die Interferenz von Magnetfeldern auf den Leiter beschrieben, die nicht direkt dort verursacht wurden – also eine externe Ursachen besitzen, beispielsweise durch weitere stromdurchflossene Leiter einer Spule.

Nicht der Einfachheit des Symptoms, sondern seiner relativ problemlosen Beseitigung wegen, wird zuerst die interne Verdrängung behandelt. In diesem Zusammenhang existieren zwei Effekte, die zum Tragen kommen. Einmal die Lorentzkraft [St92] und die schon mehrfach benannte Durchflutung und Induktion. Letztere ist allerdings der hauptsächlich bestimmende Einfluss, bei Wechselstrom höherer Frequenz. Die Verdrängung von Ladungsträgern durch die auf sie wirkende Kraft  $F_L$  aufgrund des Magnetfeldes der Flussdichte  $B$ , senkrecht zum Strom  $I$  durch

$$\vec{F}_L = I \cdot (\vec{l} \times \vec{B}) \quad (4.8)$$

ist definitionsgemäß zwar nicht nur bei Gleichstrom vorhanden, kann aber als konstante Belastung gesehen werden.

Interessanter ist die wechselstrombestimmte Verdrängung. Liegt eine sich ändernde Stromdichte  $J(t)$  vor, verursacht sie auch ein veränderliches Magnetfeld  $B(t)$ . Dieses wiederum induziert nach der 2. Maxwellgleichung ein elektrisches Feld, das der Magnetfeldursache entgegenwirkt. Durch Bild 4.26 soll dies etwas in der Draufsicht auf einen Leiter veranschaulicht werden.

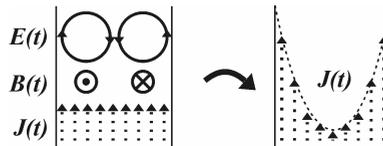


Bild 4.26: Felder zum Skineneffekt und resultierende Stromdichteverteilung

Die Felder müssen als von unten nach oben voneinander abhängig gesehen werden. Dabei ist nach dem Durchflutungsgesetz die magnetische Flussdichte

$$\oint \vec{B}(t) d\vec{s} = \mu \cdot \oint \vec{H}(t) d\vec{s} = \mu \cdot \iint \vec{J}(t) d\vec{A} \quad (4.9)$$

und daraus direkt folgend das elektrische Feld

$$\oint \vec{E}(t) d\vec{s} = -\iint \left( \frac{d\vec{B}(t)}{dt} \right) d\vec{A} \quad (4.10)$$

Dabei fällt auf, dass jeweils immer das E-Feld in der Leitermitte, der Stromdichte entgegengerichtet ist, also ein Gegenstrom verursacht wird. An den Außenseiten ist es genau umgekehrt, was zu einer Verstärkung führt. Resultierend ergibt sich die in Bild 4.26 rechts gezeigte Stromverteilung über den Leiterquerschnitt gesehen in einer qualitativen Repräsentation. Somit fließt ein höherer Strom an der Leiteroberfläche als in seinem Inneren. Die durchflossene Schichtdicke wird in der Literatur als die *Eindringtiefe*  $\delta$  bezeichnet [z.B. MG92], in der sich gemittelt der gesamte Strom konzentriert. Mit der Leitfähigkeit  $\kappa$  und der magnetischen Permeabilität  $\mu_r$  des Leitermaterials berechnet sie sich frequenzabhängig zu

$$\delta = \sqrt{\frac{2}{\omega \cdot \mu_0 \cdot \mu_r \cdot \kappa}} \quad (4.11)$$

Daraus errechnet sich für Kupfer im betrachteten Frequenzbereich ein Minimum von  $\delta_{\min} = 132 \mu\text{m}$ . Je kleiner die Frequenz wird, desto geringer sind die durch den Skineneffekt verursachten Auswirkungen auf den Drahtwiderstand. Letztendlich bleibt sein Gleichstromwiderstand  $R_0$  der lediglich vom Leiterquerschnitt, seiner Länge und der Leitfähigkeit des verwendeten Materials abhängig ist.

Er berechnet sich zu

$$R_0 = \frac{4 \cdot l}{\kappa \cdot \pi \cdot (d_{\text{DRAHT}})^2} \quad (4.12)$$

Durch Auflösen der E- und H-Feldgleichungen nach der resultierenden Stromdichte, ergeben sich bei runden Drähten Besselfunktionen, also eine Reihenentwicklung als Lösung der entstehenden Differentialgleichung, deren vollständige Durchführung für die hier nötige Genauigkeit überflüssig ist. Bis zu einer Eindringtiefe, die größer ist als der doppelte als Leiterquerschnitt existiert keinerlei Veränderung zum Gleichstromfall. Im Anschluss nimmt der Widerstand sukzessive zu und lässt sich ab mindestens  $d_{\text{DRAHT}} = 10 \cdot \delta$  über

$$R = R_0 \cdot \frac{d_{\text{DRAHT}}}{4 \cdot \delta} = \frac{l}{\kappa \cdot \pi \cdot d_{\text{DRAHT}} \cdot \delta} \quad (4.13)$$

berechnen [MG92]. Es wird somit für hohe Frequenzen unwirtschaftlich, mit einem einzigen Leiter zu arbeiten, da immer größere Querschnitte benötigt würden.

Aus diesem Grund wird sogenannte *HF-Litze* eingesetzt. Sie besteht aus voneinander isolierten Einzeldrähten, die miteinander verflochten sind. Jeder der Einzelleiter hat nach den vorigen Ausführungen seinen Gleichstromwiderstand, was diesen auch auf

den Gesamtleiter mit seinem Gesamtquerschnitt überträgt. Eine Verwendung solchen Drahtes für zu bauende Spulen des oberen, betrachteten Frequenzbereichs ist demnach eine zwingende Voraussetzung. Würde man den benötigten Querschnitt mit Volldraht ausführen, so wäre er für eine Spule mit hoher Güte so groß, dass starke Inhomogenitäten unvermeidbar wären und die Spule letztendlich unbrauchbar wäre. Als Nebeneffekt wird dadurch auch gegen die kurz umrissene Gleichstromverdrängung vorgegangen.

Nun beenden Magnetfelder ihre Beeinflussung nicht an der Leitergrenze, sondern breiten sich auch weiter im Raum aus. Durch die Interferenz mit dem Stromfluss in benachbarten Leitern bildet sich durch Magnetfeldüberlagerung der *Proximity*- oder auch *Naheffekt* aus. Löst man die 1. Maxwellgleichung unter den Randbedingungen die im Leiter ( $i$ ) und außerhalb ( $a$ ) existieren, so erhält man für die Magnetfelder  $H_i$  und  $H_a$  in radialer Abhängigkeit

$$H_i(r) = \frac{2 \cdot I}{\pi \cdot d_{\text{DRAHT}}^2} \cdot r \quad (4.14)$$

$$H_a(r) = \frac{I}{2 \cdot \pi} \cdot \frac{1}{r}$$

Die Vektoren des Magnetfeldes, die um ihre Ursache umlaufen, sind dabei senkrecht zur radialen Richtung orientiert, was später noch an Bedeutung gewinnen wird.

Aus der Überlagerung der Felder ergeben sich in der Folge zwei Möglichkeiten für parallele Leiter, je nach Orientierung der Ströme, wie sie Bild 4.27 zeigt.

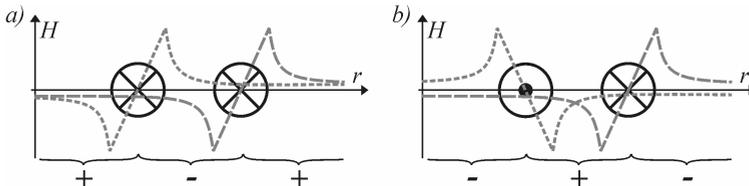


Bild 4.27: Magnetfeldüberlagerung bei a) parallelem und b) antiparallelem Stromfluss

Bei der Feldverteilung für parallelen Stromfluss zeigt sich, dass zwischen den Leitern eine Abschwächung des vom anderen Leiter erzeugten Feldes stattfindet und außerhalb eine Verstärkung. Bei antiparalleler Orientierung der Ströme liegt genau der gegenteilige Fall vor. Aufgrund der Proportionalität im Freiraum von  $1/r$  ergibt sich für geringen Abstand und die in Bild 4.27b) gezeigten Stromrichtungen die maximale Verdrängung durch den Proximity-Effekt. Der zuvor behandelte Skineneffekt ist dabei wohlgeemerkt unverändert präsent. Es tritt somit eine weitere Verlagerung des Leiterstroms über die

umliegend verursachten H-Felder auf, je nach räumlicher Lage und Richtung der vorhandenen Ströme zueinander. Beeinflusst wird in der Folge der Wirkwiderstand und mit ihm auch die Güte  $Q$  der übergeordnet betrachteten Spulen, weshalb Auswirkungen aufgrund der Bauweise näher betrachtet werden.

### 4.6.3 Theoretischer Gütefaktor (TQ)

Bei Voruntersuchungen, die mit den schon beschriebenen Teilen der Hochspannungsquelle und den zusätzlich zu Testzwecken aufgebauten durchgeführt wurden, hat sich eine starke Abhängigkeit der erreichbaren Amplitude von der Spulenbauform ergeben. Diese ist letztendlich von den Verlusten im Schwingkreis abhängig, also von der Güte der verwendeten Elemente. Diese definiert sich für die nun betrachteten Induktivitäten mit deren Wirk- ( $R_{SP}$ ) und Blindwiderständen ( $X_{SP}$ ) zu

$$Q = \frac{X_{SP}}{R_{SP}} = \frac{\omega \cdot L_{SP}}{R_{SP}}. \quad (4.15)$$

Je kleiner also die Wirkverluste im Vergleich zu der nach (4.7) berechneten und konstant gehaltenen Induktivität werden, desto größer wird die Güte und um so besser funktioniert die Spule im Schwingkreis. Ziel ist es daher, den Widerstand zu minimieren, jedoch nicht durch die Verwendung von anderen Materialien mit größerer Leitfähigkeit oder den Einsatz ebensolcher Querschnitte, sondern über eine Korrelation mit der Bauform.

Eine Schwierigkeit stellt in diesem Zusammenhang die Rückführung der Bauweisen auf eine konstante Induktivität dar, die auf jeden Fall gewährleistet werden muss. Außerdem soll eine einfache Vorschrift entwickelt werden, die eine schnelle Berechenbarkeit zulässt, ohne komplette Feldsimulationen durchzuführen. Damit dies möglich wird, werden einige Überlegungen angestellt und daraufhin in Modellspulen verwirklicht. Dabei wird die zuvor schon verwendete Spule „Zylinder-B“, im Weiteren Z1 genannt, mit ihrem Drahtdurchmesser von 1,56 mm als Vorlage genommen und damit auch ihre Induktivität von 177  $\mu\text{H}$ . Diese lässt sich mittels (4.7) in Abhängigkeit der Windungszahl auf einen benötigten Durchmesser umformen zu

$$d(N) = \frac{0,44 \cdot L \cdot 10^7}{2 \cdot \pi^2 \cdot N^2} + \sqrt{\left(\frac{0,44 \cdot L \cdot 10^7}{2 \cdot \pi^2 \cdot N^2}\right)^2 + \frac{d_{\text{DRAHT}} \cdot L \cdot 10^7}{\pi^2 \cdot N}} \quad (4.16)$$

Mit dieser Lösung kann für nahezu beliebige Windungszahlen die korrespondierenden Zylinderformen bestimmt werden. Die Grenzen werden dabei durch die Gültigkeit von der zu Grunde gelegten Formel (4.7) gegeben.

Aufgrund der Längenabhängigkeit des Gleichstromwiderstandes wird für den Anfang angenommen, dass sich bei minimaler Drahtlänge auch der kleinste Widerstand einstellen wird. Berechnen lässt sie sich, ebenfalls abhängig von der Windungszahl  $N$ , über

$$l_{\text{DRAHT}}(N) = \pi \cdot d(N) \cdot N \quad (4.17)$$

und eine anschließende Extremwertbetrachtung der Funktion. Zum einen graphisch aus der Kurve in Bild 4.28, aber auch rechnerisch lässt sich dieser bei einer Spule mit 35 Windungen finden.

Bei der realen Umsetzung machen sich gewisse Toleranzen bemerkbar, die bei minimalen Abweichungen, von beispielsweise dem Durchmesser des Wickelkörpers, deutliche Induktivitätsveränderungen gegenüber der Erwartung zeigen. Eine mit 35 Windungen gebaute Spule besaß eine deutlich zu große Induktivität. Durch Abwickeln von 3 Windungen entstand mit  $171 \mu\text{H}$  eine passende Vergleichsspule Z2. Aufgrund der damit einhergehenden Reduktion von  $l_{\text{DRAHT}}$  ist diese Vorgehensweise auch hinsichtlich der angestrebten Minimierung problemlos, wenn nicht sogar förderlich. Wenn die zu Beginn aufgestellte Behauptung stimmt, dann müsste die Spule Z2 einen geringeren Widerstand aufweisen als Z1, d.h. die Güte müsste höher sein.

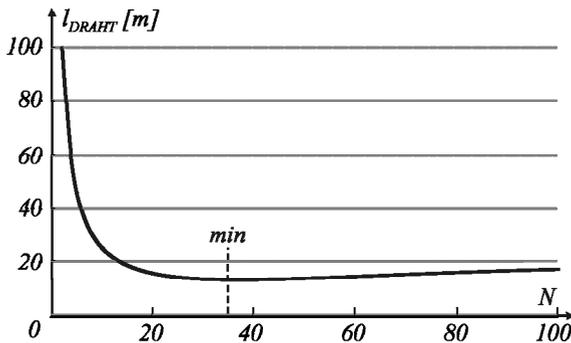


Bild 4.28: Drahtlänge im Abhängigkeit der Windungszahl ( $L=177 \mu\text{H}$ ,  $d_{\text{draht}}=1,56 \text{ mm}$ )

Das Ergebnis widerlegt derartiges jedoch sofort, wie die Messergebnisse in Bild 4.29 zeigen, was verdeutlicht, dass die gegenseitigen Beeinflussungen eine wichtige Rolle spielen. Dabei liegt zwischen Z1 und Z2 ein maximaler Unterschied von 11 % vor; deutlich mehr sogar, als sich die Leiterlängen unterscheiden. Die um 9 % kürzere Spule besitzt also eine bis zu 11 % kleinere Güte.

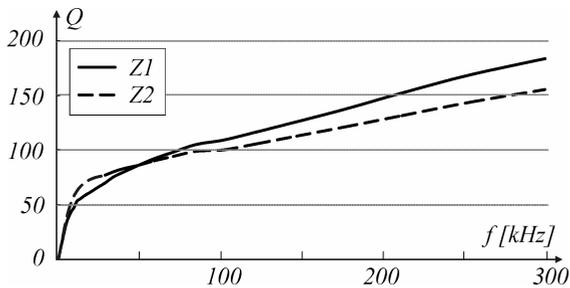


Bild 4.29: Gütevergleich zwischen Z1 ( $N=66$ ) und Z2 ( $N=32$ )

Daher kann die Leiterlänge nicht der bestimmende Faktor sein, und aus ihr kann demnach auch kein Rückschluss auf die Güte erfolgen. Ein anderer Weg muss also beschritten werden.

Die Vermutung ist, dass es sich bei dem in Bild 4.29 gezeigten Effekt um eine direkte Folge aus den Beeinflussungen durch den Naheffekt der Leiter untereinander handelt. Zur genaueren Einschätzung und nicht zuletzt um auch einen besseren Überblick zu erhalten, wurden beide Spulen mit der *Finite-Elemente-Methode (FEM)* simuliert (Maxwell 2D) und jeweils das Feldlinienbild aus Bild 4.30 berechnet.

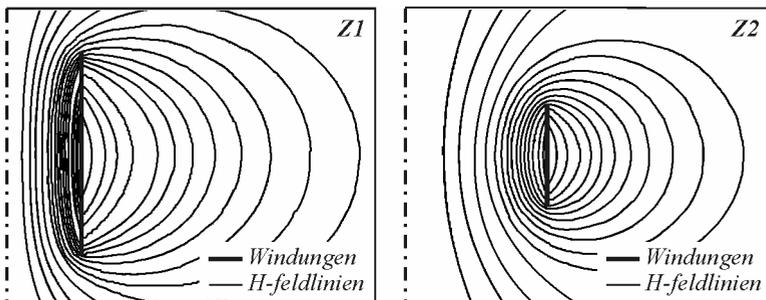


Bild 4.30: Rotationssymmetrische Feldverteilung bei den Spulen Z1 und Z2

Dabei zeigt sich ein Zusammendrängen der Feldlinien an den Spulenrändern, das bei den beiden Spulen unterschiedlich ausgeprägt ist. Die Feldverteilung längs der Rotationsachse ist demnach an den Positionen der Leiter unstet. Dadurch wird eine inhomogene Stromverdrängung hervorgerufen. Bei einer Fokussierung auf die Magnetfelder in lediglich den Windungspositionen selbst, könnte die Berechnung stark vereinfacht werden und die komplette Feldsimulation für alle möglichen Kombinationen bräuchte nicht durchgeführt zu werden. Die Betrachtung des Feldverlaufs an eben jener Win-

dungsebene ist daher der nächste Schritt, der in Bild 4.31 als Teilergebnis der vorigen Simulation zu sehen ist.

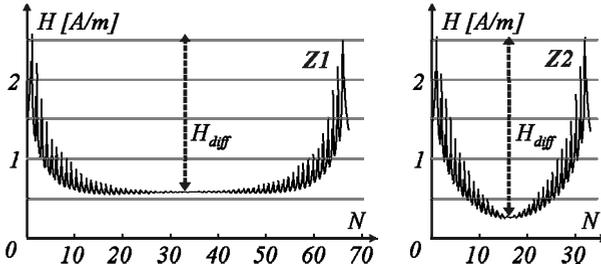


Bild 4.31: Magnetfeldverlauf im Schnitt durch die Windungsebene

Im so dargestellten Ergebnis zeigt sich, in Übereinstimmung mit den Feldlinienbildern, die höchste magnetische Feldstärke an den beiden Enden der Zylinderspulen. Die geringste Magnetfeldstärke stellt sich jeweils in deren Mitten ein.

Abgesehen von der Anzahl an Windungen und damit der unterschiedlichen Ausdehnung in x-Richtung findet sich noch ein weiterer Unterschied bei einem Vergleich zwischen den Verläufen aus Bild 4.31. Beide weisen zwar ein nahezu identisches Maximum von 2,5 A/m auf, besitzen jedoch mit 0,6 A/m und 0,25 A/m ein voneinander abweichendes Minimum. Die Differenz  $H_{diff}$  zwischen den beiden Extrema  $H_{max}$  und  $H_{min}$  verhält sich also umgekehrt proportional zur Veränderung der Güte  $Q$  (Bild 4.29).

Es wird im Folgenden versucht, die Magnetfelder an den einzelnen Windungspositionen, wie sie beispielhaft in Bild 4.32 gezeigt werden, weiter vereinfacht zu berechnen und sie nicht aus einer geometrischen Gesamtsimulation zu extrapolieren.

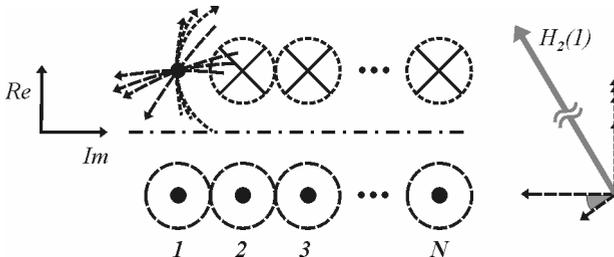


Bild 4.32: Verdeutlichung der Leiterpositionen und qualitative Bestimmung von  $H$  am Beispiel von  $H_2(l)$

Als erster Schritt wird die räumliche Ausdehnung der Leiter und ihr inneres Magnetfeld vernachlässigt. Es wird dabei vorausgesetzt, dass sich dieses aufgrund des konstanten

Gesamtstroms über die gesamte Länge gleich verhält und einen ebenso konstanten Beitrag liefern wird. Die Feldursache liegt also als Vektor in den Mittelpunkten der einzelnen Leiter vor, gegeben durch die Matrix  $W$  senkrecht zur Zeichenebene, wobei die Imaginäre Achse als Rotationsachse verwendet wird und der Ursprung sich an der Leiterposition 1 aus Bild 4.32 befindet.

$$W = \begin{pmatrix} -d_{SP}/2 - j(1-1) \cdot d_{DRAHT} & d_{SP}/2 - j(1-1) \cdot d_{DRAHT} \\ \vdots & \vdots \\ -d_{SP}/2 - j(N-1) \cdot d_{DRAHT} & d_{SP}/2 - j(N-1) \cdot d_{DRAHT} \end{pmatrix} \quad (4.18)$$

Danach wird nach (4.14) die Summe aller Magnetfelder der anderen Leiter an jeder einzelnen dieser Positionen berechnet. Dieses erfolgt jeweils getrennt für die beiden Spalten von  $W$ . Dabei wird als weitere Vereinfachung ein normierter Strom vorausgesetzt, was über die reine Proportionalität das an jeder Position vorherrschende magnetische Feld  $H$ , als Summe der jeweiligen Verbindungsvektoren aller anderen Leiterpositionen zu dem einen Betrachteten Leiter durch

$$\begin{aligned} H_1(x) &= \left| \sum_{n=1}^N -j \left( (W_{n,1} - W_{x,1})^{-1} \right)^* + j \left( (W_{n,2} - W_{x,1})^{-1} \right)^* \right| \\ H_2(x) &= \left| \sum_{n=1}^N j \left( (W_{n,2} - W_{x,2})^{-1} \right)^* - j \left( (W_{n,1} - W_{x,2})^{-1} \right)^* \right| \end{aligned} \quad (4.19)$$

angibt; jeweils verursacht durch die gegenläufigen Ströme in den Leitern ( $I_1$  und  $I_2$ ). Nach der komplexen Addition der einzelnen Feldanteile genügt es, den Betrag dieser Anteile zu kennen. Wohin der Strom letztendlich verdrängt wird, ist schließlich unerheblich.

Ein Vergleich des so für die Windungspositionen bestimmten Feldes mit dem Ergebnis aus einer genauen und kompletten Simulation, zeigt eine konstante Verschiebung des Ergebnisses, was aufgrund der getroffenen Vereinfachungen nicht verwundert. Der Verlauf, auf den es letztendlich ankommt ist dabei völlig identisch.

Somit kann für beliebige Windungszahl der Verlauf berechnet werden. Ausgeführt bis 250 Windungen ergibt sich demnach ein Magnetfeld an den Leiterpositionen, wie in Bild 4.33 dargestellt.

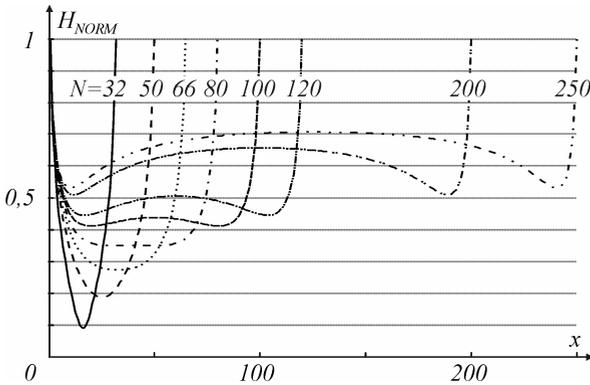


Bild 4.33: Magnetfeldverlauf  $H_{NORM}(x)$  bei unterschiedlicher Windungszahl

Dabei wird  $H_1(x, N)$  oder  $H_2(x, N)$  auf das jeweilige Maximum der gerade berechneten Spule bezogen und somit zu  $H_{NORM}(x, N)$ . Eine bessere Vergleichbarkeit der Ergebnisse ist darüber möglich. Sonst würde noch ein vertikaler Versatz aufgrund variierender  $H_{max}$  das Bild verzerren.

Im weiteren Schritt wird das Magnetfeldverhältnis  $H_{diff}$  zwischen den Extremwerten gebildet und in Bild 4.34 auf sein Maximum normiert aufgetragen.

Zu beachten sind erneut die Grenzen, die durch (4.7) gesetzt werden. Zu erwarten ist demnach eine erhöhte Ungenauigkeit bei kleinem N, jedoch ist es für die Hochspannungsanwendung ohnehin nicht möglich, mit wenigen Windungen auszukommen, da sonst die Spannungsbelastung zu hoch wäre.

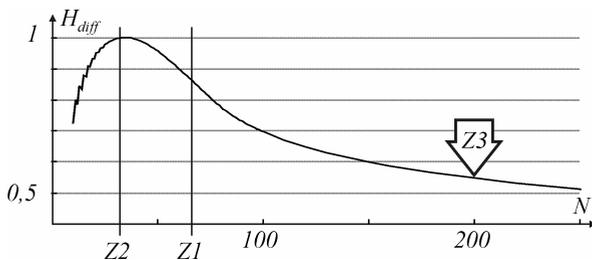


Bild 4.34: Differenz der Magnetfeldextremwerte bei Spulen unterschiedlicher Windungszahl.

Nach den Messungen der beiden Testspulen und der nach Bild 4.31 schon ersichtlichen Korrelation der Güte mit  $H_{diff}$ , würde eine kleinere Magnetfelddifferenz eine größere Güte bedeuten. Daher müsste eine Spule mit mehr Windungen als  $Z1$  ein noch größeres

$Q$  besitzen. Zur Weiterführung des schon bisher empirisch geführten Beweises wird eine dritte Testspule Z3 mit  $N=200$  Windungen gewickelt. Bei einem berechneten Durchmesser von nunmehr 42 mm ergibt sich eine gemessene Induktivität von 175  $\mu\text{H}$ .

Zum weiteren Vergleich wird die Güte nun nicht mehr über den kompletten Frequenzbereich gemessen. Unstetigkeiten, die sich wohl aufgrund fertigungstechnischer Differenzen ergeben – wie beispielsweise Lücken zwischen einzelnen Windungen – legen dieses Vorgehen jedenfalls nahe. Eingeordnet in die schon bestehenden Werte ergibt sich der in Bild 4.35 gezeigte Verlauf der gemessenen Güte.

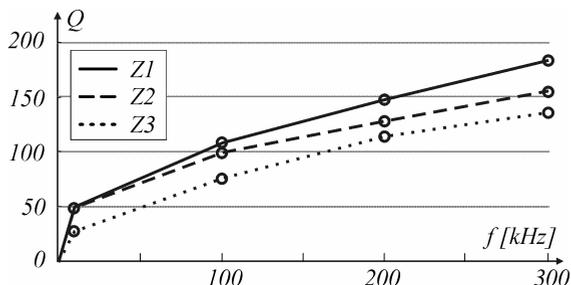


Bild 4.35: Gütevergleich zwischen den Spulen Z1 ( $N=66$ ), Z2 ( $N=32$ ) und Z3 ( $N=200$ )

Die neue Spule, von der nach der bisherigen Annahme eine höhere Güte als von Z1 erwartet wurde, besitzt also eine noch geringere als die ohnehin schon schlechtere mit minimaler Drahtlänge. Ein weiterer Einfluss muss also bei zunehmenden Windungen eine Rolle spielen. Alleine mit der Magnetfelddifferenz lässt sich jedenfalls das Messergebnis nicht nachvollziehen, geschweige denn erklären.

Aus einer Betrachtung der Verläufe von  $H_{NORM}$  aus Bild 4.33 für große  $N$  wird versucht, einen Unterschied für diese Fälle auszumachen. In den Kurvenformen zeigt sich für länger werdende Spulen eine zunehmende Feldüberhöhung in der Mitte, die sich demnach genau so verhält wie zuvor auch schon  $H_{diff}$ . Eine ansteigende Differenz  $H_{unstet}$  zwischen dem Feld in der Spulenmitte und dem schon verwendeten absoluten Minimum, also

$$H_{unstet} = H\left(\frac{N}{2}\right) - H_{\min}, \quad (4.20)$$

hat ein Absinken der Güte zur Folge.

Berechnet für die schon gezeigten Magnetfeldverläufe erhält man den Verlauf aus Bild 4.36, bezogen auf die Maxima der jeweiligen H-Felder wie in Bild 4.33.

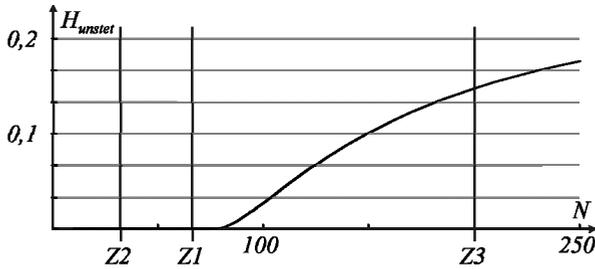


Bild 4.36: Magnetfelddifferenz  $H_{unstet}$  zwischen Spulenmitte und Minimum

Man erkennt deutlich, dass dieses Phänomen der „Zwischenüberhöhung“ in der Spulenmitte nur bei mehr als 80 Windungen auftritt, darunter nicht.

Die nächste Aufgabe besteht nun in einer gebührenden Gewichtung der jeweiligen Faktoren zueinander, um so direkt die Güte als Ergebnis zu erhalten. Aufgrund der gefundenen umgekehrten Abhängigkeit wird der folgende Ansatz verwendet:

$$TQ(N) = 1 - \left[ a \cdot H_{diff} + b \cdot H_{unstet} \right]. \quad (4.21)$$

Der praktische Ansatz zur Lösung wird weiterhin verfolgt und dadurch eine Gewichtung für  $H_{diff}$  und  $H_{unstet}$  erstellt. Eine art „curve-fitting“ wird durchgeführt. Dabei werden die beiden Faktoren  $a$  und  $b$  so lange variiert, bis die berechnete Gütekurve möglichst die gemessenen Werte wiedergibt, inklusive einer Frequenzabhängigkeit, die den ungleichmäßigen Verlauf der gemessenen Kurven beschreibt.

Dabei zeigt sich relativ schnell, dass der Einfluss der Zwischenüberhöhung nur äußerst gering von der Frequenz abhängig ist. Ihr Faktor wird somit konstant auf

$$b = 2,5 \quad (4.22)$$

gesetzt. Bei 100 kHz müsste er theoretisch auf 2,75 angehoben werden, was jedoch aus zwei Gründen vernachlässigt werden kann. Erstens erhält man dadurch nur einen marginalen Fehler und zweitens ist die Stromverdrängung hier schon unbedeutender. Es sei an dieser Stelle daran erinnert, dass sich die Frequenzabhängigkeit, von der hier gesprochen wird, auf den untersuchten Bereich bezieht. Die hier gefundenen Ergebnisse erheben nicht den Anspruch einer Allgemeingültigkeit.

Im Gegensatz zu  $H_{unstet}$  besitzt die Differenz der Extrema eine ausgeprägte Abhängigkeit von  $f$ . Eine möglichst deckungsgleiche Kurve erhält man für

$$a(f) = \frac{21}{32 \cdot \pi} \cdot \left[ \arctan\left(\sqrt{3} \cdot (10^{-5} \cdot f - 1,5)\right) + \arctan\left(1,5 \cdot \sqrt{3}\right) \right]. \quad (4.23)$$

Analog dem Ergebnis für die Magnetfelddifferenz aus Bild 4.34 muss für eine erneute Normierung beachtet werden, dass die berechneten Werte des Theoretischen Gütefaktors somit für wenige Windungen, unterhalb 20, die höchsten Ergebnisse liefern würde. Eine Normierung auf die maximal erreichbare Güte muss also auf das Nebenmaximum der errechneten Kurve erfolgen, wie man in Bild 4.37 sieht.

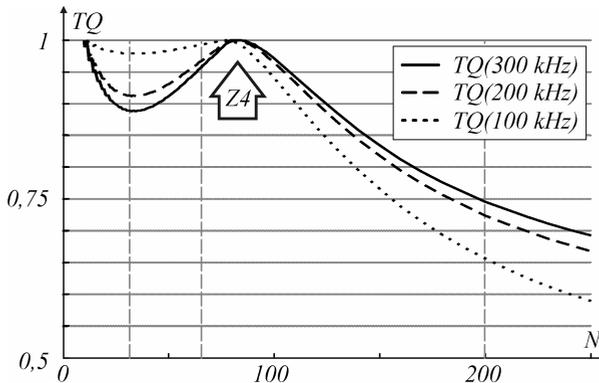


Bild 4.37: Normierter Theoretischer Gütefaktor für  $L=177\mu\text{H}$

Demnach müsste eine aus 84 Windungen bestehende Spule eine höhere Güte besitzen, als die bisher verwendeten. Zur Überprüfung wird eine solche Spule gebaut und anschließend vermessen. Mit einer Induktivität von  $171\mu\text{H}$  befindet sie sich auch tatsächlich innerhalb des erwarteten Bereichs.

Das Messergebnis bestätigt die getroffenen Vermutungen und weist eine in Bild 4.38 gezeigte höhere Güte für Z4 aus.

Da sich Z1 schon relativ nahe an der maximalen Güte befand, ist die Steigerung zu Z4 freilich nicht mehr so gravierend. Dennoch ist sie ausreichend groß, um einen messbaren Unterschied zu gewährleisten.

Auf diese Weise entsteht somit eine plausible Vorhersagemöglichkeit für baubedingte Auswirkungen auf die Güte. Man erkennt dabei, dass sich bei niederen Frequenzen, beispielsweise bis 100 kHz, kaum eine Veränderung der Güte in Abhängigkeit der Bauform einstellt. Demnach besitzt sie, wie es auch schon aus den Auswirkungen von Skin- und Proximity-Effekt gefolgert wurde, hier noch kaum einen Einfluss und der Widerstand wird hauptsächlich durch die Leiterlänge und das verwendete Material bestimmt. Eine Verwendung des so entstandenen Kriteriums des Theoretischen Gütefaktors ist somit eher für die Spule des hohen Frequenzbereichs wichtig.

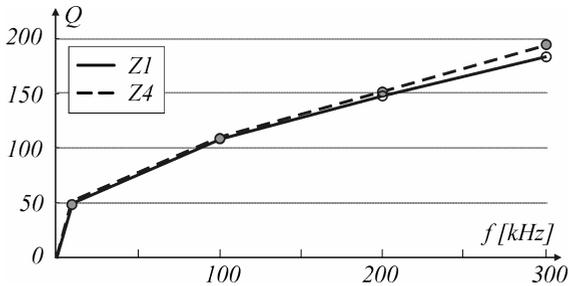


Bild 4.38: Gütevergleich zwischen Z1 ( $N=66$ ), Z4 ( $N=84$ )

Ein interessanter Nebenaspekt, der sich im Zusammenhang mit den Messungen noch ergibt, jedoch nicht weiter verfolgt wurde, ist eine gewisse Vergleichsmöglichkeit über die Grenze der reinen Betrachtung von Zylinderspulen hinweg. Dabei kommt die vorhandene Kegelspule erneut ins Spiel. Für den dort vorliegenden Aufbau lassen sich auch die Windungspositionen definieren und die gekoppelten Magnetfelder in der Folge, wie bei Z1 bis Z4 geschehen, berechnen. Normierungen des Theoretische Gütefaktors müssen dann allerdings ausbleiben. Dadurch wird die Wertigkeit des entstehenden unnormierten TQ ( $UTQ$ ) invertiert und ein größerer Wert steht für eine kleinere zu erwartende Güte. Dabei errechnet sich bei gleicher betrachteter Frequenz von 200 kHz für Z3 ein  $UTQ_3=1440$ . Für die kegelförmige Spule ergibt sich damit ein  $UTQ_{KE-GEL}=9483$ . Bekanntlich besitzt die mit 200 Windungen längste Testspule hier eine gemessene Güte von  $Q_3=108$ . Misst man bei der der Kegelform, so erhält man  $Q_{KE-GEL}=70$ . Es scheint demnach eine gewisse Vorhersagbarkeit vorhanden zu sein, die jedoch zur Verifizierung in der Zukunft noch näher betrachtet werden müsste. Für die hier durchgeführte Arbeit und das eigentlich verfolgte Ziel einer möglichst hohen Güte für den oberen Frequenzbereich hat dieses keine Relevanz und wird auch nicht weiter verfolgt.

#### 4.6.4 Hochfrequente Hochspannungs-Spulen

An dieser Stelle wird die allgemeine Auslegung, die zu Beginn von Kapitel 4.5 gemacht wurde, erneut aufgegriffen und in die Praxis umgesetzt. Dabei sollen 3 Spulen entstehen, die den unteren-, mittleren- und den oberen Frequenzbereich abdecken. Wie schon bei der Betrachtung des Theoretischen Gütefaktors im vergangenen Kapitel angeführt, ist eine dahingehende Optimierung nur für die hochfrequente Spule sinnvoll. Das schließt auch teilweise den Bau mit HF-Litze zur Skin-effekt-reduktion mit ein. Teilweise deshalb, weil ein Punkt mit hinein spielt, der bisher nur am Rande behandelt wurde.

Bei der Verwendung von normalem Spulendraht besteht die Isolation aus einer dünnen Lackschicht. Hingegen werden die versponnenen Einzeldrähte der Litze mit einer zusätzlichen Schicht umhüllt, meist aus Seide. Dies führt zu einer auch nicht zu unterschätzenden Verlängerung aufgrund der größeren Windungsabstände. Des weiteren ist die Fertigung mit HF-Litze nicht ganz so problemlos wie mit reinem Spulendraht, gerade im Zusammenhang mit den benötigten Kontaktierungen.

Ein gewisses Maß an Sicherheitsbestreben spielt auch eine Rolle. So muss man wieder Isolationsmaterialien verwenden, von denen man die Spannungsfestigkeit nicht genau kennt. Angegeben werden in der Regel die Festigkeiten bei Gleichspannung und energietechnischer Frequenz, nicht aber bei hochfrequenter Hochspannung. Werte hierfür können daher nur aus der Erfahrung abgeleitet werden, wie sie aus eigenen Tests, Voruntersuchungen und den späteren Messungen gebildet werden. Anhaltspunkte liefern dabei auch Experimente, wie sie in der Vergangenheit durchgeführt wurden und der Literatur entnommen werden können. Generell sollte daher von einem Absinken der elektrischen Festigkeit ausgegangen werden. Gleichzeitig steht die Forderung, dass nach Möglichkeit ein Durchschlagen der Spule zu verhindern ist, denn dies hätte jedes mal einen Neubau zur Folge. Als Folge wird eine maximale Windungsspannung um 370 V festgelegt, bei der eine Spule in den Voruntersuchungen Problemlos betrieben wurde. Bei einer höchsten Spannung von 100 kV bedeutet dies minimal 270 Windungen.

Eine Bereichsfestlegung und damit auch direkt die Bestimmung der benötigten Induktivitäten erfolgt unter Berücksichtigung der nun schon vorliegenden und gemessenen Kapazitäten. Daneben findet auch eine Abschätzung für die Kapazität des Probengefäßes statt. Man erhält ungefähr 400 pF, wenn alle Kapazitäten berücksichtigt werden. Für den Fall, dass nur die Probe und Messeinrichtung zugeschaltet sind, mit den zugehörigen Streukapazitäten, wird ein Minimum von 100 pF veranschlagt. Analog zu Bild 4.22 geben diese Kapazitäten die Grenzen vor, wie sie für den in dieser Arbeit aufgebauten Versuchsaufbau relevant sind (Bild 4.39).

Dabei zeigt sich, dass auch mit einer drastischen Erhöhung der Induktivität ein Erreichen der gewünschten 10 kHz als minimale Frequenz nicht umzusetzen ist. Schon mit einer Spule von 50 mH lassen sich nur etwa 40 kHz erreichen. Auch ein zusätzlicher Kondensator mit 1 nF würde die Resonanz nicht genügend weit absenken. Um an dieser Stelle den Aufwand nicht maßlos in die Höhe zu treiben, wird auf Frequenzen unterhalb 40 kHz verzichtet.

Die Kurven aus Bild 4.39 sind ab ungefähr 50 mH nahezu in einem horizontalen Verlauf. Aus den oben angeführten Gründen wird  $L_{NF}=50$  mH zur ersten, der *NF-Spule*

definiert. Mit einer leichten Überlappung folgt dann direkt die *MF-Spule* mit  $L_{MF}=13$  mH. Sie deckt den Frequenzbereich von 70 kHz bis 140 kHz ab.

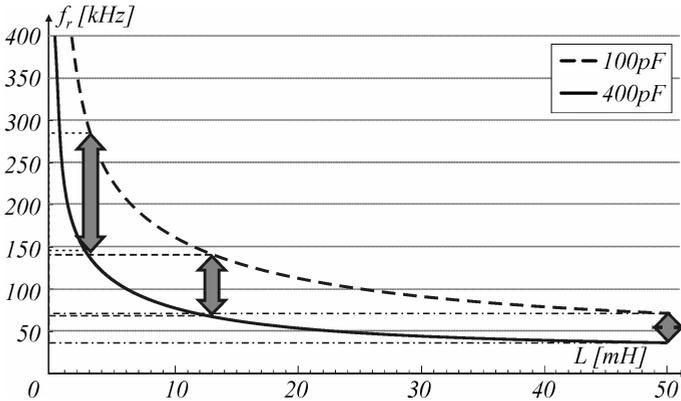


Bild 4.39: Frequenzbereiche durch Festlegung der Induktivitäten.

Daran anschließend sollte die *HF-Spule* mit 3,5 mH gebaut werden, um einen nahtlosen Anschluss zu gewährleisten. Die steil ansteigenden Kurven und deren nichtlinearer Abstand zueinander bieten die Möglichkeit höhere Frequenzen zu realisieren. Toleriert man eine geringe Lücke von unter 5 kHz, so kann nahezu 290 kHz verwirklicht werden. Eine Induktivität von  $L_{HF}=3$  mH ist somit das gewünschte Ergebnis.

#### 4.6.4.1 NF-Spule

Bei der Umsetzung und einem Einschätzen des benötigten Aufwands wird mit der Spule begonnen, die wohl die wenigsten Probleme aufwerfen wird. Die zum Betrieb benötigten Peripheriegeräte des Schwingungskreises stehen schließlich zum Testen bereit. Zum zeitlichen Ablauf muss dabei auch angemerkt werden, dass zwar vorab der Theoretische Gütefaktor als Theorie behandelt wurde, sich das Problem aber erst zeigte, als die HF-Spule gebaut werden sollte. Die gewünschten Spannungen waren bei der NF- und nachfolgend auch bei der MF-Spule gut zu erreichen.

Es wird darauf geachtet, dass der Unterschied zwischen der Vorausberechnung und den tatsächlich gemessenen Werten möglichst gering ausfällt. Zur Sicherheit werden daher mehr Windungen aufgebracht und wenn nötig nachträglich entfernt. Auf ein Hartpapierrohr mit 16 cm Durchmesser werden somit 1200 Windungen bei einer Drahtstärke von 540  $\mu\text{m}$  gewickelt, was nach (4.7) eine Induktivität von 51 mH ergeben sollte. Tatsächlich aufgebaut erhält man die in Bild 4.40 gezeigte Spule mit einer gemessenen Induktivität von durchschnittlich 51,88 mH.



Bild 4.40: NF-Spule in realer Ausführung ( $\varnothing=16\text{ cm}$ ;  $L_{NF}=51,88\text{ mH}$ )

Bei den Anbindungen und Steckverbindungen zum Resonanzkreis muss hier noch nicht so peinlich genau auf die Übergänge geachtet werden. Selbstverständlich sollte über die Hochspannungsverbindung ein dickeres Rohr gezogen werden, um das Feld zu steuern und keine Spitze zu provozieren, die unweigerlich bei hoher Spannung zu Korona- oder Sprühentladungen führen würde.

Eine weitere Einschränkung wird hier auch noch gemacht. Sowohl der gewählte Drahtdurchmesser als auch die Kontaktierungen und das verwendete Trägermaterial sind für Kurzzeitbeanspruchung gedacht. Bei Dauerbetrieb würde sich die Spule erwärmen und könnte mit der Zeit zerstört werden, weshalb ein solcher Betrieb somit zu vermeiden ist. Gerade die Kühlung ist an dieser Stelle ein entscheidender Faktor für den längerfristigen Betrieb. Dies gilt im Übrigen für alle hier vorgestellten Spulen.

#### 4.6.4.2 MF-Spule

Der erste Punkt, der bei Versuchen mit einer für diesen Frequenzbereich zu Testzwecken gewickelten Spule auffällt, ist bei Betrieb in ihrem oberen Frequenzbereich ein gestiegener Einfluss von der Ankopplung an den Schwingkreis und von Inhomogenitäten im Aufbau. Schlecht geführte Felder fallen offenbar schon stärker ins Gewicht als bei tieferen Frequenzen. Dabei ist zwischen dem Fußpunkt und dem Hochspannungsende zu unterscheiden. Aufgrund des geringen Potentialunterschiedes zur Umgebung ist beim Fußpunkt keine Veränderung nötig.

Hochspannungsseitig muss eine elektrische Verbindung von dem verwendeten Spulendraht mit nunmehr 2 mm Durchmesser auf ein flexibles Aluminiumrohr mit großem Durchmesser hergestellt werden, das als Verbindung zum Schwingkreiskondensator dient, und zweitens ebenso der Übergang des magnetischen Feldes von den Wicklungen zum Anschluss. Als Lösung wird die letzte Windung mit einer größeren Steigung versehen, damit sie den halben Rohrdurchmesser überbrückt. Als Anschluss wird ein spezielles Drehteil verwendet, mit Spannfunktion für das Drahtende und einer Möglichkeit das Aluminiumrohr aufzuschieben.

Auf einem PVC-Rohr mit 25 cm Durchmesser und einer Wandstärke von 5 mm werden die berechneten 500 Windungen aufgerollt. Es entsteht damit ein  $L_{MF}$  der in Bild 4.41 gezeigten Spule von gemessenen 13,1 mH, passend zu den vorausberechneten 13,6 mH.

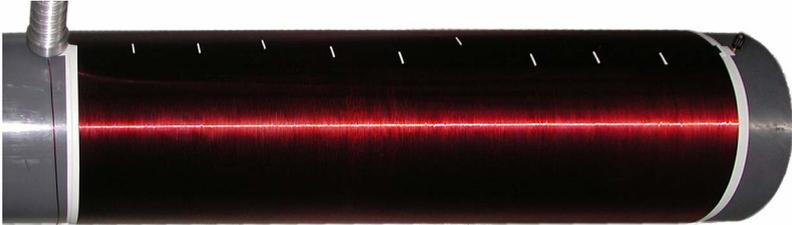


Bild 4.41: MF-Spule in realer Ausführung ( $\varnothing=25\text{ cm}$ ;  $L_{MF}=13,1\text{ mH}$ )

Das im Bild 4.41 abgeschnittene Ende, das auf der linken Seite zu sehen ist, beruht auf der Verwendung eines 50 % längeren Rohres als für die Wicklungen eigentlich benötigt würde. Hauptargument dafür war die Bewegbarkeit der Spule, ohne die Wicklung anfassen zu müssen. Das Umsetzen der sperrigen Konstruktion bei einem Gesamtgewicht von über 11 kg ist ohne Beschädigung somit zwar nicht einfach, aber dennoch relativ problemlos möglich.

#### 4.6.4.3 HF-Spule

Bei der abschließend vorgestellten hochfrequenten Spule muss einiges mehr gegen die Auswirkungen der gestiegenen Frequenz getan werden, im Gegensatz zu den beiden zuvor betrachteten. Auch hinsichtlich der Güte des Kreises, die nun eine, wenn nicht die zentrale Rolle spielt. Dabei wurde schließlich auch die Gelegenheit genutzt, eine möglichst hohe Güte umzusetzen, was zu der Entwicklung des bereits ausführlich beschriebenen Theoretischen Gütefaktors TQ geführt hat.

Ein weiterer Aspekt, der sich bei der MF-Spule zeigte, ist eine Abhängigkeit der Funktion vom Trägermaterial. So entstehen offenbar durch das PVC erhebliche Verluste, je höher die Frequenz steigt. Daher wird einerseits versucht so wenig Werkstoff wie möglich zu verwenden und es wird ferner darauf geachtet, einen möglichst verlustarmen auszuwählen. *Glasfaserverstärkter Kunststoff (GFK)* genügt hinsichtlich Stabilität und Verlust den gewünschten Anforderungen. Um nach Möglichkeit dennoch die Stoffmenge einzuschränken, wird die Spule auf einen mit Trennlack beschichteten Träger gewickelt, mit GFK laminiert und anschließend von der stützenden Wickelkonstruktion abgenommen. Somit entsteht eine Spule, die fast ausschließlich aus dem Windungsmaterial besteht. Die nun verwendete HF-Litze besteht ihrerseits aus 420 lackisolierten Einzeldrähten mit jeweils 71  $\mu\text{m}$  Durchmesser. Insgesamt erhält man, inklusive der 2-

fachen Seidenumspinnung, ein  $d_{\text{DRAHT}}$  von 2,02 mm. Die Ummantelung erweist sich für das Laminieren als entscheidender Vorteil, da das Epoxydharz darin eindringt und so eine sehr gute und steife Verbindung der Windungen entsteht.

Bei den Kontaktierungen werden ebenfalls Veränderungen vorgenommen und ein zusätzlicher Toroid zur Feldentlastung angebracht, der gleichzeitig zur Anbindung an die auch in diesem Fall verwendete flexible Aluminiumrohrleitung dient. Wie schon zuvor erfolgt die Verbindung zum restlichen Schwingkreis senkrecht zur Rotationsachse der Spule. Anderweitig würde ein unerwünschter Kreisstrom durch das Magnetfeld induziert.

Mit der Randbedingung des angegebenen  $d_{\text{DRAHT}}$  lassen sich die Kurven des Theoretischen Gütefaktors bestimmen und so das realisierbare Maximum finden. Auch bei der angestrebten Induktivität von 3 mH wird der prinzipielle Kurvenverlauf analog zu dem in Bild 4.37 gezeigten erfolgen. Aller Voraussicht nach verschiebt es sich jedoch deutlich nach rechts, also hin zu einer höheren Wicklungsanzahl, wie letztendlich die in Bild 4.42 gezeigte Berechnung bestätigt.

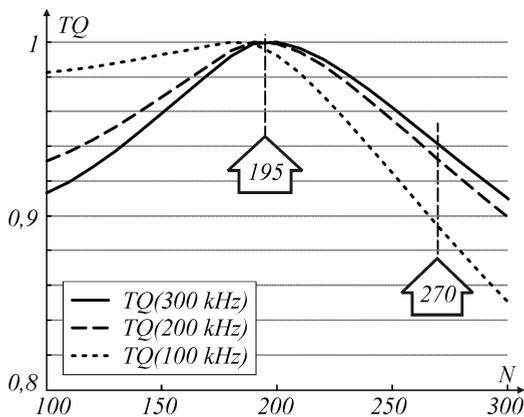


Bild 4.42: TQ-Verlauf für die HF-Spule ( $L_{\text{HF}}=3 \text{ mH}$ )

Demnach wäre eine optimale Güte für einen Aufbau mit 195 Windungen gegeben, was zu einer gestiegenen Spannungsbelastung für jede einzelne bis über 500 V führen würde. Um angesichts der nicht ganz unkomplizierten Fertigung kein Risiko einer schnellen Zerstörung und einem daraus folgenden Neudesign einzugehen, wird abweichend von dem absoluten Optimum die minimal mögliche Wicklungsanzahl verwendet. Dank der verwendeten HF-Litze sollte die Güte ohnehin relativ hoch liegen, was die Einbußen durch die Bauform zwischen 6 % und 10 % erträglich macht.

Mit den somit verwendeten 270 Windungen ergibt sich ein Durchmesser von 16,5 cm der in Bild 4.43 gezeigten fertigen Spule.



Bild 4.43: HF-Spule in realer Ausführung ( $\varnothing=16,5\text{ cm}$ ;  $L_{\text{HF}}=3,36\text{ mH}$ )

Gut zu erkennen ist einerseits die Abschirmung und die Ankopplung an die Rohrleitung. Zur besseren galvanischen Verbindung findet mit gutem Erfolg die Hauptverkabelung mit in den Rohren laufenden Laborleitungen statt. Insbesondere während der Frequenzjustage und den dann anliegenden kleinen Spannungen erweist sich dieses als vorteilhaft.

Entgegen der theoretischen Berechnung entsteht in der so vorliegenden Form nicht die eigentlich angestrebten 3 mH, sondern eine leicht erhöht gemessene Induktivität von  $L_{\text{HF}}=3,36\text{ mH}$ . Dies rückt den damit möglichen Messbereich etwas näher an den Fall mit Überlappung. Der höhere Wert stellt demnach kein Problem dar und kann absolut toleriert werden.

Abschließend kann man somit resümieren, dass mit den entstandenen 3 Spulen in Kombination mit den schon existierenden und den zu erwartenden Kapazitäten der komplette Frequenzbereich von 40 kHz bis annähernd 300 kHz abgedeckt werden kann. Daran schließt sich nun einer der wohl wichtigsten Punkte an, nämlich die Elektrodenanordnungen zur Aufnahme der zu untersuchenden Materialien.

## 4.7 Prüfgefäße

Der letzte Bestandteil des Hochspannungskreises und der letzte Teil der gesamten Quelle stellt die Einbindung der Proben dar. Dabei muss besonderes Augenmerk auf die einzelnen Beschaffenheiten, die daraus resultierende Handhabung und die auftretenden elektrischen Felder gelegt werden. Außerdem sollte, so weit wie möglich, ein Vergleich zu standardisierten Messverfahren erfüllt sein. Aus den Vorüberlegungen und den resultierenden Konstruktionsvorgaben aus Kapitel 4.1.1 kann schon entnommen werden, dass ein direkter Übertrag nicht möglich ist. Gerade die Tripelpunktbildung bei der

Feststoffuntersuchung ist hier sicherlich die größte Hürde. Der Versuch, diesen zu vermeiden oder zumindest seine Auswirkung zu mindern, ist ein vordringliches Ziel.

Zu Beginn wird das aus 2.3 bekannte Transformatorenöl behandelt, bei dem keine Tripelpunkte zu erwarten sind. Hier ist die erreichbare und benötigte Kapazität entscheidend.

#### 4.7.1 Prüfgefäß für Isolierflüssigkeiten

Wie auch schon bei den bisherigen Ausführungen deutlich geworden ist, liegen von Materialien zur Konstruktion keine Daten vor. Es kann somit lediglich aus den bekannten Auslegungsrichtlinien bei gleich- oder niederfrequenter Wechselspannung geschlossen oder durch Vervielfachung auf das Untersuchungsmedium rückführend verwiesen werden. Welcher Weg auch immer genommen wird, es empfiehlt sich allgemein genügend Sicherheit einzuplanen. Dabei muss die Spannungsbelastung der übrigen Isolierteile deutlich unter jener der Probe liegen.

Bevor mit der Ausarbeitung der Elektroden selbst begonnen werden kann, muss nach einem geeigneten Gefäß gesucht werden, das Verunreinigungen nach Möglichkeit vermeidet. Ein Präparatenglas mit Schliffdeckel, das weitgehend gasdicht verschlossen werden kann, ist dafür bestens geeignet, dabei wird auch schon an zukünftige Langzeitversuche gedacht.

Darin werden nun die Elektroden, in Form von zwei senkrecht stehenden Platten untergebracht. Die Elektroden werden nicht als scharfkantige Platten ausgeführt, wie es die ASTM vorschreiben würde, sondern mit einem Rogowski-Profil [Bey86]. Allerdings ist dieses nur als eine Näherung zu verstehen, denn das Rogowski-Profil müsste, um den genauen Definitionen zu genügen, für jeden Plattenabstand neu berechnet und gefertigt werden. Eine Überprüfung, ob die auftretenden Durchschläge auch tatsächlich innerhalb des homogenen Feldes, wie beabsichtigt, auftreten, ist daher angeraten. Beobachtungen bei den späteren Experimenten zeigen, dass sie generell innerhalb des homogenen Bereichs ablaufen und nicht im Randfeld stattfinden.

Damit auch Untersuchungen mit variablem Elektrodenabstand durchgeführt werden können, wurde schon bei der Vorüberlegung 1 mm als minimaler Plattenabstand genannt. Für diesen erfolgt demnach auch die Berechnung der Profilierung.

Gemäß den bisher festgelegten Frequenzbereichen und den darin enthaltenen Abschätzungen entfällt auf den reinen Probenkondensator eine Kapazität von rund 50 pF. Nach Formel (4.1) ergibt sich daraus ein Plattendurchmesser von 57 mm von dem das Randprofil abgezogen werden muss. Da in (4.1) keine Randfelder berücksichtigt werden, wird sich dieses kapazitätssenkend auswirken und werden die später gemessene Werte

leicht darunter liegen. Ebenso verhält sich das bei den durch die Norm VDE0370 vorgegebenen 2,5 mm, bei denen nur noch 19,88 pF vorhanden sein dürften.

Eine selbstverständliche Voraussetzung ist ein exakt konzentrischer Aufbau der Elektrodenanordnung. Ein Versatz der beiden Rotationsachsen der Platten hätte Feldverzerrungen zur Folge, die vermieden werden sollten.

Als Elektrodenmaterial wird Messing verwendet, wie im Übrigen auch bei konventionellen, normgerechten Prüfgefäßen. Die Oberflächen werden plan gedreht und anschließend poliert. Eine der Platten muss beweglich gelagert sein, um die verschiedenen Abstände exakt einstellen zu können. Bei der Umsetzung zeigen sich bei näherer Betrachtung einige Aspekte, die beeinflussend einwirken. Üblicherweise werden die Abstände durch eine Verschraubung mit exakter Steigung eingestellt. Nun können durch die höheren Frequenzen gewisse parasitäre Effekte, namentlich Induktivitäten, an diesen Ansatzstellen auftreten, die das Ergebnis verfälschen würden. Gemessen wird schließlich auf einem parallelen Weg und man würde derartige Beeinflussungen schlichtweg übersehen. Um dem entgegen zu wirken, werden die Elektroden, bis hin zu ihren Anschlüssen, so verbindungslos wie möglich gebaut. Auf der Hochspannungsseite wird darüber hinaus ein deutlich größerer Querschnitt verwendet, wodurch wieder das Feld günstig beeinflusst werden soll. Zu diesem Zweck erfolgt auch hier der direkte Anschluss an die Rohrleitung mit 56 mm Außendurchmesser und die Laborleitung im Inneren. Insgesamt entsteht somit das in Bild 4.44 gezeigte Plattenprüfgefäß für flüssige Isolierstoffe, respektive Transformatorenöl.



Bild 4.44: Prüfgefäß für flüssige Isolierstoffe

Die Änderung des Abstands  $d$  der beiden Elektroden zueinander wird auf der geerdeten Seite vorgenommen, im Bild rechts zu sehen. Durch ein Feingewinde kann dort eine exakte Justage erfolgen. Zur Sicherheit wird der so eingestellte Abstand noch über

Lehren verifiziert. Auf diese Weise sind Abstände von 1 mm bis 7 mm umzusetzen. Darüber hinaus wäre es zwar noch möglich, stellt sich aber als nicht unbedingt sinnvoll heraus. Je größer man den Abstand wählt, desto mehr verliert das für 1 mm berechnete Rogowski-Profil seine Wirkung und die Randeffekte nehmen zu. Zur Folge hat das ein immer kleineres homogenes Feld in der Plattenmitte. Die Vergleichbarkeit der Ergebnisse ist damit immer weniger möglich. Außerdem nähert man sich der maximalen Prüfspannung von 100 kV, auch wenn man eine drastische Reduktion der dielektrischen Festigkeit vermutet.

Des weiteren sinkt bei zunehmendem Abstand die Kapazität des Prüfkondensators  $C_{PK}$  immer weiter ab. Ausgehend von den zuvor schon genannten 50 pF für den geringsten Abstand von 1 mm, ist sie bei 8 mm rechnerisch schon auf unter 10 pF abgesunken, wobei dabei noch ein homogenes Feld in (4.1) vorausgesetzt wird. Je inhomogener es ist, desto mehr weicht schließlich die Kapazität davon ab, was auch die in Bild 4.45 gezeigte Messung bestätigt. Die Differenz lässt sich einfach über die bei der Rechnung vernachlässigten Streu- und Randfelder, die sich addieren, und die daraus entstehenden Kapazitäten erklären.

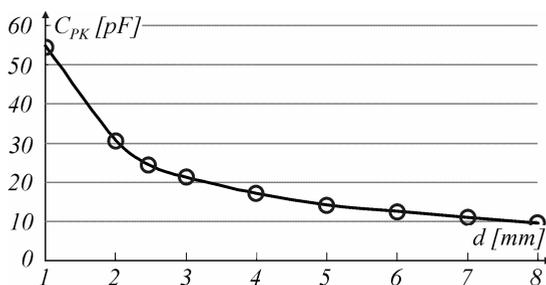


Bild 4.45: Prüfgefäßkapazität bei Transformatoröl (gemessen)

Neben dem Transformatoröl, als primär zu untersuchendem Isolierstoff, können selbstverständlich auch andere Isolierflüssigkeiten in das entstandene Gefäß gefüllt und geprüft werden.

Bei Feststoffen stellt der an den Plattenrändern auftretende Tripelpunkt zusätzliche Schwierigkeiten dar und bedarf der nun folgenden, näheren Betrachtung.

## 4.7.2 Prüfgefäß für plattenförmige Feststoffe

Neben der Untersuchung von Transformatoröl sind auch dielektrische Untersuchungen an Feststoffen vorgesehen, die einen erheblichen Anteil des Isolationssystems von Leistungstransformatoren stellen. Bei der Einbindung in die hochfrequente Hochspan-

nungsquelle orientiert man sich zunächst an der Normprüfung. Insbesondere ist hier die Version aus Bild 2.8a) interessant. Diese bietet neben der dargestellten Variante, mit unterschiedlichen Elektrodengrößen, auch die Möglichkeit gleich große zu verwenden. Verzichtet man auf die vorgeschriebenen 25 mm, ist ein Einsatz des für Flüssigkeiten vorgesehenen Gefäßes denkbar. Zwischen die Platten würde somit der Feststoff eingespannt.

Führt man Versuche bei energietechnischer Frequenz durch, so treten ab einer gewissen Spannung starke Entladungen auf, ausgehend vom Tripelpunkt. Ab dem Überschreiten der kritischen Feldstärke, welche am Tripelpunkt am ehesten erreicht wird, treten diese mit zunehmender Spannung in steigender Intensität auf. Ab einer Gesamtspannung von ungefähr 20 kV bei 1 mm Plattenabstand beginnen diese sogenannten *inneren Teilentladungen*.

Für eine generelle Verwendbarkeit muss zunächst nachgeprüft werden, ob sich das vorliegende Rogowski-Profil ähnlich verhält wie die genormten Radien von 3 mm. Würde sich eine Erhöhung der maximalen Feldstärke einstellen, folgt daraus ein früheres Einsetzen der TE und darüber eine scheinbare Reduktion der ermittelten Festigkeiten. Setzen hingegen die Entladungen später ein, hervorgerufen durch eine geringere maximale Feldstärke, und man misst dennoch eine geringere Durchschlagsspannung, so wäre es direkt dem zu prüfenden Material zuzuschreiben.

Zu diesem Zweck bietet sich eine vergleichende FEM-Simulation an. Rotationssymmetrisch werden beide Anordnungen berechnet, was zu den in Bild 4.46 gezeigten Ergebnissen führt. Betrachtet wird dabei nur der entscheidende Abschnitt in einem Verlauf längs der Oberfläche des Feststoffs.

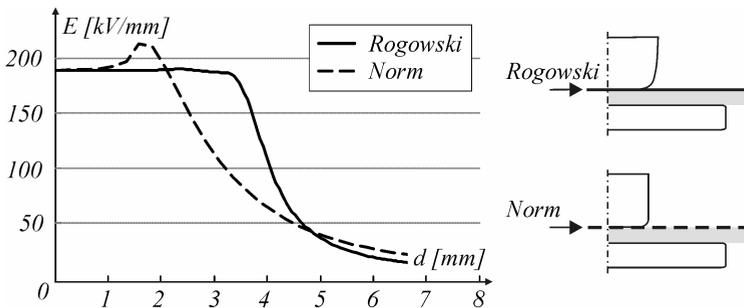


Bild 4.46: Feldstärkeverlauf entlang der Feststoffoberfläche

Dazu wurde der sicherlich ungünstigste Fall angenommen, bei der sich eine dünne Ölschicht an der Oberfläche zwischen Platte und Feststoff gebildet hat. Eine Verdrängung gemäß den in Kapitel 2.5 beschriebenen Vorgängen hat die gezeigte Feldstärke

zur Folge. Würde kein derartiger Ölspalt existieren, so wäre der Verlauf exakt bei 100 kV/mm und würde am Tripelpunkt eine Unstetigkeit aufweisen und jeweils dem gezeigten Verlauf folgen. Zu sehen ist in der Abbildung nur der relevante Teil der Kurven. Nicht dargestellt ist der konstante Verlauf bis hin zur Rotationsachse zur Linken und das vollständige Abklingen des Feldes als Weiterführung nach rechts.

Man erkennt, dass sich die Formgebung nach Rogowski als dahingehend positiv erweist, dass es einen konstanteren Verlauf und eine geringere maximale Feldstärke aufweist. Demnach steht von dieser Seite einer Verwendung nichts im Weg. Die vorsichtige Formulierung lässt allerdings schon erahnen, dass auch noch andere Faktoren bei der Entscheidung eine Rolle spielen. Insbesondere muss sich eine Tauglichkeit bei der Verwendung als Last im Resonanzkreis erweisen.

Einer vollständig theoretischen Betrachtung steht in erster Linie die nicht vorhandene umfassende physikalische Entladungstheorie in Flüssigkeiten im Weg. Bei hochfrequenten Vorgängen reduzieren sich die Möglichkeiten noch weiter. Daher wird wie schon zuvor der praktische Ansatz gewählt, eine Materialprobe eingespannt und versucht, hochfrequente Spannungen zu erzeugen.

Je nach gewählter Probe und deren Dicke lässt sich auf diese Weise eine Hochspannung erzeugen, so lange bis die Zündbedingung für die *Teilentladungen* erreicht ist. Durch die nichtlinearen Einflüsse, die nun zusätzlich den Schwingkreis belasten, wird die von Seiten des Wechselrichters eingebrachte Leistung nicht mehr in eine Amplitudensteigerung umgesetzt.

Zunächst sollten die Entladungen eine zusätzliche Bedämpfung der Resonanz darstellen. Demnach müsste eine größere Wechselrichterspannung, die analog einer größeren eingebrachten Leistung entspricht, zu einer Steigerung der Hochspannung führen, jedoch beobachtet man eine nahezu unveränderte Spannung. Auch eine schnellere Spannungsänderung am Eingang führt nur kurzzeitig zu einer geringen Steigerung, gefolgt von einem erneuten Absinken auf den Ausgangswert. Die einzige Erklärung, die dafür gefunden werden kann, ist wieder die Nichtlinearität der Korona und darin der Verbleib der Leistung mit somit der Spannung folgender ungleicher Dämpfung als Auswirkung.

Die Vermutung, dass sich aufgrund der Entladungen die Kapazität verändert und damit auch die Resonanzfrequenz, lässt sich einfach durch Nachjustieren der Anregung überprüfen. Es zeigt sich, dass darüber keine Steigerung herbeiführt werden kann. Es findet demnach keine Kapazitätsänderung statt.

Die wohl treffendste Beobachtung liegt in der Spannung, bei der diese Vorgänge ablaufen, um an dieser Stelle schon einmal auf die Ergebnisse vorzugreifen. Nimmt man

einmal Versuche bei 50 Hz mit dem gleichen Probengefäß zum Vergleich, so treten an einer 1 mm Materialprobe ab ungefähr 20 kV geringe Entladungen auf – sichtbar im Wesentlichen durch eine Gasentwicklung. Bei 40 kV besteht dann eine deutlich sichtbare innere TE (Korona). Vergleicht man dieses mit Versuchen bei 115 kHz, so entsteht dort eine stark leuchtende TE schon bei 5,5 kV. Vor dem Abfall auf diesen Wert zünden die Entladungen, je nach Geschwindigkeit der Spannungssteigerung, bei 10 kV bis 15 kV.

Dabei zeigt sich, dass für die hochfrequente Hochspannungserzeugung jegliche Teilentladungen in Form einer Korona abträglich sind und die damit angestrebten Durchschlagsuntersuchungen bei Feststoffen nicht durchführbar sind. Daher wird mit einem geänderten Probengefäß versucht, keine Korona entstehen zu lassen, oder zumindest ihren Einfluss zu mindern.

In der Vergangenheit sind gerade die Probleme der Teilentladungen, die Messergebnisse verfälschen oder Messungen verhindern, schon mehrfach aufgetaucht. Es wurde versucht, diese mit mehr oder weniger großem Erfolg in den Griff zu bekommen [u.a. Per33]. Dabei wurde unter anderem die Elektrodenform in den Prüfling hinein geschnitten und anschließend mit Quecksilber aufgefüllt [Goeb25]. Dabei bildeten sich jedoch unverändert Entladungen an den Einfassungen und deren Ansatzpunkten mit dem Prüfling. Außerdem ist es ein Weg, der aufgrund einer äußerst problematischen Handhabung des toxischen Quecksilbers nicht unbedingt ratsam ist. Andere Lösungsvorschläge beinhalten ein Hochvakuum [InWa28] oder auch speziell geformte Elektroden, die in ausgeformte Prüflinge eingefügt werden als Abwandlung der schon gezeigten Anordnungen [BeR36]. Bei letzterem treten ebenfalls Entladungsprobleme auf und gegen das Hochvakuum spricht die schwierige Erzeugung und daraus resultierende Handhabung des Prüfgefäßes.

Ein recht vielversprechender Weg wird mit der Verwendung mehrerer konzentrischer Zylinder [So26] beziehungsweise einer Kondensatordurchführung [Na06] beschritten, die, mittig durchgesägt, zur Feldsteuerung eingesetzt wird, wie in Bild 4.47 gezeigt wird [Mat30]. Aber auch hier wird von geringen Entladungen an den Kanten berichtet, was beim Sägen und den dabei auftretenden Spänen und Kanten nicht weiter verwundert, der Methode an sich jedoch keinen Abbruch tut. Über Simulationen soll daher die Feldsituation näher beleuchtet und ein mögliches Gefäß für plattenförmige Prüflinge entwickelt werden.

Schnell zeigt sich dabei, dass die scharfe Kante an der inneren Hauptelektrode auf jeden Fall zu vermeiden ist. Je stärker ausgeprägt die Kante an dieser Stelle ausfällt, desto größer auch die simulierte maximale Feldstärke an dieser Stelle. Deshalb wird ein geringer 1 mm Radius eingefügt, der schon eine deutliche Entlastung bringt. Dafür

zeigt sich in Bild 4.48a), dass sich jetzt die maximale Feldstärke am ersten Steuerbelag verlagert und unverminderte Höhe aufweist. Der restliche Feldverlauf ist bei der Betrachtung von untergeordneter Bedeutung, weshalb hier auch weniger darauf eingegangen wird.

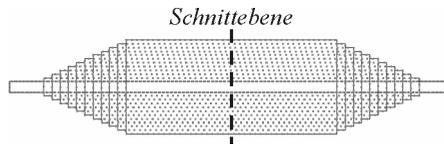


Bild 4.47: Kondensatordurchführung mit Schnittebene für Probenaufnahme nach [Mat30]

Im Folgenden wird sowohl die Anzahl, als auch der Verlauf der Steuerbeläge variiert, was zu unterschiedlich guten Ergebnissen führt. Es zeigt sich jedoch schnell, dass die Tripelpunkte an den inneren Steuerbelägen möglichst vermieden werden müssen und eine extrem feine Abfolge derselben erforderlich ist. In den gezeigten Beispielen sind dies 0,1 mm, wobei erwähnt werden sollte, dass sich in Bild 4.48a) bei größeren Abständen die Maximalfeldstärke senken lässt, jedoch ab einer gewissen Schwelle am Tripelpunkt der Hauptelektrode auftritt und die kapazitiven Abstimmung nahezu keine Auswirkung mehr zeigt. Das optimale Ergebnis hinsichtlich des Maximums in der Simulation ergab sich für den in Bild 4.48b) gezeigten Fall mit 12 Steuerbelägen, die sich keilförmig der Probe nähern und mit ähnlichem Material, mit einem  $\epsilon_r$  der Probe, im schon genannten Abstand zueinander verbaut sind. Es kann daraus schnell geschlossen werden, dass eine Realisierung kaum möglich ist. Geringste Abweichungen bei der Fertigung und Verschiebungen von wenigen  $\mu\text{m}$  hätten äußerst negative Folgen. Es muss also nach einem einfacheren Weg gesucht werden.

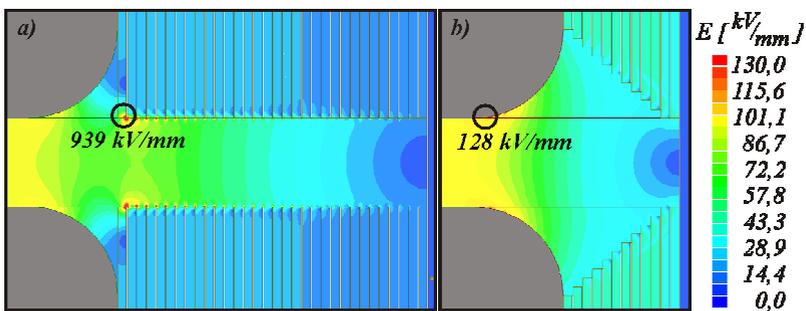


Bild 4.48: FEM-Simulation verschiedener Steuerbelaganordnungen

Dazu wird versucht, positive Effekte auszunutzen, die sich aus den zuvor durchgeführten Simulationen ergeben haben, ebenso wie die Feldverdrängung als Ursprung des Problems.

Erneut ergibt sich ein erster Ansatz aus der Betrachtung der üblichen Lösung von Feldproblemen und dem Einbringen von Schirmelektroden, mit einem größeren Durchmesser als der Prüfbereich, in geringem Abstand zum Prüfling. Darüber wird versucht, das Feld zu homogenisieren und so die Störung im Tripelpunkt abzuschwächen. Bei der Verwendung von Epoxidharz, wie bei den vorigen Simulationen, das eine Dielektrizitätszahl  $\epsilon_r = 4,2$  aufweist, kann ein vergleichbares Ergebnis zu den gemachten Betrachtungen erzielt werden, dies jedoch mit deutlich geringerem Aufwand. Überführt man mit einem 20 mm Radius in den überlappenden Schirm im Abstand von 0,5 mm, wie in Bild 4.49a) gezeigt, so ergibt die Simulation eine maximale Feldstärke von 114 kV/mm.

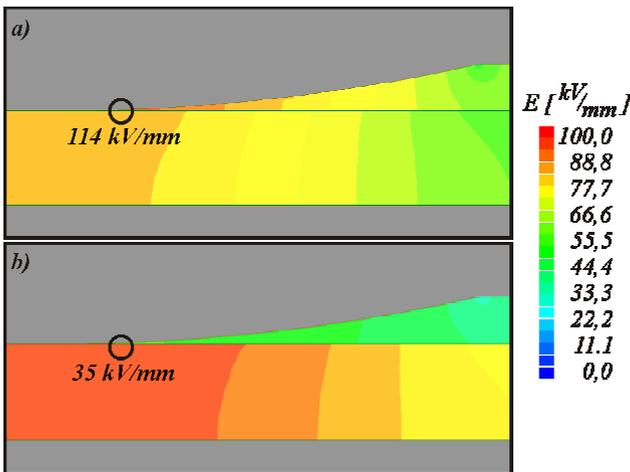


Bild 4.49: FEM-Simulation mit Schirmelektrode ( $r = 20 \text{ mm}$ ,  $d_{SE} = 0,5 \text{ mm}$ )

Für eine Fertigung ist es dabei wichtig, das Epoxidharz so fein wie möglich zum Tripelpunkt hin auslaufen zu lassen.

Theoretisch lässt sich die Störstelle noch weiter entschärfen, indem ein Material mit höherer Dielektrizitätszahl als die Probe verwendet wird. Bei der Simulation wird Silikon mit einem  $\epsilon_r = 11,9$  verwendet. Dadurch kehrt sich die Feldverdrängung um, wobei jetzt in der Probe das höhere Feld vorliegen sollte. Wie das Simulationsergebnis aus Bild 4.49b) klar zeigt, ergibt sich ein Hinausragen des Feldes von  $100 \text{ kV/mm}$  aus dem eigentlichen Prüfbereich und daran anschließend eine graduelle Abnahme in radialer

Richtung. Eine Überhöhung im Tripelpunkt liegt nun nicht mehr vor, diese verschiebt sich auch nicht in die Probe. Dadurch sollte nun keine frühzeitige Bildung von Teilentladungen mehr auftreten und die Korona vermieden werden.

Daran angeschlossen stellt sich, wie schon zuvor, die Frage nach der Machbarkeit. In diesem Zusammenhang erweist sich besonders die Auswahl geeigneter Werkstoffe als zentrales Problem. Gut zu verarbeitende Stoffe sind meistens gezielt auf ihren Haupteinsatz optimiert. So sind die häufigsten handelsüblichen Silikone zwischen  $\epsilon_r = 3$  und  $\epsilon_r = 5$  angesiedelt, auch wenn Simulationsprogramme wie Maxwell-2D sie mit  $\epsilon_r = 11,9$  angeben. Was dabei hinzukommt ist die Spannungsfestigkeit. Erneut kann nicht auf Werte bei Hochfrequenz zurückgegriffen werden. Eine grobe Abschätzung aus den 50/60 Hz Werten ist die einzige Möglichkeit.

Um den prinzipiell funktionierenden Aufbau dennoch einsetzen zu können, wurde ein Kompromiss aus Polyurethan mit einem leicht höheren  $\epsilon_r = 4,7$  und einer 50 Hz Durchbruchfeldstärke von 51 kV/mm eingesetzt. Feldentlastet und mit planer Gegenelektrode entsteht so der in Bild 4.50 gezeigte Aufbau.

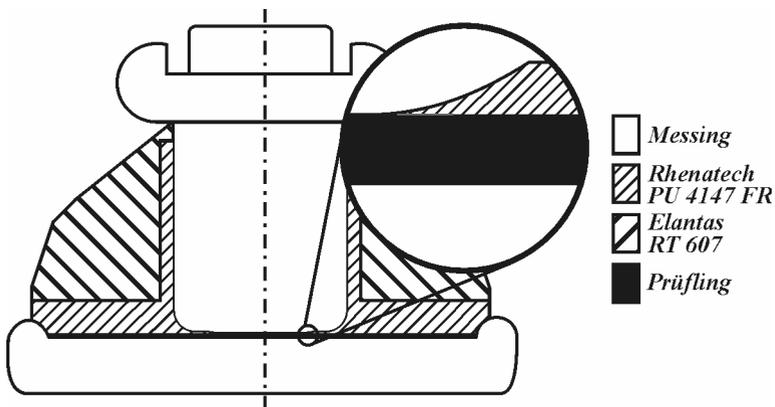


Bild 4.50: Prüfgefäß mit geminderter Tripelpunktauswirkung für plattenförmige Werkstoffe aus Transformatoren

Die plane Elektrode mit 20 cm Innendurchmesser stellte den Masseanschluss und gleichzeitig auch den Standfuß dar. Um dennoch eine gewisse Isolation zu gewährleisten, wird sie auf nicht leitenden Füßen gelagert. Die äußere Auswölbung dient als Wanne für die ölpräparierte Zellulose, die untersucht werden soll.

Der Hochspannungsteil wird absichtlich relativ massiv, aus Messing mit einer Länge von 95,5 mm und mit einem Durchmesser von 40 mm ausgeführt, um durch das Ge-

wicht einen gewissen Anpressdruck zu erzielen. Dies soll einerseits Unebenheiten beseitigen, andererseits einen dünnen Ölfilm zwischen Messing und Probe verhindern. Durch die Verwendung eines zusätzlichen Werkstoffs mit niedrigerem  $\epsilon_r$  und gleichsam niedrigem  $\tan\delta$  sollen die Verluste gemindert werden, jedoch besitzen solche Werkstoffe generell zu niedrige Durchschlagsfestigkeiten, was einen Einsatz im gesamten Prüfgefäß verhindert.

Das doch recht ernüchternde Ergebnis zeigt sich bei den ersten Versuchen bei Hochfrequenz. Bei einer Probendicke von 1 mm des Werkstoffs T I der Firma Weidmann [Wei79] zeigt sich auch hier wieder das gleiche Bild wie schon bei der zuvor beschriebenen einfachen Variante mit zwischengeklemmtem Feststoff. Die Spannung bricht nach anfänglichem Anstieg auf 5,5 kV ein. Der Prüfbereich kann nun nicht mehr direkt eingesehen werden, dadurch ist nicht direkt feststellbar, ob und wo die TE entsteht. Dass sie vorhanden sein muss, zeigt sich unzweifelhaft am identischen Bild ihrer Auswirkung. Mit Sicherheit kann aber nicht ausgeschlossen werden, dass es sich auch um innere Teilentladungen im Prüfgefäß handeln könnte. Diese Vermutung wird nahegelegt, da sich bei einigen Versuchen keine Verkohlungen am Prüfling ergaben. Auswirkungen zeigen sich direkt in einer starken Erwärmung der Anordnung. Von ausgedehnten Versuchen muss daher Abstand genommen werden.

Die einzig verbleibende Möglichkeit ist letztendlich das komplette Umschließen der Elektroden mit dem zu prüfenden Material, so genanntes *Umgautschen*, um keine Tripelpunkte aufkommen zu lassen, siehe Bild 2.8d). Dabei sind allerdings zwei wesentliche Nachteile zu nennen. Erstens kann nur der ungespreste Werkstoff untersucht werden, also nicht alle unterschiedlichen Formen, wie sie verwendet werden (T I, T IV, etc.). Zweitens muss für jeden einzelnen Versuch eine eigene Probe angefertigt werden. Bis zum Aufschneiden ist dann völlig unklar, wo der Durchschlag stattgefunden hat und ob es sich wirklich um einen solchen handelte oder nur eine Fehlstelle beim Gautschen; schließlich betrüge der Plattenabstand nur 1 mm. Die Umsetzbarkeit ist auch hier fraglich.

Als Abwandlung könnte auch der in Bild 2.8e) gezeigte Versuch erfolgen, jedoch würde hier aufgrund der gängigen Isolationsdicke eine höhere Spannung als 100 kV benötigt. Beachtung finden muss dabei aber auch wieder die Feldverdrängung. An den Papierbandagen und den darauf folgenden Biegeradien verstärkt sich wiederum das Feld im entstehenden Zwickel. Auch hier kann eine zuerst zündende Korona entstehen. Eine weitere Gefahr sind Fehlstellen, die sich aufgrund zueinander verschobener Papierlagen der umwickelten Isolation ergeben und so zu einem frühzeitig durchschlagenden Ölkanal führen.

Weitestgehend ausgeschlossen werden können zumindest die Fehlstellen zwischen den Elektroden mit teilweise durchsichtigen Kunststoffproben nach Bild 2.8d), die freundlicherweise von der Firma Tesat zur Verfügung gestellt wurden. Mit diesen konnte zumindest prinzipiell eine Analyse von Feststoffen umgesetzt werden und sich zeigen, ob ähnliche Effekte wie schon beschrieben nur speziell der Korona zugeschrieben werden können oder möglicherweise auch andere Ursachen besitzen.

Alles in allem zeigt sich schon bei der anfänglichen Betrachtung während des Baus der Resonanzanlage, dass bei hochfrequenter Hochspannung etliche Effekte auftauchen, die bei 50 Hz keine unmittelbare Entsprechung besitzen, zumindest nicht in ähnlich niedrigen Spannungsbereichen.

Dennoch könnte das gezeigte Prüfgefäß für plattenförmige Werkstoffe durch die Verwendung anderer Materialien genutzt werden. Sowohl die benötigte Festigkeit als auch Dielektrizitätszahlen bis  $\epsilon_r = 10$  wären beispielsweise über das Aufschmelzen von Glas machbar. Eine weit verbreitete Variante in diesem Bereich stellt Borsilikatglas dar. In einer vernünftigen Zeit war dies im Rahmen dieser Arbeit jedoch nicht umzusetzen. Fraglich war dabei in der Hauptsache die Schmelze mit anschließendem Abkühlen ohne kontraproduktive Risse, beziehungsweise Sprünge zu erhalten. Nur eine ausgedehnte Versuchsreihe hätte dies klären können und deutlich zu viel Zeit beansprucht. Daher wurde Glas als Werkstoff und die damit verbundene erneute Fertigung verworfen.

## 4.8 Verschaltung der Einzelemente zur Gesamtanlage

Nachdem in den vorangegangenen Kapiteln die einzelnen Elemente der hochfrequenten Hochspannungsquelle ausgelegt und beschrieben wurden, müssen sie nun zur Gesamtanlage verbunden werden.

Der gesamte Kreis gliedert sich, analog zu der gewählten Reihenfolge in der Beschreibung der Einzelteile, in den Niederspannungs- und Hochspannungsteil. Getrennt werden beide voneinander durch die Ferrittransformatoren aus Kapitel 4.3.1. Zusätzlich bietet die Schirmkabine um den Hochfrequenzteil eine natürliche Trennung, wie sie im Aufbau der Anlage in Bild 4.51 zu sehen ist.

Alle mit Hochfrequenz belasteten Elemente befinden sich dabei in der Schirmkabine. Dies sind sowohl der frequenzvariable Wechselrichter aus Kapitel 4.2, als auch der komplette Serienschwingkreis, dessen Einzelteile hochspannungsseitig mit einem flexiblen Aluminiumrohr miteinander verbunden werden. Insgesamt besteht der Kreis aus der jeweils für die gewählte Frequenz notwendigen Spule (Kapitel 4.6.4), dem zweistufigen kapazitiven Teiler (Kapitel 4.4), den Kondensatoren zum Frequenzabgleich aus Kapitel 4.5, sowie dem Prüfgefäß, wie es in Kapitel 4.7 eingehend beschrieben wurde, zur Aufnahme der Proben.

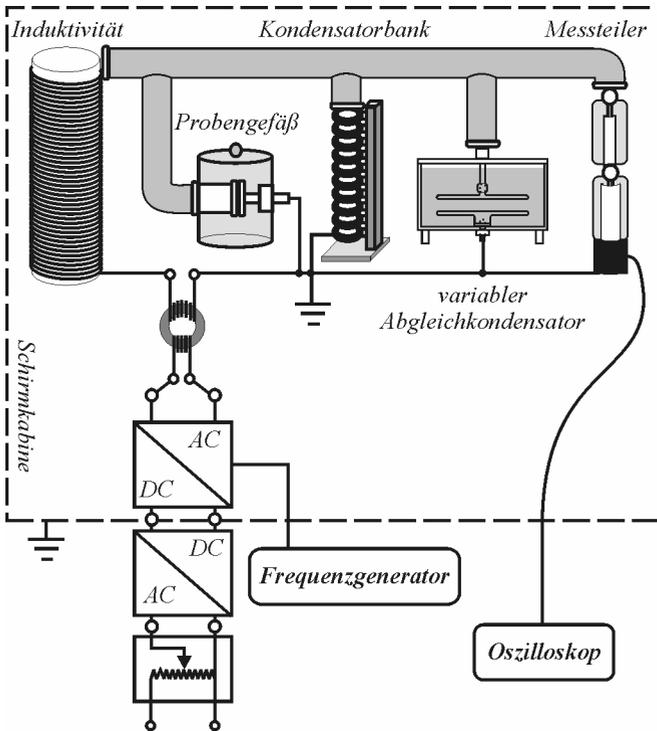


Bild 4.51: Verschaltung der Einzelemente zur Gesamtanlage

Die Spannungsregelung, ebenso wie die Schaltsignalvorgabe des Frequenzgenerators und die Messung mit einem Oszilloskop befinden sich außerhalb, elektromagnetisch abgeschirmt vom Hochfrequenzkreis. Über die einseitige Erdung des Schwingkreises erfolgt seine Anpassung auf das Potential der Schirmkabine und der durch ihre Verwendung entstandene Invariabilität der Streukapazitäten. Außerdem wirkt sich die Schirmkabine positiv auf die entstehenden Verluste aus, da sie für die Verschiebungsströme eine definierte Erdrückleitung darstellt.

Mit dem dadurch entstandenen Gesamtsystem liegt die hochfrequente Hochspannungsquelle vor, um die sich anschließenden Messungen der dielektrischen Festigkeit von Transformatorenöl durchzuführen.

## Kapitel 5

### Untersuchungen mit hochfrequenter Hochspannung

In den vorausgegangenen Kapiteln wurde eine Anlage ausgelegt, mit der hochfrequente Sinusschwingungen bei Frequenzen zwischen 10 kHz und 300 kHz erzeugt werden können. Die erreichbare Amplitude, welche auch bei ersten Vorversuchen bestätigt wurde, liegt bei bis zu 100 kV.

Im Folgenden soll nun begonnen werden, verschiedene Materialien auf ihre dielektrische Festigkeit zu testen. Der Hauptteil dieser Betrachtung stellt Transformatorenöl dar. Feststoffe lassen aufgrund der schon in 4.7.2 näher erörterten Eigenheiten eine Durchführung von Durchschlagsversuchen nicht ohne weiteres mit der dargelegten Anlage zu. Daher beschränken sich die Untersuchungen der Feststoffe auf eine Beschreibung der auftretenden Probleme während der Versuchsdurchführung. Die dabei auftretenden inneren Teilentladungen in Öl erweitern dabei das Bild der untersuchten Flüssigkeit.

Zu Beginn soll jedoch ein kurzer Überblick über frühere Untersuchungsergebnisse mit hochfrequenter Hochspannung gegeben werden. Auf die dazu verwendeten Anlagen wurde im Rahmen der Beschreibung möglicher Quellen in Kapitel 3.3 eingegangen.

#### 5.1 Literaturüberblick hochfrequenter Hochspannung

Bei der Recherche nach bisherigen Untersuchungen über Durchschlagsversuche kommt man recht schnell zu Werken, die in den Anfängen des 20. Jahrhunderts verfasst wurden. Geboren aus der Spannungsmessung mit *Braun'schen Röhren*, die offenbar 1906 nur mit bis  $10^6$  „Wechselzahlen“ betrieben werden konnten, untersuchte Algermissen als einer der Ersten die Festigkeit von Luftstrecken von 1 MHz bis 10 MHz [Alg06]. Schwingkreis, Kugelfunkenstrecke und Influenzmaschine erzeugen dabei die Spannung, was einen Aufbau darstellt, der dem Teslagenerator ähnelt. Gemessen wurde die Spannung durch Vergleich mit einer gleichspannungsbelasteten Funkenstrecke. Schon etwas abgewandelt, mit der Technik der damals aufkommenden Funkübertragung, wurde von Clark und Ryan die Auswirkung von HFH auch auf Luftstrecken untersucht [Cla14]. Festigkeiten der Luft um die 1,9 kV/mm zwischen 123 kHz und 612 kHz sind

dabei das Ergebnis, was deutlich unter den Werten von Algermissen jenseits 30 kV/mm liegt – wohl dank konstanterer Spannungsformen und homogenerer Felder. Mit leicht erhöhten Werten und einem zusätzlich aufgezeigten nichtlinearen Verlauf werden einige Zeit später bei rund 100 kHz die Ergebnisse erweitert [Kamp30]. Bei kleinen Schlagweiten zeigt sich ein derartiges Verhalten auch bei höheren Frequenzen nicht [Lass31]. Auch die Abnahme der Festigkeit fällt hier äußerst moderat aus, dafür liegen nun die Ergebnisse deutlich höher. Nach einigen weiteren Arbeiten zu zusätzlich auftretenden Erscheinungen bei hochfrequenter Spannung in Luft [Mis32, Mü34, Rho40], die unter anderem Druckabhängigkeiten und auch verstärkte optische Erscheinungen betreffen, wird dieses in der Betrachtung für Sendeanlagen durch Peters abschließend recht ausführlich behandelt, insbesondere die verschiedenen Entladungsformen [Pe42]. Im Rahmen der allgemeinen Vorstellung von Gasdurchschlägen wird auch der hochfrequente Fall von Gängen in einer Zusammenfassung der zuvor genannten Werke behandelt [Gae53].

### 5.1.1 Feststoffe

Die ersten Feststoffuntersuchungen, die sich finden lassen, sind von Goebeler 1925 durchgeführt worden [Goeb25]. Dabei wurden in der Hauptsache Glas, Porzellan und Hartgummi untersucht. Bei 120 kHz wird bei allen ein deutliches Absinken auf bis zu ein Drittel verzeichnet. Die untersuchte Probendicke beläuft sich dabei auf Werte zwischen 0,06 - 0,1 mm bei Glas und 0,1 - 0,4 mm bei Porzellan, was den Vorteil mit sich bringt, dass Untersuchungsspannungen von knapp 12 kV ausreichen für die maximal ermittelten Festigkeiten um 100 kV/mm. Aus den Erscheinungen einer nicht mehr ansteigenden Spannung, wie sie im Kapitel 4.7.2 beschrieben wurden, wird von Goebeler auf eine Leitfähigkeit und dadurch eine Untauglichkeit der Isolierstoffe für Hochfrequenz geschlossen. Gleichzeitig findet Dieterle [Diet25] nochmals deutlich niedrigere Werte bei seinen Proben in ähnlicher Dicke. Dabei fällt die starke Streuung der Ergebnisse gerade bei diesen geringen Schichtdicken auf, weshalb sie für die Geräteauslegung nicht herangezogen werden konnten.

Gerade diese Schichtdickenabhängigkeit, also die in 2.1.4 erläuterten Vergrößerungsgesetze, werden später aufgegriffen [InWa28]. Darin wird außerdem etwas die Abhängigkeit vom umgebenden Medium und dessen Auswirkungen auf die Ergebnisse betrachtet. Die letztendlich darin vorgestellten Versuche erfolgen im Hochvakuum und ergeben für Glas, zwischen 300 kHz und 1,5 MHz, fast eine Halbierung der Festigkeit auf 2 kV/mm und darüber hinaus eine weitere, beim Prüfen von 1 mm starken Proben anstatt 0,1 mm, auf etwas über 1 kV/mm. Bei Vergleichsmessungen zu Dieterle bestätigen sich die dort aufgestellten Werte, trotz des Verzichts auf Quecksilberelektroden. Diese rapide Abnahme von 100 kV/mm bei 120 kHz hin zu den genannten 1 kV/mm

erschließen sich aus der Betrachtung der kompletten Bandbreite von DC bis MHz [Per33]. Offenbar weisen Feststoffe ab Überschreiten einer jeweils spezifischen Frequenzschwelle einen rapiden Verlust ihrer Isolationsfähigkeit auf.

Was zunächst mit flüssigen Elektrodenmaterialien versucht wurde, wird später in der Hauptsache durch speziell ausgeformte Proben weitergeführt [BeR36, Chap51, Chap54], um den problematischen Koronaeffekten zu begegnen. Dabei werden unter anderem auch parallele Verschraubungen eingesetzt [Fri56], wobei im Wesentlichen die Oberflächenentladungen die Ergebnisse bestimmen dürften. Gerade dabei eröffnet sich die Schwierigkeit beim Vergleich der vorgestellten Ergebnisse, die immer stark von der gewählten Anordnung inklusive Spannungssteigerung, Elektrodenform, Temperatur und Probendicke abhängig sind.

Stand in den bisher beschriebenen Arbeiten noch die Sendertechnik im Vordergrund, so werden in Arbeiten neueren Datums hauptsächlich Isolierfolien mit Dicken weit unter 1 mm betrachtet [Pfei90, Ela2000]. Auch bei diesen sinkt die Spannungsfestigkeit bei höheren Frequenzen ab. Interessant sind insbesondere Lebensdaueruntersuchungen für teilentladungsbelastete Prüflinge [Koe98, Ha2000]. Dabei ist eine dielektrische Festigkeit für eine Langzeitbeanspruchung nahezu nicht vorhanden. Schon nach 5 Stunden versagt die Isolierung bei 5,5 kV und 50 kHz. Um zeitgleich auszufallen, müsste sie, nach den gezeigten Kurven bei Netzfrequenz, mit mehr als dem 5-fachen belastet werden. Als Hauptursache werden dabei die auftretenden Teilentladungen ausgemacht, die zu einer zusätzlichen Erwärmung und damit einer frühzeitigen Zersetzung der Probe führen. Etliche Arbeiten konzentrieren sich genau auf diesen Aspekt [Ple94, Cio97, Pfei2001, Pae2002-1, Pae2002-2].

Gerade bei den neueren Untersuchungen erhärtet sich die Theorie des Wärmedurchschlags als Hindergrund für das Isolationsversagen. Eine immer stärkere Erwärmung der Proben aufgrund einer zunehmend umgesetzten Verlustleistung bei höheren Frequenzen löst diese nach und nach auf und ergibt die geringe Lebenserwartung. Ähnliche Effekte zeigten sich auch bei den im Rahmen dieser Arbeit durchgeführten Voruntersuchungen, weshalb auch Stoffe die nicht einen direkten Untersuchungsgegenstand darstellen, wie Kunststofffolien, eine gewisse Relevanz in der Beurteilung der Resultate erlauben.

Besonderes Gewicht muss Versuchen an lackisolierten Drähten gegeben werden [Pae2001, Gu2005]. Damit werden unter anderem auch die bei den gebauten Spulen als gering angenommenen Windungsspannungen bestätigt.

Schwierigkeiten durch auftretende Koronaentladungen werden vermieden, indem eine Stoßspannung mit überlagertem Wechselanteil auf ein Modell eines kompletten Isolationsystems gegeben wird, wie recht neue Untersuchungen zeigen [Te84, Nak97, Ok99,

Ok2007]. Dadurch ergibt sich ein alternativer Ansatz zur Beurteilung von leistungselektronischen Beeinflussungen auf Transformatoren. Nicht die Frequenzabhängigkeiten der Materialdaten stehen somit im Vordergrund, sondern die gezielte Nachbildung einer Störung auf eine spezifische Anordnung. Als Abwandlung davon kann ein weiterer Ansatz gesehen werden, bei dem der normalen Sinuswelle schnell veränderliche Impulse überlagert werden. Dies kann als ein Weg zur Beurteilung von gesamten Isolationssystemen bei transienten Beanspruchungen gesehen werden. [DeH2001, Se2000, Se2002]. Dabei wird auch eine dadurch hervorgerufene beschleunigte Alterung betrachtet [Se2004].

### 5.1.2 Flüssigkeiten

Bei Isolierflüssigkeiten, insbesondere Mineralölen, liegen deutlich weniger Literaturangaben über ihre Spannungsfestigkeit im Vergleich zu festen Isolierstoffen vor. Zwar wird in vielen Fällen Transformatorenöl als umgebendes Medium bei den Feststoffuntersuchungen eingesetzt, jedoch ist es nur selten selbst Gegenstand des Interesses. Die wenigen Untersuchungen teilen sich noch zusätzlich in zwei unterschiedliche Bereiche. Die Untersuchung mit abklingender und mit konstanter Wechselspannung, die jeweils mehr und weniger gut behandelt werden. Als Beispiel für letzteres können eigentlich nur zwei relativ alte Arbeiten angeführt werden, in denen Durchschläge in Öl bei konstanter Hochfrequenzspannung untersucht wurden. Dabei werden einmal mehrere Frequenzen über 400 kHz [Schle33] ( $\lambda = 750\text{ m}$  – in älteren Arbeiten wird oftmals die Umrechnung der Frequenz in die Wellenlänge in Luft als Angabe verwendet) und zum anderen konstant 165 kHz [Hae42] erzeugt, jeweils mit unterschiedlichen Ergebnissen, wie die direkt übernommenen Kurvenverläufe aus Bild 5.1 zeigen.

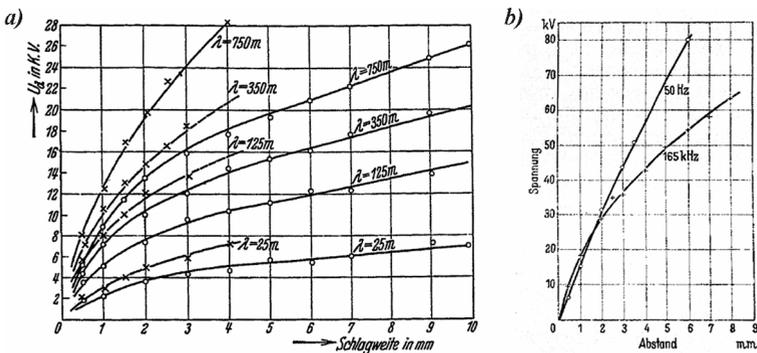


Bild 5.1: Ergebnisvergleich zwischen a) [Schle33] bei Kugel-Kugel- (x) sowie Spitze-Kugel-Anordnung (o) und b) [Hae42] bei Kalotten

Aus den Messschaltungen, entweder selbstgebaut oder nach dem Prinzip von Starke & Schroeder [Sta28] lässt sich erschließen, dass es sich um Effektivwerte handelt. Unklar ist dabei, ob sich der Sprung zwischen den knapp 35 kV bei 2,5 mm und bei vergleichbarem Abstand gemessenen 22 kV auf die Unterschiede der Feldhomogenität und der Frequenz zurückzuführen lassen, oder stark durch das jeweils verwendete Untersuchungsmedium beeinflusst werden. Spärliche weitere Untersuchungen lassen keine genaue Aussage oder Vergleichsmöglichkeit der Ergebnisse zu, sondern werfen eher noch weitere Fragen auf. Dort ermittelte Werte, auch im Zusammenhang mit zusätzlich überlagerten Gleichspannungen liefern noch deutlich höhere Werte als Ergebnis [Scher67].

Der andere Ansatz verfolgt die Prüfung mit abklingenden Wechselspannungen. Dabei wird der Schwingkreis durch einen Stoß angeregt und schwingt dann selbständig aus. Die Einordnung der Ergebnisse lässt sich hier aufgrund der vorliegenden neueren Arbeiten einfacher umsetzen. So können auch ältere Ergebnisse [Nae28] in der Höhe ihrer Ergebnisse bestätigt und nachvollzogen werden. Auch die darin verzeichnete Erhöhung der Festigkeit mit der Frequenz erklärt sich über die Theorien der Streamerausbreitung und deren Abhängigkeit von positiver und negativer Halbwelle [Bad96]. Ebenso wird die Abhängigkeit der Einwirkungsdauer, also der Dämpfung des hochfrequent überlagerten Anteils behandelt, die ihrerseits zu sinkenden Werten der Durchschlagspannung führt [Breit87]. Im Wesentlichen kann zusammengefasst gefolgert werden, dass sich dominant der Stoß selbst mit seiner charakteristischen Durchschlagspannung zeigt. Die verlängerte Rückenzeit durch die abklingende Schwingung vergrößert die Dauer der anstehenden Spannung, was schon alleine über die Gesetzmäßigkeiten der Lebensdauer zur Reduktion führt [Bad96]. Der Schluss auf die reine Verantwortlichkeit der Frequenz ist somit teilweise überdeckt.

Im Folgenden wird versucht, das doch recht lückenhafte Bild von Transformatorenöl für kontinuierliche, hochfrequente Wechselspannungen ein wenig zu vervollständigen und möglichst einzelnen Werten wie Frequenz, Abstand und Elektrodenform zuzuschreiben.

## 5.2 Abhängigkeit von der Elektrodenform bei Isolieröl

Die Formgebung der Elektroden besitzt, nicht zuletzt wegen den Abweichungen der in Bild 5.1 gezeigten Werte, einen Einfluss auf die ermittelten Durchschlagspannungen. Demnach wirkt alleine die Verwendung von Plattenelektroden für die Versuchsdurchführung diese Fragestellung auf.

Verglichen werden muss auf jeden Fall die Übereinstimmung mit gängigen Untersuchungen bei energietechnischer Frequenz, die als Auslegungskriterium der Transforma-

torenhersteller dienen. Insbesondere die nach VDE0370 einzusetzenden Kalotten sollten als Referenz dienen.

In der Variation der homogenen Feldbereiche zeigen sich wesentlich die Vergrößerungsgesetze als eine Herabsetzung der Spannungsfestigkeit. Ausgeschlossen werden muss dabei ein möglicher Einfluss der Frequenz auf das Maß dieser Reduktion durch die Belastung einer größeren Fläche.

Um nun ein derartiges Verhalten zu überprüfen, kommt man nicht umhin, sowohl ein Standardprüfgefäß im Resonanzkreis zu betreiben, als auch die selbstgebauten Plattenelektroden bei 50 Hz. Letzteres ist dabei der deutlich einfachere zu erfüllende Fall, für den an einem Prüfgerät (Baur Dieltest DTS90) die Pole mit den äußeren Elektrodenanschlüssen des Gefäßes für flüssige Isolierstoffe aus Bild 4.44 verbunden werden.

Die Verbindung des Standardprüfgefäßes mit dem Resonanzkreis stellt sich etwas schwieriger dar. Um nicht in die Verlegenheit zu kommen, ein zusätzliches Prüfgefäß einzig für diesen Zweck zu bauen, muss die Hochspannungsverbindung erfolgen, ohne Teilentladungen an den Kontaktstellen zu verursachen. Der für das Standardprüfgerät ausgelegte Anschluss stellt diese isoliert am Ende einer Röhre zur Verfügung, die normalerweise auf den Polen der Quelle aufsitzt. Für den hochfrequenten Fall ist mit Übergangswiderständen durch schlechte Kontaktierung und dadurch zusätzlichen Entladungsmöglichkeiten und Resonanzen mit den Verbindungsleitungen zu rechnen. Mit einem speziellen, den Originalanschlüssen nachempfundenem Anschluss an die hochfrequente Hochspannungsverkabelung durch die flexiblen Rohrleitungen konnte zumindest bei 100 kHz ein zufriedenstellender Betrieb gewährleistet werden.

Berechnet man überschlägig den Vergrößerungsfaktor für den Unterschied zwischen den beiden Elektrodenanordnungen unter Verwendung des Schwaigerschen Ausnutzungsfaktors, so sollte eine Abschätzung des zu erwartenden Unterschieds möglich sein. Zu Grunde gelegt wird dabei eine in [Ka72] gegebene Kurve der Vergrößerung. Dabei liegt die doppeltlogarithmische Steigung  $\delta^{-1}$  [Küch2005] zwischen 0,3 und im ungünstigsten Fall 0,5. Die beanspruchten Volumina stehen zueinander im Verhältnis über den Vergrößerungsfaktor

$$n = \frac{(\varnothing_{\text{PLATTEN}})^2}{\eta \cdot (\varnothing_{\text{VDE}})^2} = \frac{(57 \text{ mm})^2}{0,97 \cdot (36 \text{ mm})^2} \approx 2,58. \quad (5.1)$$

Die Durchschlagspannung bei der größeren Plattenelektrode  $U_{d\text{-PLATTEN}}$  müsste sich also gemäß

$$U_{d\text{-PLATTEN}} = n^{\frac{1}{\delta}} \cdot U_{d\text{-VDE}} \approx (0,75 \cdots 0,62) \cdot U_{d\text{-VDE}} \quad (5.2)$$

aus den Messwerten der Kalotten nach VDE0370 berechnen lassen. Dabei soll nur eine recht grobe Abschätzung erfolgen, wie aus den verwendeten effektiven Durchmessern und nicht den tatsächlich belasteten Volumina mit allen Randfeldern ersichtlich ist. Hauptgrund ist schließlich nicht, die Vergrößerungseffekte selbst zu ermitteln, sondern aufbaubedingte und daher eklatante Fehlmessungen auszuschließen. Messergebnisse für  $U_{d-PLATTEN}$  am unteren Rand des vorhergesagten Bereichs sind dabei aufgrund einer wahrscheinlichen Unterschätzung der Randfelder des Plattengefäßes äußerst wahrscheinlich. Kurz gesagt, wäre es äußerst verwunderlich, wenn 75 % tatsächlich gemessen würden.

Verwendet wird bei den Messungen fabrikneues Transformatorenöl „Shell Diala D“, das entgast und auf einen Wassergehalt von unter 5 ppm getrocknet wurde. Damit erhält man für das Kalottenprofil nach VDE im Mittel eine Durchschlagspannung von 67,55 kV. Bei anschließender Durchführung mit neuem Öl in dem 2 l fassenden Plattenprüfgefäß ergibt sich unter den gleichen Ablaufbedingungen der in Bild 5.2 dargestellte Wert von 47,23 kV. Dies ist eine Abnahme auf 69,9 %, was, der Erwartung folgend, gut innerhalb des vorausgesagten Bereichs liegt. Ausgedrückt für den Durchmesser und unter Verwendung der Steigung von  $\delta^{-1}=0,3$  bedeutet dies für den effektiv wirksamen Durchmesser somit 7 mm zusätzlich durch die Randfelder. Dazu wurde das gemessene Verhältnis über (5.2) und (5.1) auf den equivalenten Plattendurchmesser zurückgerechnet.

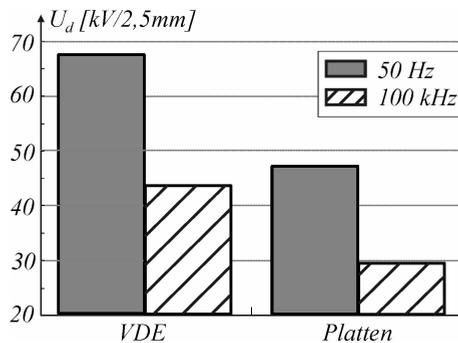


Bild 5.2: Vergleich der Durchschlagspannungen verschiedener Elektrodenformen bei unterschiedlichen Frequenzen

Führt man anschließend die selben Versuche bei 100 kHz durch, so erhält man deutlich niedrigere Werte. Bei den VDE-Kalotten wird im Mittel ein Durchschlag bei 43,67 kV erzielt, wie zuvor arithmetisch aus 10 Einzelversuchen bei einer Spannungssteigerungsrate von 2 kV/s gebildet. Hingegen erhält man für die Plattenelektroden einen Median von 29,56 kV. Das darüber errechenbare Verhältnis in Höhe von 67,69 % ist so klein,

im Hinblick auf Differenzen im Aufbau, dass auf keine Frequenzabhängigkeit bei den unterschiedlichen Durchschlagsspannungen zwischen den beiden betrachteten Prüfgefäßen geschlossen werden kann. Um jedoch sicher zu gehen, wird im Weiteren nur mit den Durchschlagswerten der Plattenanordnung verglichen.

### 5.3 Abhängigkeit vom Elektrodenabstand bei Isolieröl

Bei Messungen der Variation des Elektrodenabstandes ist insbesondere der qualitative Vergleich mit den in Bild 5.1 gezeigten Kurven von Interesse. Zu viele Faktoren spielen dabei eine Rolle, so dass die Ergebnisse nicht alleine durch die Schlagweite bestimmt werden. Offensichtliches Beispiel ist die Volumenänderung der Feldbelastung mit der einhergehenden Spannungsminderung, wie vorangegangen erörtert. Gleichzeitig ändert sich aber auch die Feldausnutzung. Immer weniger Volumen wird homogen belastet und die Randfelder werden immer dominanter, indirekt wird also das Vergrößerungsgesetz mitgemessen.

Bei Verwendung der tatsächlich gemessenen Werte kann vorteilhaft auf die fehlenden Informationen zu den alten Kurven, wie beispielsweise der Wassergehalt oder die Ölqualität, geschlossen werden.

Aufgrund der niederen Werte der alten Messungen, gepaart mit Angaben in den zugehörigen Veröffentlichungen, dass Altöl benutzt wurde, wird das aktuell verwendete Öl nicht extrem getrocknet. Es wird direkt die angelieferte Qualität verfüllt, wie sie einem neu geöffneten Kanister entnommen werden kann. Dieses hatte im vorliegenden Fall bei Raumtemperatur einen Wassergehalt von 16,3 ppm. Bestimmt wurde dieser, wie schon bei den Messungen zuvor, mit einem auf der *Karl-Fischer-Titration* basierenden Messgerät. Bei einer Frequenz um 165 kHz ergibt sich mit dem Plattenprüfgefäß die in Bild 5.3 aufgetragene Kurve für „Shell Diala D“.

Gezeigt ist neben dem Mittelwert der Einzelmessungen auch deren maximale Streuung, die jeweils bei den 10 Durchschlägen und einer Spannungssteigerungsrate 2 kV/s auftrat. Man erkennt gerade bei den größeren Abständen, außer bei 7 mm, eine gestiegene Streuung. Dies können allerdings statistische Ausreißer sein, die auch bei einem doch recht geringen Probenumfang vorkommen.

Vertrauensintervalle, also die übliche Standardabweichung, können selbstverständlich bei dieser geringen Anzahl nicht sicher gebildet werden, weshalb auch nicht der Versuch dazu unternommen wurde. Bei der möglichen Menge an durchgeführten Durchschlägen muss immer im Hinterkopf behalten werden, dass sie sich nicht wie bei 50 Hz durch eine vollautomatische Anlage ermitteln lassen. Je nach Zeitpunkt des Durchschlags besteht eine erhebliche Rückwirkung auf den Wechselrichter, die auch gele-

gentlich dessen Zerstörung, trotz Sicherheitseinrichtung, zur Folge hat. Nicht zuletzt aus diesem Grund gestalten sich die Versuche als äußerst zeitaufwendig.

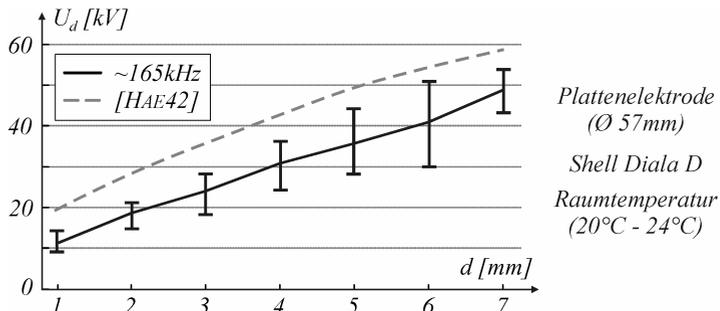


Bild 5.3: Durchschlagsspannung in Abhängigkeit des Plattenabstands

Der Trend ist jedoch das Entscheidende und hat auch genügend Aussagekraft. Beim Vergleich mit den Kurven aus Bild 5.1 können Schlüsse gezogen werden, die eine gewisse Übertragung auf die heutige Zeit erlauben. Eingezeichnet in Bild 5.3 ist der von Hänel [Hae42] ermittelte Verlauf bei vergleichbarer Frequenz.

Im Prinzip besitzen beide Kurven einen nahezu gleichen Verlauf. Der Unterschied ist lediglich ein konstanter Faktor, der zwischen beiden liegt. Im Schnitt handelt es sich dabei um eine Multiplikation mit 1,44, was, ausgedrückt in der im vorigen Kapitel verwendeten Abnahmerelation, 69 % ergibt. Das stellt fast genau jenen Wert dar, der aufgrund der unterschiedlichen Elektrodenform auftreten sollte.

Die Vermutung, dass das 1942 verwendete Öl nun ungefähr einem Wassergehalt von 11 ppm besitzt, widerlegt ein kurzer Vergleich mit einer durchgeführten Normprüfung bei 50 Hz. Die ermittelten 46 kV sind deutlich größer als die damaligen Vergleichswerten von 35 kV. Ausgesagt werden kann also nur mit Sicherheit, dass eine wahrscheinliche Übereinstimmung bei Hochfrequenz vorliegt.

Bei den älteren Werten gibt es eine noch größere Unsicherheit. Die höherfrequenten Messwerte, aufgetragen zu dem heute gemessenen Kurvenverlauf, ergeben nahezu ein deckungsgleiches Ergebnis – der Erwartung nach müsste es aufgrund der Elektrodenkonfiguration deutlich höher liegen. Entweder handelte es sich 1933 um ein extrem feuchtes Öl, es war es trotz der angeführten Filterung verunreinigt oder es besteht ein derart großer Frequenzeinfluss, dass solch geringe Werte gemessen wurden. Dieser soll nun im Weiteren einer genaueren Prüfung unterzogen werden.

## 5.4 Frequenzabhängigkeit bei Isolieröl

Aller Voraussicht nach und geschlossen aus bisherigen Arbeiten, müsste eine Verminderung der Durchschlagsspannung bei steigender Frequenz auftreten. Eine genaue Einschätzung ist jedoch aufgrund der geringen Literaturbandbreite zu diesem Thema nicht möglich.

Da ohnehin keine direkten Vergleichswerte vorliegen, wird erneut mit getrocknetem Transformatorenöl „Shell Diala D“ gemessen. Ebenso werden jeweils 10 Versuche mit erneut einer Steigerungsrate von 2 kV/s bei diskreten Frequenzen gefahren. Diese erstrecken sich, wie auch in Bild 5.4 ersichtlich, von 42,6 kHz bis zu 319,8 kHz. Als Referenz dient die Messung bei 50 Hz mit dem selbstgebauten Plattenprüfgefäß.

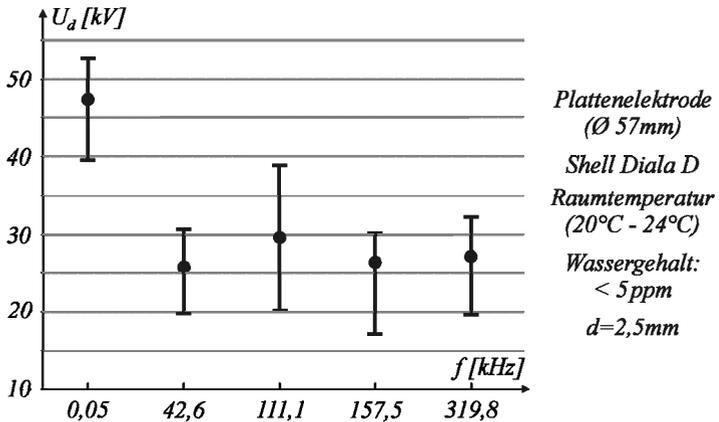


Bild 5.4: Durchschlagsspannung in Abhängigkeit der Frequenz

Was dabei in erster Linie sofort auffällt, ist die starke Reduzierung der Durchschlagsspannungen gegenüber denen bei energietechnischer Frequenz. Dabei ist nahezu eine Halbierung zu verzeichnen.

Hinsichtlich der gezeigten Streuungen, insbesondere der Abweichenden bei 111,1 kHz ist eine Anmerkung am Rande zu machen. Es zeigt sich, dass die gemessenen Spannungen in der Regel und gerade auch bei der genannten Frequenz relativ dicht um den daraus gebildeten Mittelwert liegen. Auch nach der erwarteten Weibullverteilung handelt es sich bei den gezeigten Maxima um jeweils zwei Ausreißer. Erneut müsste zur genauen statistischen Auswertung eine deutlich größere Datenbasis gebildet werden.

Bei der Auswertung der Frequenzabhängigkeit stellt sich die Interpretation doch recht schwierig dar. Mit viel gutem Willen könnte man eine kontinuierliche Abnahme der

Spannungsfestigkeit mit der Frequenz interpolieren, wäre da nicht das Messergebnis bei 42,6 kHz.

Plausibler ist da schon eine gleichbleibende Festigkeit im betrachteten Bereich anzunehmen. Wagt man darüber noch den Versuch, die Messergebnisse von [Schle33] mit einzubeziehen, so kann qualitativ eine Aussage bis weit in den MHz Bereich gemacht werden. Damit dies gelingt, wird angenommen, dass sich keine Frequenz Auswirkungen der Elektrodenform ergeben und das damals verwendete Öl sich genau so verhält wie heutiges. Ferner nimmt man an, dass auch in der Lücke zwischen 300 und 400 kHz keine nennenswerte Änderung eintreten wird und somit die alten Messergebnisse direkt angefügt werden können. Die Messergebnisse von [Schle33] werden somit linear verschoben, dass die Werte bei 300 und 400 kHz identisch sind. Dadurch erhält man den in Bild 5.5 gestrichelt gezeigten, angenäherten Kurvenverlauf, als mögliche Interpolation der Messwerte.

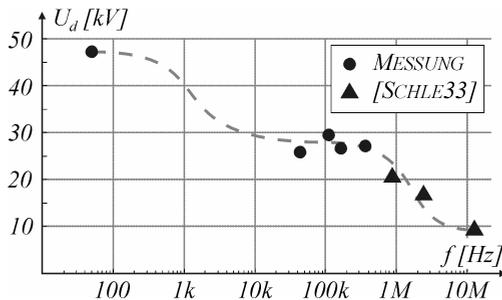


Bild 5.5: Hypothetischer Frequenzverlauf der Durchschlagspannung

Dabei erhält man eine gewisse Ähnlichkeit zu der Abhängigkeit der Durchschlagspannung von der Beanspruchungszeit aus Bild 2.2. Ferner kann auch prinzipiell der Verlauf der Dielektrizitätszahl in Abhängigkeit der Frequenz darin wiedergefunden werden. Es werden sozusagen die Polarisationsmechanismen wiedergegeben. Zwischen 50 Hz und 42 kHz wäre das somit der Wegfall der Grenzflächenpolarisation und bei 1 MHz, das Verschwinden der Orientierungspolarisation.

Ein genauer Beweis, welcher Mechanismus der ausschlaggebende ist, kann sicherlich beim gegenwärtigen Stand nicht geführt werden, denn das würde eine genauere Kenntnis des physikalischen Durchschlagvorgangs voraussetzen als dies der Fall ist. Eine Spekulation sei jedoch trotzdem gestattet. Dabei erscheint die Korrelation zur Zeitabhängigkeit als die plausibelste. Es wurde auch schon in früheren Arbeiten [Se2004] die Zeitraffung der Alterung durch überlagerte transiente Vorgänge behandelt. Demnach müsste die höhere Belastung mit höherer Frequenz direkt mit einer längeren Einwirk-

dauer gleichzusetzen sein. Dabei entspräche dann 1 kHz direkt einer Belastung von 1000 s und 1 MHz analog einer Einwirkdauer von  $10^6$  s. Ob dies tatsächlich der Fall ist und nicht nur reine Spekulation über eine nicht vorhandene Korrelation darstellt, müssten ausgedehnte Versuche speziell auf diesen Aspekt hin ergeben.

### 5.5 Einfluss des Wassergehalts von Transformatorenöl

Wie man bei den Betrachtungen der frühen Messungen und der Unsicherheit hinsichtlich der Aussagen über die Feuchtigkeit des verwendeten Probenmaterials gesehen hat, existiert eine gewisse Frequenzabhängigkeit des Einflusses des Wassergehalts auf die Durchschlagspannung. Auch bei den vorangegangenen Messungen, zwischen denen sich auch bei gleichen Frequenzen gewisse Abweichungen bei unterschiedlichem Wassergehalt gezeigt haben, hat sich ein derartiger Trend erhärtet. Aus diesem Grund werden in der Folge bei den diversen Frequenzen weitere Proben untersucht. Dabei wurde zum Einen das ungetrocknete Öl, direkt wie es aus den angelieferten Kanistern kam, verwendet, bei der untersuchten Charge mit einem Wassergehalt von etwa 11 ppm. Daneben kam fabrikneues Öl, das eine längere Zeit im offenen Kanister der Umgebung ausgesetzt war, zum Einsatz, das eine Feuchte von rund 26 ppm aufwies. Daraus ergaben sich die in Bild 5.6 gezeigten Ergebnisse.

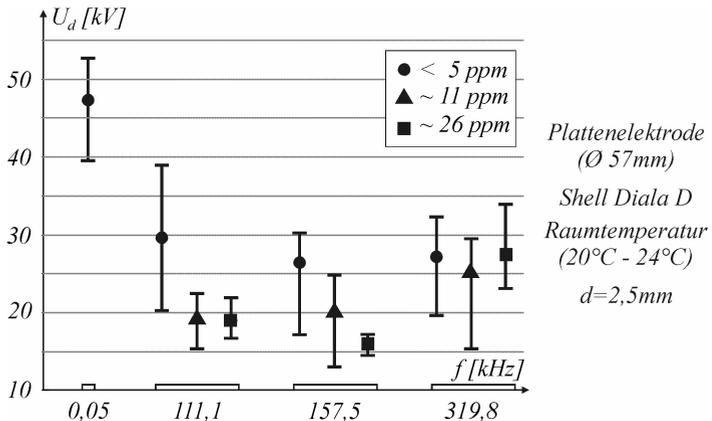


Bild 5.6: Durchschlagspannungen bei verschiedenem Wassergehalt

Begonnen bei der höchsten Frequenz hat sich kaum eine Änderung der messbaren Durchschlagspannung ergeben. Verwunderlich ist dabei, dass auch bei hohem Wassergehalt keine Reduzierung eintritt, denn bei 26 ppm nähert man sich bei Transformatorenöl schon deutlich der Lösbarkeitsgrenze und den bei 50 Hz messbaren minimalen Festigkeitswerten [He2004]. Eine Erklärung dafür konnte nicht gefunden werden. Da

schließlich auch die Ergebnisse bei 111 kHz keine erhärtenden Angaben lieferten, wurden die Untersuchungen nicht weitergeführt. Wie schon als Schlussfolgerung aus den vorangegangenen Untersuchungen ersichtlich, wäre das Ölverhalten nur durch extrem ausgedehnte Tests zu beurteilen. Grob lässt sich nur sagen, dass offenbar eine gewisse Abhängigkeit besteht, welche bei höheren Frequenzen die Festigkeit für feuchtes Öl begünstigt und so der Reduktion der Durchschlagsspannung von feuchtem gegenüber trockenem Öl verringert.

Damit werden die Parameterstudien geschlossen. Im Folgenden sollen noch einige Aspekte aufgezeigt werden, die bei der Aufzeichnung der Durchschlagvorgänge und deren zeitlichen Verläufen aufgetaucht sind, ebenso wie Beobachtungen beschrieben werden, wie sie im Zusammenhang mit den durchgeführten Feststoffuntersuchungen aufgetreten sind.

## 5.6 Zeitlicher Verlauf des Durchschlags bei Transformatorenöl

Bei der Messung der Spannung über den Elektroden mit einem Speicheroszilloskop ergibt sich die Möglichkeit, den Durchschlagvorgang aufzuzeichnen und näher zu betrachten. Der rein optische Verlauf der Versuche lässt sich darin wieder erkennen

Nach erfolgter Spannungssteigerung und im Moment des Durchschlags ist es nicht sofort möglich, die Leistungszufuhr zu stoppen, die vom Wechselrichter geliefert wird. Der Entladungskanal, also der entstandene Lichtbogen, bleibt kurze Zeit weiter bestehen. Zwei wesentliche Bilder zeigen sich dabei, dargestellt in Bild 5.7.

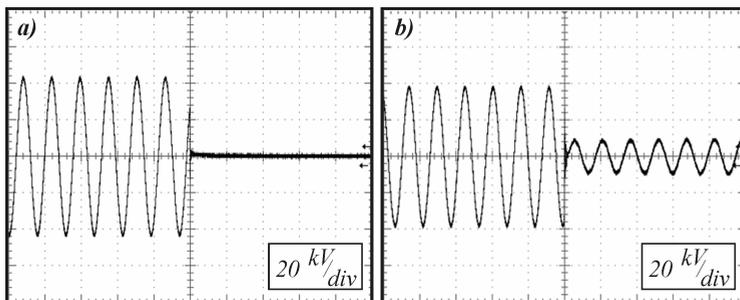


Bild 5.7: Charakteristische Durchschlagsverläufe in Transformatorenöl

Zunächst der Fall *a*), wie er bei einem Durchschlag und der Aufzeichnung des Spannungsverlaufs zu erwarten ist. Ab dem Zeitpunkt des Zusammenbruchs ist keine Spannung mehr messbar. Dem gegenüber steht ein ebenso oft vorkommender Ablauf *b*). Der Kurzschluss bleibt offenbar nicht bestehen, sondern man sieht einen erneut aufgeschwungenen Resonanzkreis mit reduzierter Spannung. Eine Erklärung für dieses Ver-

halten lässt sich möglicherweise in der Brennspannung des entstandenen Lichtbogens finden, der nun den Kondensator bedämpft.

Betrachtet man den Zeitpunkt, bei dem der dielektrische Zusammenbruch stattfindet, so ist dies bei fast allen aufgezeichneten Versuchen entweder nahe dem Spannungsmaximum oder zumindest bei mehr als der halben Scheitelwertspannung. Dabei erhält man die steile Flanke des Durchschlags, durch die auch die Aufzeichnung ausgelöst wird. In einigen wenigen Fällen kommt es jedoch vor, dass diese Flanke offenbar ausbleibt und selbst bei extrem kleinen Schwellwerten nicht detektierbar war. Der Zusammenbruch findet also genau oder zumindest sehr nahe dem Nulldurchgang statt. Für den Anlagenbetrieb stellt dies einen besonders heiklen Zeitpunkt dar, denn man befindet sich an der Verbindung zwischen Spule und Kondensator genau im Strommaximum. Dieser fließt dann über den Kurzschluss ab. Ein Stromstoß, der sich über den Ankoppeltransformator zum Wechselrichter fortpflanzt, ist die Folge, bis hin zur gelegentlichen Zerstörung der Leistungshalbleiter. Glücklicherweise ist dies aber mehr die Ausnahme als die Regel, weshalb keine weiteren Schritte zum Schutz unternommen werden müssen.

Bei den aufzeichnenbaren Vorgängen sind nun nicht nur beide in Bild 5.7 vorgestellten Einzelfälle vertreten, sondern auch beliebige Kombinationen davon. So erhält man relativ oft einen Durchschlag mit offenbar anschließender Verfestigung, inklusive dem erneuten Aufschwingen des Kreises bis zum kurz darauf folgenden erneuten Überschlag. Dieser Vorgang kann sich mehrmals in kurzer Folge wiederholen, wie Bild 5.8a) zeigt.

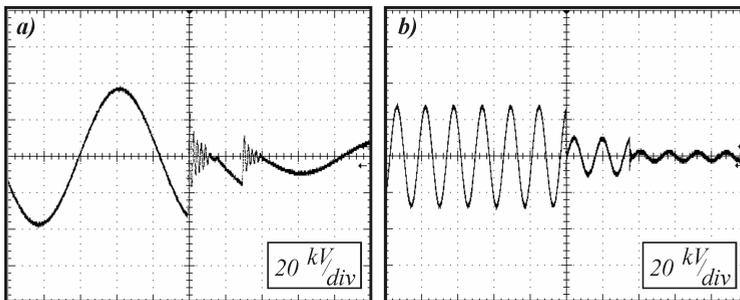


Bild 5.8: Varianten des Durchschlagsverlaufs in Transformatorenöl

Gut zu erkennen ist auch der sehr hochfrequente Ausschwingvorgang, der sich aufgrund des nun verstimmten Schwingkreises mit der verbleibenden Messkapazität ergibt. Danach kann das Isolieröl erneut eine gewisse Belastung tragen, bis sich eine neuerliche Entladung bildet und daraufhin ein Lichtbogen mit seinem charakteristischen Verlauf stehen bleibt.

Interessant stellt sich auch die seltenere Variante aus Bild 5.8b) dar. Darin zündet sofort ein stehender Lichtbogen, der mit seinem Widerstand eine Dämpfung bewirkt. Nach einigen Perioden tritt ein erneuter Zusammenbruch der Gesamtspannung ein, woraufhin ein Aufschwingen auf eine deutlich niedrigere Amplitude folgt. Offenbar scheint sich ein zweiter, paralleler Entladungskanal gebildet zu haben, der den Widerstand aus beiden herabsetzt. Dass die vier gezeigten Variationen als charakteristisch anzusehen sind, zeigt eine Vielzahl an aufgezeichneten Verläufen, die häufig analoge Bilder liefern oder auch, was als identisch angesehen werden kann, eine beliebige Kombination und zeitliche Abfolge der Einzelnen ergaben. Es handelt sich schließlich immer noch um einen statistischen Prozess, bei dem völlig gleichbleibende Ergebnisse nicht denkbar wären.

## 5.7 Beobachtungen bei Feststoffuntersuchungen

Bei der Untersuchung von Festkörpern ergeben sich die schon unter Kapitel 4.7.2 erörterten Problemstellungen. Gerade die Teilentladungsentwicklung und die folglich resultierende Bedämpfung stellt dabei den Hauptanteil. Ihre Auswirkung auf den Schwingkreis und die Beschreibung der dabei auftretenden Erscheinungen wird im Folgenden Gegenstand der Betrachtung sein. In diesem Zusammenhang soll auch in gewissem Umfang über mögliche Erklärungen nachgedacht und einige Hypothesen aufgestellt werden.

Zu den Versuchen wird das Plattenprüfgefäß der Flüssigkeiten verwendet und dazwischen eine Materialprobe eingespannt (1 mm Transformerboard, T I). Zuvor wurde die Probe in einem Vakuumofen getrocknet und mit fabrikneuem Öl imprägniert. Kombiniert mit dem restlichen Schwingkreis wird die Anlage dann bei 100 kHz betrieben und die Spannung gesteigert.

Rechnerisch sollte am Tripelpunkt, nach (2.6), ungefähr die doppelte Feldstärke auftreten wie im homogenen Bereich innerhalb des Feststoffs. Dadurch zündet auch hier zuerst die Teilentladung und bildet daraufhin die schon erwähnte Corona aus. Reduziert man daraufhin die Spannung, so erlischt sie aufgrund der gebildeten Ladungsträger nicht sofort wieder, sondern erst bei einer darunter liegenden Aussetzspannung. So lange sich genügend freie Ladungsträger im Raum befinden, kann dies auch erst bei extrem niedrigen Spannungen der Fall sein.

Nun zur gemachten Beobachtung im Schwingkreis. Sobald die Teilentladung zündet, was bei 1 mm Probendicke bei ungefähr 15 kV der Fall ist, bricht die Spannung auf rund 8 kV zusammen und verbleibt dort. Im gleichen Moment bildet sich eine deutlich leuchtende Entladung, wie sie bei Normversuchen mit 50 Hz erst ab einer angelegten Spannung von mehr als 50 kV, kurz vor dem Durchschlagen der Probe zu beobachten

ist. Eine Vergrößerung der eingebrachten Wechselrichterleistung führt daraufhin nicht mehr zu einer Amplitudensteigerung, sondern nur zu einer Verstärkung der Leuchterscheinungen.

Im Prinzip zeigt sich ein ähnliches Bild wie bei den Durchschlägen in reinem Öl, bei denen sich auch eine Nachschwingung ergab. Entweder bildet sich auch hier eine Art Entladungskanal, der zu der parallelen Bedämpfung führt oder die Energie wird direkt in den Entladungen auf den jeweiligen Seiten der Feststoffprobe umgesetzt. Eine kontinuierliche Bedämpfung scheint die Folge zu sein, was die Resonanzspannung nicht weiter steigen lässt und sie so auf dem Punkt einer gewissen Kompensation verbleibt.

Nun könnte vermutet werden, dass ein derartiges Verhalten nur beim Auftreten von deutlich sichtbaren Teilentladungen möglich ist. Dagegen spricht allerdings die Beobachtung bei Kunststoffproben, in denen professionell im Vakuumvergussverfahren Elektroden eingeschlossen wurden. Steigerte man hier die Spannung, so zeigte sich das gleiche Verhalten, allerdings ohne eine sichtbare Teilentladung. Darüber, was letztendlich der Auslöser ist, kann nur spekuliert werden. Gemeinsamkeit bei allen Versuchen ist eine offenbar recht große Verlustleistung, die in den Feststoffen umgesetzt wird. Bei Berührung der Anlagenteile, schon nach kurzer Versuchsdauer von unter einer Minute, ist eine deutliche Erwärmung merklich. Die Kunststoffproben wurden sogar so heiß, dass man sich an den Metallkontakten der Elektroden Verbrennungen holen konnte.

## Kapitel 6

### Zusammenfassung und Ausblick

In der vorliegenden Arbeit wurde der Frage nach der hochfrequenten Untersuchung von Isolierstoffen nachgegangen. Hervorgerufen werden derartige Störungen und Beeinflussungen von Leistungstransformatoren in der Hauptsache durch neuere leistungselektronische Komponenten, aber auch durch klassische Vorgänge wie ihr Schalten über längere Leitungen und Windungsresonanzen innerhalb der Aktivteile.

Zur Prüfung wurde daher eine Anlage konzipiert, die in der Lage ist, eine kontinuierliche Sinusspannung mit steigerbarer Amplitude bis 100 kV zu erzeugen. Als Funktionsprinzip wurde dazu ein angeregter Serienschwingkreis verwendet, der neben anderen Generationsprinzipien ausgewählt wurde.

Bei den dazu verwendeten Einzelkomponenten stechen insbesondere die Einrichtungen zum Frequenzabgleich, die Prüfgefäße und nicht zuletzt die Spulen heraus. Bei diesen wurde, soweit dies möglich war, eine Optimierung des verbleibenden Serienwiderstandes in Resonanz durchgeführt. Am deutlichsten gelang dieses bei den Spulen, deren Konstruktionsform sich bei einer festen Induktivität als Einflussfaktor zeigte. Durch den erstellten Theoretischen Gütefaktor wurde diesem Umstand Rechnung getragen.

Für die kapazitiven Prüfgefäße stellte sich bei Feststoffuntersuchungen die Einwirkung der auftauchenden inneren Teilentladungen als ein Problem dar, dem mit einer optimierenden Feldsimulation und der Auslegung einer Anordnung zur Reduktion der verursachenden Einflüsse von diesen begegnet wurde.

Abschließend wurden mit Transformatoröl (*Shell Diala D*) eine Reihe von Versuchen durchgeführt. Dabei zeigte sich eine deutliche Reduktion der Durchschlagsspannungen gegenüber energietechnischen Frequenzen – so konnte nahezu eine Halbierung der Spannungsfestigkeit gemessen werden. Ebenso zeigte sich eine gewisse Abhängigkeit bei der Variation des Elektrodenabstandes von der Frequenz, während die Elektrodenform und die damit verbundene Feldausnutzung im Zwischenraum offenbar keine Rolle spielt, was aus dem gemachten Vergleich von Kalotten und Plattenanordnungen geschlossen wird. Zeitliche Aufzeichnungen haben ergeben, dass offenbar ein entstehen-

der Entladungskanal als Dämpfung wirkt, jedoch anscheinend nicht einen Komplettzusammenbruch darstellt.

Untersuchte Feststoffproben wiesen allesamt starke Auswirkungen der sichtbaren inneren Teilentladungen auf, die eine nichtlineare Dämpfung darstellen und eine konstante Ausgangsspannung der Quelle ergaben. Dabei sank die TE-Einsatzspannung bei den beaufschlagten höheren Frequenzen. Auch bei Proben ohne die schädlichen Tripelpunkte traten gleichartige Erscheinungen auf, allerdings ohne die optischen Auswirkungen.

Mit der somit vorhandenen Gesamtanlage ist es nunmehr möglich, dielektrische Festigkeitsuntersuchungen an Isolierstoffen bei hochfrequenter Hochspannung durchzuführen. Dabei sollten auch Betrachtungen des Langzeitverhaltens möglich sein.

Zur genaueren Feststoffuntersuchung müssten in weiteren Schritten die Teilentladungseinflüsse genauer betrachtet werden. Daneben sind bei eingegossenen Elektroden auch Möglichkeiten geschaffen, Feststoffe einzuschätzen und die so ermittelten Erkenntnisse für weitere Auslegungen zu verwenden. Vorrangig sollte jedoch, im Hinblick auf die Eigenheit der Statistik bei Durchschlagsvorgängen, eine breitere Datenbasis generiert werden.

## Anhang A

### Bemaßung der Plattenelektroden

Die Elektrodenanordnung wurde in ein Präparatenglas mit eingeschliffenem Deckel der Firma „SCHOTT“ eingebaut. Es besitzt einen Innendurchmesser von 139 mm und einen Außendurchmesser von 157 mm, gegen welche die Konstruktion abgedichtet werden muss. Dazu werden Dichtungen aus 1 mm ölbeständigem Polyurethan geschnitten. Wichtig ist dabei jedoch in der Hauptsache die Bemaßung der Elektroden. Alles Weitere besitzt, außer auf die gesamte Streukapazität der Anordnung keine Auswirkungen auf das Ergebnis der Messungen.

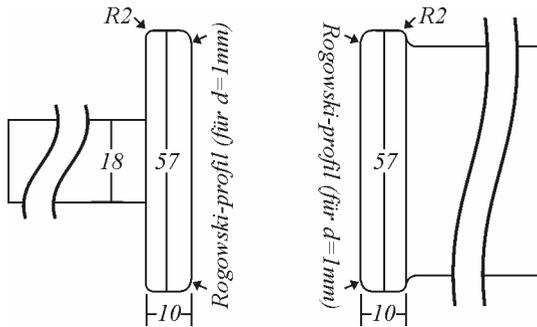


Bild A.0.1: Plattenelektroden des Prüfgefäßes für flüssige Isolierstoffe

Das Rogowski-Profil lässt sich für die Form einer Äquipotentiallinie bei einem bestimmten Plattenabstand  $d$  über die konformen Abbildungen berechnen [Bey86].



---

## Literaturverzeichnis

- [Alg06] Algermissen, J.; **Verhältniss von Schlagweite und Spannung bei schnellen Schwingungen**; Annalen der Physik, Vol. 19, 1906; 1016-1029
- [Au2006] Aubin, J. & Hall, S.; **Colloquium on transformer reliability and electrical transients**; Electra, Nr. 225, 2006; 18-24
- [Bad96] Badent, R.; **Modell der elektronendominanten Streamerentladung in Isolieröl**; IEH, Universität Karlsruhe, 1996
- [Bad97] Badent, R.; **Hochspannungstechnik II**; Skript zur gleichnamigen Vorlesung, Universität Karlsruhe, 1997
- [Ball2008] Ballicchia, M. & Orcioni, S.; **A Methodology for Design and Modeling of Optimum Quality Spiral Inductors**; IEEE Topical Meeting on Silicon Monolithic Integrated Circuits in RF Systems, 2008; 102-105
- [BeR36] Becker, R.; **Messung von Durchschlagfeldstärken fester Isolierstoffe im Frequenzbereich 1 MHz bis 15 MHz**; Archiv für Elektrotechnik, Band 30, 1936; 411-429
- [Bey86] Beyer, M.; Boeck, W.; Möller, K. & Zaengl, W.; **Hochspannungstechnik**; Springer, 1986
- [Chap51] Chapman, J.J.; Dzimiński, J.W.; Miller, C.F. & Witt, R.K.; **Behaviour of insulating materials at radio frequencies**; Electrical Manufacturing, Vol. 48, 1951; 107-109, 136-238
- [Chap54] Chapman, J.J. & Frisco, L.J.; **Dielectric Strength of Solid Insulation**; Electrical Manufacturing, 1954; 136-143

- [CI2005] Liu, Y.; et.al.; **Electrical Environment of Transformers - Impact of fast transients**; Electra, No. 218, 2005; 24-37
- [CI2005-2] WG\_B4.37, Andersen, B. (ed.); **VSC Transmission**; CIGRE Publication No. 269, 2005;
- [Cio97] Ciobanu, R. & Pfeiffer, W.; **Behaviour of the Multilayer Structure of Electrical Paper under High Frequency Partial Discharges**; Proc. of the 5th Intl. Conf. on Properties and Applications of Dielectric Materials, 1997; 220-223
- [Cla14] Clark, J.C. & Ryan, H.J.; **Sphere Gap Discharge Voltages at High Frequencies**; Proc. A.I.E.E.; Vol. 33, No. 2, 1914; 937-951
- [Cla62] Clark, F.M.; **Insulating Materials for Design and Engineering Practice**; Wiley, NY, 1962
- [Cs71] Csuros, L. & Foreman, K.; **Energising Overvoltages on Transformer Feeders**; ELECTRA, No. 18, 1971; 83-105
- [De2005] Devaux, F.; Prins, J. & Saravolac, M.; **Voltage Transients as a Possible Cause for HVDC Power Transformer Failure**; CIGRE Colloquium A2 Moscow, 2005
- [Deg82] Degeneff, R.; Mcnutt, W.; Neugebauer, W.; Panek, J.; Mccallum, M. & Honey, C.; **Transformer Response to System Switching Voltages**; IEEE Transactions on Power Apparatus and Systems, PAS-101, No.6, 1982; 1457-1470
- [DeH2001] De Herdt, H.; Declerq, J.; Sels, T.; Van Craenenbroeck, T. & Van Dommelen, D.; **Fast transients and their effect on transformer insulation: simulation and measurement**; 16th Intl. Conf. and Exhibition on Electricity Distribution, Vol.1, 2001
- [Del2002] Del Vecchio, R.; Poulin, B.; Feghali, P.; Shah, D. & Ahuja, R.; **Transformer Design Principles**; Taylor & Francis, 2002
- [Diet25] Dieterle, R.; **Die Durchschlagspannung fester Isolierstoffe**; ETZ, Heft 10, 1925; 329-332

- 
- [Do2003] Dong, X.; Rosado, S.; Liu, Y.; Wang, N.; Line, E. & Guo, T.; **Study of Abnormal Electrical Phenomena Effects on GSU Transformers**; IEEE Transactions on Power Delivery, Vol. 18 No. 3, 2003; 835-842
- [Eb1898] Ebert, H.; **Ueber die Verwendung hochfrequenter Wechselströme zum Studium elektrischer Gasentladungen**; Annalen der Physik, Vol. 301, No. 8, 1898; 761-788
- [Ela2000] Elanseralathan, K.; Joy, T.M. & Nagabhusana, G.R.; **Breakdown of Solid Insulating Materials Under High Frequency Voltage Stress**; Proc. 6th Intl. Conf. on Properties and Application of Dielectric Materials, 2000; 999-1001
- [Fri56] Frisco, L.J. & Chapman, J.J.; **The Flashover Strength of Solid Dielectrics**; AIEE Transactions T5, 1956; 77-83
- [Ga94] García, M.; Viejo, C.; Secades, M. & González, J.; **Design Criteria for Transformers in High Voltage Output, High Frequency Power Converter Applications**; EPE Journal, Vol. 4, No. 4, 1994; 37-41
- [Gae53] Gänger, B.; **Der elektrische Durchschlag von Gasen**; Springer, 1953
- [Goeb25] Goebeler, E.; **Über die dielektrischen Eigenschaften der Luft und einiger fester Isoliermaterialien bei hochgespannter Hochfrequenz**; Archiv für Elektrotechnik, Band 14, 1925; 491-510
- [Gr2004] Grant, D. & McDermid, W.; **Assessment of thermal aging of HVDC converter transformer insulation**; ISEI, 2004; 230-232
- [Gro73] Grover, F.; **Inductance Calculations**; Instrument Society of America, Dover Publications, 1973
- [Gu2005] Guastavino, F.; Coletti, G. & Torello, E.; **Medium Term Aging Characterization of Enamelled Wires for High Frequency Applications**; IEEE Trans on Dielectrics and Electrical Insulation, Vol. 12, No. 3, 2005; 524-529
- [Ha2000] Hardt, N.; **Isolierung von Geräten bei Betrieb mit hohen Spannungen und Grundfrequenzen im kHz-Bereich**; Elektrie, Vol. 54, 2000; 219-224

- [Hae42] Hähnel, A.; **Der elektrische Durchschlag in Isolieröl**; Archiv für Elektrotechnik, Band 36, Heft 12, 1942; 716-734
- [Hau84] Hauschild, W. & Mosch, W.; **Statistik für Elektrotechniker**; VEB-Verlag Technik, Berlin, 1984
- [He2004] Hemmer, M.; **Rapsöl als Isolier- und Kühlmedium in Transformatoren**; Dissertation, IEH, Universität Karlsruhe (TH), 2004
- [He56] Herbst, W.; **Eine fahrbare Meßkabine zur oszillographischen Aufzeichnung schnell verlaufender Hochspannungsvorgänge**; ETZ, Bd. 77, Heft 4, 1956; 105-107
- [Hei64] Heise, W.; **Tesla-Transformatoren**; ETZ, Heft 1, 1964; 1-7
- [Her88] Hering, E.; Martin, R. & Stoher, M.; **Physik für Ingenieure**; VDI-Verlag, 1988
- [HG99] Hingorani, N. & Gyugyi, L.; El-Hawary, M. (ed.); **Understanding FACTS**; IEEE Press, 1999
- [Him1894] Himstedt, F.; **Ueber Versuche mit Tesla Strömen**; Annalen der Physik, Vol. 289, No. 7, 1894; 473-485
- [Hoch32] Hochhäusler, P.; **Der Teslatransformator als Hochfrequenzprüf-generator und seine Untersuchung mit dem Kathodenoszillographen**; Archiv für Elektrotechnik, 26, 7, 1932; 518-534
- [Hor2003] Horng, T.; Peng, K.; Jau, J. & Tsai, Y.; **S-parameter formulation of quality factor for a spiral inductor in generalized two-port configuration**; IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, Vol. 51, No. 11, 2003; 2197-2202
- [InWa28] Inge, L. & Walther, A.; **Durchschlag von festen Isolatoren bei Hochfrequenz**; Archiv für Elektrotechnik, Band 21, 1928; 209-227
- [Iv2007] Ivers-Tiffée, E. & von Münch, W.; **Werkstoffe der Elektrotechnik**; Teubner, 2007
- [Ju2000] Julliard, Y.; Kist, K.; Badent, R. & Schwab, A.; **Streamers and percolation-a new theoretical approach**; CEIDP, 2000, Vol. 2; 780-783

- 
- [Ju2001-2] Julliard, Y.; Badent, R. & Schwab, A.; **Influence of water content on breakdown behavior of transformer oil**; CEIDP, 2001; 544-547
- [Ka72] Kawaguchi, Y.; Murata, H. & Ikeda, M.; **Breakdown of Transformer Oil**; 1972, Vol. 91; 9-23
- [Kamp30] Kampschulte, J.; **Luftdurchschlag und Übersschlag mit Wechselspannung von 50 und 10000 Hertz**; Archiv für Elektrotechnik, Band 24, 1930; 525-552
- [Ken98] Kenneth, O.; **Estimation methods for quality factors of inductors fabricated in silicon integrated circuit process technologies**; IEEE Journal of Solid-State Circuits, Vol. 33, No. 8, 1998; 1249-1252
- [Ki99] Kist, K.; **Streamerausbreitung im Mischdielektrikum Isolieröl/Transformerboard**; Dissertation, IEH, Universität Karlsruhe (TH), 1999
- [Koe86] König, D.; Gerhard, I.; Neumann, C.; Maatz, K. & Schiweck, L.; **Vorgänge beim Schalten kleiner kapazitiver Ströme mit SF6-isolierten, metallgekapselten Trennschaltern im 110-kV-Netz und ihre Simulation im Hochspannungslaboratorium**; EW, Jg. 85, Heft 4, 1986; 131-138
- [Koe98] König, D.; Hardt, N. & Scherb, V.; **Comparitive insulation tests with DC and AC at 50 Hz and 50 kHz**; CEIDP, Vol. 2, 1998; 702-705
- [Kü52] Küpfmüller, K.; **Einführung in die theoretische Elektrotechnik**; Springer, 1952
- [Küch2005] Küchler, A.; **Hochspannungstechnik**; Springer, 2005
- [Küch39] Küchler, R.; **Induktivität und Stromkraft einer Zylinderspule mit Stabkern**; Jahrbuch der AEG-Forschung, Band 6, 1939; 118-123
- [Kue99] Kühner, A.; **Dreidimensionale FEM-Modellierung von Hochspannungsleistungstransformatoren zur Untersuchung ihres transienten Verhaltens**; IEH, Universität Karlsruhe (TH), 1999
- [La2006] Lapworth, J.A.; Jarman, P.N. & Breckenridge, T.; **Transformer Internal Over-Voltages Caused by Remote Energisation**; CIGRE, 2006

- [Lass31] Lassen, H.; **Frequenzabhängigkeit der Funkenspannung in Luft**; Archiv für Elektrotechnik, Band 25, 1931; 322-332
- [Lei2007] Leibfried, T.; **Vorlesungsskript zu Elektrische Anlagen- und Systemtechnik**; IEH, Universität Karlsruhe (TH), 2007
- [Lo2005] Lopez-Roldan, J.; et.al.; **Analysis, Simulation and Testing of Transformer Insulation Failures Related to Switching Transients Overvoltages**; CIGRE Colloquium A2 Moscow, 2005
- [Lü81] Lücking, H.; **Energiekabeltechnik**; Vierweg & Sohn, 1981
- [Ma2006] Martin, F. & Leibfried, T.; **An Universal High Voltage Source Based on a Static Frequency Converter**; ISEI, 2006; 420-423
- [Ma2007] Martin, F.; Kerz, O. & Leibfried, T.; **DSP controlled semiconductor based high-voltage source**; PEDS 2007; 126-130
- [Mat30] Matthias, A.; **Die Kondensatorelektrode zur Vermeidung von Gleitfunken bei Durchschlagsversuchen**; Forschungshefte der Studiengemeinschaft für Höchstspannungsanlagen, Band 2, 1930; 61-62
- [McD99] McDermid, W.; Glodjo, A. & Bromley, J.; **Analysis of winding failures in HVDC converter transformers**; Proceedings of the Electrical Insulation Conference and Electrical Manufacturing & Coil Winding Conference, 1999; 653-657
- [MG92] Meinke, Gundlach; Lange, K. & Löcherer, K. (hrsg.); **Taschenbuch der Hochfrequenztechnik**; Springer, 1992
- [Mic2003] Michel, M.; **Leistungselektronik**; Springer, 2003
- [Mis32] Miseré, F.; **Luftdurchschlag bei Niederfrequenz und Hochfrequenz an verschiedene Elektroden**; Archiv für Elektrotechnik, Band 26, 1932; 123-126
- [Mü34] Müller, F.; **Der elektrische Durchschlag von Luft bei sehr hohen Frequenzen**; Archiv für Elektrotechnik, Band. 28, 1934; 341-348
- [Mur89] Murgatroyd, P.N.; **The Optimal Form for Coreless Inductors**; IEEE Trans. on Magnetics, Vol. 25, No. 3, 1989; 2670-2677

- 
- [Mus81] Musil, R.J.; Preininger, G.; Schopper, E. & Wenger, S.; **Voltage Stresses Produced by Aperiodic and Oscillating System Overvoltages in Transformer Windings**; IEEE Trans. on Power Apparatus and Systems, No. 1, 1981; 431-439
- [Mus82] Musil, R.; Musil, R.; Preininger, G.; Schopper, E. & Wenger, S.; **The Resonance Effect of Oscillating System Overvoltages on Transformer Windings**; IEEE Trans. on Power Apparatus and Systems, PAS-101, No. 10, 1982; 3703-3711
- [Na06] Nagel, R.; **Über eine Neuerung an Hochspannungstransformatoren der Siemens-Schuckertwerke G.m.b.H.**; Elektrische Bahnen und Betriebe, Jg. 4, Nr. 15, 1906; 275-278
- [Na2005] Nagel M.; Leibfried T.; Wietoska T. & Hinrichsen V.; **Investigation of Transformer Insulation at High Frequencies and High Voltages**, ISH 2005
- [Na2006-1] Nagel, M.; Herold, C. Wenzel, T. & Leibfried, T.; **Combined high frequency and high voltage insulation system investigation**, ISEI 2006
- [Na2006-2] Nagel, M. & Leibfried, T.; **Investigation on the high frequency, high voltage insulation properties of mineral transformer-oil**, CEIDP 2006
- [Na2007-1] Nagel, M. & Leibfried, T.; **High-Voltage, High-Frequency dielectric properties of mineral transformer oil**, NordIS 2007
- [Na2007-2] Nagel, M.; Hochlehnert, M. & Leibfried, T.; **Quality-factor considerations for single layer solenoid reactors**, ISH 2007
- [Na2008] Nagel, M.; Otte, P. & Leibfried, T.; **Breakdown testing of standard insulation materials with high frequency voltages for an assessment of stresses, generated by repetitive pulses**, ISEI 2008
- [Nae28] Naehrer, R.; **Über die Durchschlagfestigkeit einiger flüssiger Isolierstoffe bei Beanspruchung von langer bis kurzer Dauer**; 1928, Band 21; 169-204

- [Nae28] Naehrer, R.; **Über die Durchschlagfestigkeit einiger flüssiger Isolierstoffe bei Beanspruchung von langer bis kurzer Dauer**; Archiv für Elektrotechnik, Band 21, 1928; 169-204
- [Nag09] Nagaoka, H.; **The Inductance Coefficients of Solenoids**; Journal of the College of Science, Imperial University of Tokyo, vol. 27, art. 6, 1909; 1-33
- [Nak97] Nakanishi, K.; Fujita, S.; Kurita, H.; Kishi, A. & Shibuya, Y.; **High Frequency Voltage Oscillation in Transformer Windings and Electrical Breakdown Properties of Interturn Insulation Immersed in Oil at VFT Voltage**; CEIDP, 1997; 490-493
- [Ok99] Okabe, S.; Koutou, M. & Kawashima, T.; **Dielectric characteristics of oil-filled transformer insulation models under non-standard lightning impulse voltages**; High voltage Engineering Symposium, 1999
- [Pae2001] Paede, M. & Pfeiffer, W.; **Partial Discharge Characteristics of Enamelled Wire under High-Frequency Voltage Stress - Approaches for Short-Time Testing**; Electrical Insulation conference, 2001; 17-21
- [Pae2002-1] Paede, M. & Pfeiffer, W.; **About the PD-Testing of Insulation Systems with High-Frequency Voltages**; ISEI, 2002; 531-538
- [Pae2002-2] Paede, M.; Pfeiffer, W. & Plessow, R.; **Testing of Insulation Systems with Respect to High-Frequency voltage Stress**; ETEP, Vol. 12, No. 5, 2002; 337-345
- [Pe42] Peters, W.; **Hochspannungsprobleme bei Großsender-Antennen**; Berlin Selbstverlag, 1942
- [Per33] Perlick, P.; **Der Frequenzgang der Durchschlagspannung bei festen Isolierstoffen im Bereich 0 bis  $10^6$  Hertz**; TH Berlin, 1933
- [Pfei90] Pfeiffer, W.; **Isolierungen unter dem Einfluß hoher Beanspruchungsfrequenzen**; ETZ, Band 111, Heft 1, 1990; 8-13
- [Pfei99] Pfeiffer, W. & Paede, M.; **About the Influence of the Frequency on the Partial Discharge Characteristics of Enamelled Wires**; Electrical Insulation Conference, 1999; 485-488

- 
- [Ple94] Plessow, R. & Pfeiffer, W.; **Influence of the frequency on the partial discharge inception voltage**; CEIDP, 1994; 97-102
- [Pr84] Preininger, G.; et.al.; **Resonance behaviour of high-voltage transformers**; CIGRÉ Session, WG 12.07, 1984; session paper 12-14
- [Ra2002] Raja, K.; Devaux, F. & Lelaidier, S.; **Comparative Effects of Surge Voltage Waveform on the Insulation of Power Transformers fed by Voltage Sourced Converters**; CEIDP Annual Report, 2002; 105-108
- [Rho40] Rhode, L. & Wedemeyer, G.; **Verluste und Durchschlag bei Hochspannung hoher Frequenz**; ETZ, Hefte 51 und 52, 1940; 1161-1164 und 1188-1192
- [Ric35] Richtera, L. & Pfeuffer, H.; **Der Radio-Empfangs-Apparat, Teil 1**; Steyremühl, 1935
- [Sam2007] Samakpong, T. & Parinyakupt, U.; **The Design and Construction of the Tesla Transformer Using a DC high Voltage Switching Power Supply as the Primary Source**; 15th International Symposium on High Voltage Engineering, 2007
- [Schei84] Schei, A.; Alstad, K.; Sund, J.B.; Rian, M.; Nordrik, E. & Hopperstad, J.; **resonant overvoltages in Power Station Transformers Initiated by Switching Transients in the Connected Cable Network**; CIGRÉ Session, 1984; Session paper 12-07
- [Scher67] Scherer, H.; **Das Durchschlagverhalten von Isolieröl bei gleichzeitiger Einwirkung von Gleich- und Wechselspannungen**; TH Aachen, 1967
- [Schle33] Schlegelmilch, W.; **Die elektrische Festigkeit flüssiger Isolierstoffe bei hohen Frequenzen**; Physikalische Zeitschrift, 34, Nr. 13, 1933; 497-507
- [Se2000] Sels, T.; et.al.; **Simulation of Transformer Behaviour Subject to Fast Transients using a Tesla Transformer**; 8th Intl. Conf. on Dielectric Materials, Measurements and Application, 2000; 291-296

- [Se2002] Sels, T.; J.; K.; Lopez-Roldan, J.; Van Dommelen, D. & Belmans, R.; **Electrical insulation behaviour subject to fast transients using a tesla transformer**; Proc. of the LASTED Intl. Conf. Power and Energy Systems, 2002; 251-256
- [Se2004] Sels, T.; Declercq, J.; Lopez-roldan, J.; Van Dommelen, D. & Belmans, R.; **The Ageing of Cast Resin Subject To Repetitive combined Voltages of Low and High Fundamental Frequencies**; 39th Intl. Universities Power engineering Conference, Vol. 1, 2004; 133-137
- [Si90] Sinz, J.P.; **Der Einfluss von Feuchte und Partikeln auf die elektrische Festigkeit von Isolierölen**; Dissertation, TU Graz, 1990
- [Sia2005] Sia, C.B.; Ong, B.H.; Chan, K.W.; Yeo, K.S.; Ma, J. & Do, M.A.; **Physical layout design optimization of integrated spiral inductors for silicon-based RFIC applications**; IEEE Transactions on Electron Devices, Vol. 52, No. 12, 2005; 2559-2567
- [So26] Sonnenschein, R.; **Elektrische Eigenschafeten von Kunstharzen und Harpapiere in der Erwärmung**; Archiv für Elektrotechnik, Band 17, Heft 5, 1926; 481-500
- [Sor24] Sorge, J.; **Über die elektrische Festigkeit einiger flüssiger Dielektrika**; 1924, Vol. 13; 189-212
- [Sp91] Späth, H.; **Elektrische Maxhinen und Stromrichter**; G. Braun Karlsruhe, 1991
- [St92] Strassacker, G.; **Rotation, Divergenz und das Drumherum**; Teubner Studienskripten, 1992
- [Sta28] Starke, H. & Schroeder, R.; **Ein Elektrometer für Messung sehr hoher Gleich- und Wechselspannungen**; Archiv für Elektrotechnik, Band 20, Heft 2, 1928; 115-122
- [Ste84] Stein, W.; et.al.; **Oscillatory Switching Voltages and Relevant Response of HV Power Transformers**; CIGRÉ Session, 1984; Session paper 12-03
- [Swb2002] Schwab, A.J.; **Begriffswelt der Feldtheorie**; Springer, 2002

- 
- [Swb2006] Schwab, A.J.; **Elektroenergiesysteme**; Springer, 2006
- [Swb2007] Schwab, A.J. & Kürner, W.; **Elektromagnetische Verträglichkeit**; Springer, 2007
- [Swb69] Schwab, A.J.; **Hochspannungsmesstechnik**; Springer, 1969
- [Ter84] Teranishi, T.; Yanari, T.; Honda, M. & Inoue, T.; **Dielectric Strength of Transformer Insulation Against Oscillatory Impulse Voltages**; Electrical Engineering in Japan, Vol. 104B, No. 1, 1984; 66-73
- [TS99] Tietze, U. & Schenk, C.; **Halbleiter-Schaltungstechnik**; Springer, 1999
- [VDEW83] VDEW; **Ölbuch, Teil 2**; VDEW, 1983
- [VG95371-10] Verteidigungsgeräte-Norm; **Elektromagnetische Verträglichkeit (EMV) einschließlich Schutz gegen den Elektromagnetischen Impuls (EMP) und Blitz – Allgemeine Grundlagen, Teil 10: Bedrohungsdaten für den NEMP und Blitz**; 1993
- [Wei79] Moser, H.P.; **Transformerboard**; Firmenboschüre H. Weidmann AG, Rapperswil, Schweiz, 1979
- [Wei87] Moser, H.P.; **Transformerboard II**; Firmenboschüre H. Weidmann AG, Rapperswil, Schweiz, 1987
- [Zi95] Zinke, O. & Brunswig, H.; **Hochfrequenztechnik 1**; Springer, 1995







# LEBENS LAUF

## Persönliche Daten

Geburtsdatum	08. August 1974
Geburtsort	Karlsruhe
Staatsangehörigkeit	Deutsch
Familienstand	Ledig

## Schule und Wehrdienst

1981 – 1985	Grund und Hauptschule Stutensee Friedrichstal
1985 – 1994	Gymnasium Achern
	Abschluss: Allgemeine Hochschulreife
07/1994 – 09/1994	Grundausbildung zum Sanitäter, Giebelstadt
10/1994 – 06/1995	Luftwaffen-Musikkorps 2, Karlsruhe

## Studium

10/1995 – 08/2003	Elektrotechnik und Informationstechnik an der Universität Karlsruhe (TH) Vertiefungsrichtung: Audiovisuelle Kommunikation Abschluss: Diplom
-------------------	--

## Berufserfahrung

08/1996 – 10/2002	Technische Aushilfe, B.TV Television GmbH & Co. KG
08/2003 – 10/2008	Wissenschaftlicher Mitarbeiter, Institut für Elektroenergiesysteme und Hochspannungstechnik der Universität Karlsruhe (TH)
seit 11/2008	Projektleiter, Siemens AG