Die approbierte Originalversion dieser Diplom-/Masterarbeit ist an der Hauptbibliothek der Technischen Universität Wien aufgestellt (http://www.ub.tuwien.ac.at).

The approved original version of this diploma or master thesis is available at the main library of the Vienna University of Technology (http://www.ub.tuwien.ac.at/englweb/).

DIPLOMARBEIT

Teilentladungen und Lebensdauerabschätzungsansätze für elektrische Betriebsmittel, mit Schwerpunkt Kabelanlagen

Durchgeführt am
E373 - Institut für elektrische Anlagen und Energiewirtschaft

unter der Leitung von

o. Univ.-Prof. Dr.-Ing. Günther Brauner

betreut von

Dipl.-Ing. Dietmar Tiefgraber

eingereicht an der

Technische Universität Wien

von

Sedat Adili BSc.

Wien, Juni 2009

Danksagung

Ich möchte mich bei Herrn o. Univ.-Prof. Dr.-Ing. Günther Brauner für die Betreuung dieser Arbeit, sowie die wichtigen Ratschläge bedanken.
Einen besonderen Dank an Herrn Proj.-Ass. Dipl.-Ing. Dietmar Tiefgraber der mit seinen Ideen und konstruktiven Kritik einen großen Beitrag bei der Entstehung dieser Arbeit geleistet hat. Seine Bereitschaft mir immer bei allen Fragen und Unklarheiten zu Helfen hat eine reibungslose Arbeit während der letzten Monate ermöglicht.

Weiters möchte ich mich bei Dr.techn. DI Wolfgang Hribernik, DI. Karl Berger und DI. Georg Brauner von „Arsenal Research“ bedanken, die mir durch Literaturquellen und erste Messungen eine praktische Einführung in die Teilentladungsmesstechnik ermöglicht haben.

Mein größter Dank gilt meinen Eltern, die mir durch Ihre Unterstützung dieses Studium ermöglicht haben.

Kurzfassung

Der Elektrizitätstransport ist mit dem Einsatz elektrischer Betriebsmittel verbunden, die außer der elektrischen Belastung auch noch anderer äußeren Belastungsfaktoren ausgesetzt sind die den Alterungsprozess beschleunigen. Die Kombination dieser Faktoren mit der nicht immer konstanten Belastung eines elektrischen Hochspannung-Betriebsmittels führt zu einer beschleunigten Alterung desselben. Im ungünstigsten Fall sogar zu einem vorzeitigen Ausfall und unter Umständen zu einer Unterbrechung der Stromversorgung.
Aus diesen Gründen werden elektrische Betriebsmittel technischen Diagnosemethoden unterzogen, die mit verschiedenen Verfahren durch Erfassung bestimmter Größen eine Abschätzung des Zustandes der elektrischen Betriebsmittel erlauben. Das Ziel ist dabei die Restlebensdauer eines elektrischen Betriebsmittels möglichst genau abzuschätzen. Damit ist es im besten Fall möglich, ein unterbrechungsfreies Umschalten auf alternative Versorgungswege durchzuführen oder das betrachtete Betriebsmittel vorzeitig außer Betrieb zu nehmen.
Die in dieser Arbeit behandelte Teilentladungsdiagnostik stellt eine der Methoden der technischen Diagnostik dar, die es mittels zerstörungsfreier Prüfverfahren und Online-Monitoringsystemen erlaubt, eine Zustandsbewertung und Lebensdauerabschätzung des betrachteten Betriebsmittels durchzuführen.
Am Anfang dieser Arbeit werden Teilentladungen als ein physikalischer Prozess beschrieben um im nächsten Kapiteln Wege zu zeigen, wie diese messtechnisch erfassbare Größe wahrgenommen, gemessen und für die Zustandsbewertung des Betriebsmittels verwendet werden kann. Neben dem Vergleich der klassischen und neuen nichtkonventionellen Teilentladungs-Diagnosemethoden an Kabelanlagen, werden in einem eigenen Kapitel die üblichen Methoden und Ansätze erfasst, die für die Lebensdauerabschätzung der elektrischen Betriebsmittel verwendet werden. Diese Methoden und Ansätze beruhen auf Daten die hauptsächlich mittels der Methoden der technischen Diagnostik aufgenommen werden. Eine der Verfahren die dafür verwendet wird, ist die TE-Diagnostik, dass auch Thema dieser Arbeit ist.
Wegen seiner technischen Bedeutung für die Versorgungssicherheit, stellt die Teilentladungsdiagnostik ein wichtiges und breites Forschungsfeld dar. Sie ist in den meisten Fällen keinen absolut gültigen Normen unterworfen und daher erfordert eine Zustandsbeurteilung, neben den messtechnisch gewonnenen Daten (welche mit statischen Werkzeugen der Mathematik ausgewertet werden), auch eine subjektive Beurteilung der Experten.

Abstract

The transportation of electricity is based on the use of components that are exposed not only to electrical loading but other stress factors too. These loads are stress factors that accelerate the ageing process of an electrical component. The combination of these factors causes the ageing of a high-voltage component that can lead to a failure and in worst case to an interruption of electrical supply.
For these reasons electrical component undergo variable technical diagnosis systems. These diagnosis methods make it possible to estimate the condition of a high-voltage electrical component. The main aim is to make a possibly accurate estimation of the remaining service life of a component. This would make it possible to provide a continuous power supply with no interruptions, via a preterm switch over alternative supply possibilities or it would allow the abortion of the operation of the component.
In this diploma thesis is the phenomenon of Partial Discharges (PD) analyzed. The PD-Diagnosis is one of the many methods of technical diagnosis that allows, by means of non-destructive test processes and Online-Monitoring the estimation of the condition and the remaining service life of a component.
At the beginning of this thesis is made a description of the physical processes that occur by the appearance of Partial Discharges. Further paths are shown how PD can be observed, measured and used for estimation.
Beside of the comparison of the classical and non-conventional methods of PD diagnosis on cable systems, a section is included with the common used methods and appendages for an estimation of the remaining life of high-voltage component. These methods are based on Data that mainly rely on the technical diagnosis. PD-Diagnosis is one of these technical Diagnosis methods and it's the main issue of this thesis.
PD-Diagnosis has always been a Field of Research because of its importance for electricity supply. It is generally doesn't comply with any absolutely valid standards. Because of that PD-Diagnosis demand, among the technically gained Data, the skills of the evaluating person or expert gained through the years of experience.

Inhaltsverzeichnis

1. Einführung 1
2. Teilentladungen 3
   2.1 Allgemeines über Entladungen 3
   2.2 Wie entstehen Teilentladungen 4
   2.3 Innere Entladungen und Oberflächenentladungen 7
   2.4 Äußere Entladungen, Koronaentladungen 13
   2.5 Teilentladungen in Gasen 18
   2.6 Teilentladungen in Flüssigkeiten 19
   2.7 Teilentladungen in festen Isolierstoffen 20
3. Einführung in die TE-Messtechnik 22
   3.1 Der TE-Messkreis 23
      3.1.1 Stand der Technik und Verschiedene TE-Messschaltungen 26
   3.2 Kalibrierung und Messbare Ladung Qm 28
      3.2.1 Kalibrierimpulse 29
      3.2.2 Kalibrieren der TE-Messeinrichtung 31
      3.2.3 Kalibrieren im vollständigen Prüfkreis 32
   3.3 Messimpedanz, Ankopplungsvierpol 33
   3.4 Energie eines TE-Impulses 35
   3.5 Zeitlicher Verlauf und Spektrum von Teilentladungen 36
      3.5.1 TE-Ladungsmessegräte 38
      3.5.2 Integration im Frequenzbereich 38
      3.5.3 Begrenzt breitbandiges und Breitband Messsystem 39
      3.5.4 Schmalbandsystem 41
      3.5.5 Integration im Zeitbereich bei sehr breitbandigen Systemen 43
      3.5.6 Zusammenfassende Beurteilung der Messgeräte 46
   3.6 Störquellen und Maßnahmen zur Störunterdrückung 47
      3.6.1 Zusammenfassung der Störunterdrückungsmaßnamen 49
4. Teilentladungsmessungen an Kabeln 52
   4.1 Aufbau und Eigenschaften kunststoffisolierter Kabel 52
   4.2 Allgemeines über TE bei den üblichen Kabeltypen 53
   4.3 Entwicklung der TE-Messtechnik an Kabeln 57
      4.3.1 Herausforderungen bei der TE-Messung an Kabeln 58
      4.3.2 Reflexionen und Überlagerungserscheinungen 59
   4.4 Ortung von Teilentladungen 63
      4.4.1 TE-Ortung nach dem Impulsabstandverfahren 64

4.5 Konventionelle TE-Auskopplung und Messkreise ... 67
4.6 Nichtkonventionelle Feldkopplung ... 69
4.6.1 Synchrone Mehrstellen TE-Messung an allen drei Phasen mittels HF Trafos ... 70
4.6.2 Kapazitive Sensoren ... 70
4.6.3 Richtkopplersensoren ... 72
4.6.4 Induktive Sensoren ... 74
5. TE-Diagnose und Lebensdauerabschätzungsansätze ... 76
5.1 Alterung elektrischer Betriebsmittel durch Belastung und Beanspruchung ... 76
5.1.1 Elektrische Alterung ... 79
5.1.2 Multistress Alterung ... 81
5.2 Möglichkeiten der Bewertung und Zustandsanalyse elektrischer Betriebsmittel ... 82
5.2.1 Technische Diagnostik ... 83
5.2.2 Akustische Verfahren ... 84
5.2.3 Optische und visuelle Verfahren ... 85
5.2.4 Teilentladungsdiagnostik ... 85
5.2.5 Rechnerische Wege der Zustandsbewertungen ... 90
5.2.6 Zusammenfassung der Bewertungsverfahren ... 91
5.3 Mathematische Alterungsmodelle ... 93
5.3.1 Thermisches Einzelfaktor-Alterungsmodell ... 94
5.3.2 Elektrisches Einzelfaktor-Alterungsmodell ... 95
5.3.3 Alterungsmodelle auf Basis statistischer Untersuchungen ... 98
5.3.4 Betrachtungen zu den Alterungsmodellen ... 100
5.4 Statistische Untersuchungen und ihre Größen ... 100
5.4.1 Ausfallswahrscheinlichkeit F(t) und die Ausfallwahrscheinlichkeits- dichte f(t) ... 101
5.4.2 Zuverlässigkeit R(t) (Überlebenswahrscheinlichkeit) ... 102
5.4.3 Ausfallsrate ... 103
5.4.4 Risiko Γ(t) ... 104
5.4.5 Allgemeines über Implementierung der Statistiken für die Zustandsbewertung ... 105
5.5 Zustandsbeurteilung kunststoffisolierter Kabel ... 106
5.5.1 Alterung kunststoffisolierter Kabel ... 106
5.5.2 Alterungsparameter Temperatur ... 107
5.5.3 Alterungsparameter Spannung ... 108
5.5.4 Diagnosemethoden an kunststoffisolierten Kabeln ... 110
5.5.5 Alterungsversuche und - Modelle kunststoffisolierter Kabel ... 111
5.5.6 Beispiel eines Versuchs mit Kabel ... 114
5.5.7 Beispiel der Abschätzung der Ausfallsrate ... 117
6. Laboraufbau und Messungen ... 119
6.1 Der TE-Prüfkreis ... 119
6.1.1 Die Geräte ... 120
6.2 Messungen ... 122
6.2.1 Spitze-Platte Anordnung, Äußere Entladungen ... 123

6.2.2 Kugel-Platte Anordnung, Gleitentladungen ... 125
6.2.3 Hohlraum ohne Kontakt zu Elektrode ... 126
6.2.4 Hohlraum mit Kontakt zu Elektrode ... 129
6.3 Messungen bei Arsenal Research ... 130
Zusammenfassung ... 133
Abbildungs- und Tabellenverzeichnis ... 134
Literaturverzeichnis ... 136

1. Einführung

Eine täglich zuverlässige Energieversorgung ist heutzutage, besonders in den Industrieländern, für jedes Individuum eine Selbstverständlichkeit. Mehr als die privaten Haushalte sind die Industriebtriebe an eine unterbrechungsfreie Energieversorgung gebunden. In diesen Fällen kann eine kurze Unterbrechung der Energielieferung enorme finanzielle Verluste als Folge haben, da sie an eine Produktionseinstellung gebunden sein kann.
Eine besondere Herausforderung für die Elektrizitätsunternehmen stellt die zur Zeit zunehmende Auslastung der Netze dar. Damit wird es zunehmend wichtiger, genauere Informationen über den Zustand und über die restliche Lebensdauer ihrer Betriebsmittel im Netz zu erhalten, um die geforderte und für den Kunden gewohnte Versorgungssicherheit aufrecht erhalten zu können.
Es wird versucht anhand verschiedener Messverfahren und Online-Monitoring Systemen, also zerstörungsfreie Testmethoden, Technische Diagnosemessungen zur Bestimmung der elektrischen Festigkeit durchzuführen, um sich anbahnende Fehler vor Eintritt (in Frühstadium) zu erkennen. Damit wäre im besten Fall ein unterbrechungsfreies Umschalten auf alternative Versorgungswege durchführbar um so finanzielle Verluste des EVU aus potentiellen Vertragsstrafen oder durch den Wegfall von Durchleitungsentgelten zu verhindern und den ungestörten Betrieb aufrecht zu erhalten, sowie die einzelnen Komponenten optimal bis an die Lebensdauergrenze zu nutzen.
Das Teil einer elektrischen Anlage die die wichtigste Rolle für dessen einwandfreie Funktion hat ist das Isoliersystem, welches der Alterung, also der Abnahme der Spannungsfestigkeit über der Zeit, hervorgerufen durch Einflussparameter, ausgesetzt ist.
Die Teilentladungsdiagnostik (kurz TE-Diagnostik) stellt eine der Methoden der technischen Diagnostik dar, die es mittels zerstörungsfreier Prüfverfahren und Online-Monitoringsystemen erlaubt, eine Zustandsbewertung des Isolationssystems und eine Lebensdauerabschätzung des betrachteten Betriebsmittels durchzuführen.
Neu errichtete Anlagen werden vor der Inbetriebnahme einer TE-Messung und Anlagen in Betrieb TE-Diagnosemessungen unterzogen um rechtzeitig Fehler zu erkennen. Die Daten die bei einer TE-Messung gewonnen werden dienen nachher als Ausgangsdaten für die nächsten Messungen desselben Betriebsmittels um bei etwaigen Änderungen im TE-Bereich, Fehler im Vorfeld rechtzeitig zu erkennen.
Da die zum Teil vorgefertigten Einzelkomponenten wie z.B. Aktivteile von Muffen oder Endverschlüssen bei Kabelanlagen, aber auch die Kabelteillängen, schon im Werk vorgeprüft wurden und als TE-frei eingestuft werden können, ist bei der qualitätssichernden TE-Messung der einwandfreie Zustand des vor Ort montierten Gesamtsystems nachzuweisen.
Im allgemeine wird versucht, anhand der Messungen gewonnenen Daten, Rückschlüsse auf den Zustand und die Ausfallwahrscheinlichkeit des Betriebsmittels zu ziehen. Bei Anlagen die im betrachteten Netz in hoher Anzahl vertreten sind, kann das mittels des mathematischen Werkzeugs der Statistik gemacht werden, welches erlaubt, anhand von repräsentativen Stichproben auf eine Gesamtmenge zurückzuschließen. Die Abschätzung der Ausfallwahrscheinlichkeit wird mit Hilfe von Betriebsstatistiken und Datenbanken

gemacht, die die Parameter und Eigenschaften der Betriebsmittel sowie die Daten der Instandhaltung berücksichtigen.
In dieser Arbeit wird anhand der Grundlagen des Phänomens der Teilentladungen und der verschiedenen Verfahren zur TE-Messung für verschiedene Betriebsmittel der Energietechnik, die möglichen Wege und Ansätze für eine qualitativ und quantitativ begründete Lebensdauerabschätzung von Hochspannungskomponenten dargestellt.
Durch abschließende Labormessungen werden zumindest qualitativ die vorher beschriebenen Methoden der konventionellen TE-Messung mit verschiedenen Anordnungen ergänzt.

2. Teilentladungen

2.1 Allgemeines über Entladungen

Eine der wichtigsten Aufgaben der Hochspannungstechnik ist es die elektrische Festigkeit der in ihr eingesetzten Betriebsmittel nicht zu überschreiten indem man die elektrische Beanspruchung gering zu halten versucht. Anders ausgedruckt, es ist für die störungsfreie Funktion von elektrischen Betriebsmitteln die Aufrechterhaltung des Isolationsvermögens notwendig.
Abhängig von der elektrischen Beanspruchung der das Betriebsmittel ausgesetzt wird, muss dasselbe eine dementsprechende elektrische Festigkeit erweisen. Eine Überbeanspruchung kann einen elektrischen Durchschlag als Folge haben. Unter elektrischer Überbeanspruchung zählen Spannungsschwankungen oder stoßartige Betriebsspannungsüberhöhungen, Schaltüberspannungen oder auch Blitzstoßüberspannungen. Das Kriterium einer hohen elektrischen Festigkeit ist jedoch nicht immer erfüllt und als Folge versagt das Isoliermaterial wegen der eintretenden Entladungen die im Extremfall einen Durchschlag als Folge haben.
Entladungen treten in alle Arten von Isoliermedien auf, wobei die Entladungsmechanismen je nachdem in was für ein Isoliermedium sie auftreten, als Entladungen in Gasen, Flüssigkeiten oder festen Stoffen unterschieden werden.
In dieser Arbeit wird der Begriff „Teilentladungen“ als eine bedeutende elektrische Größe für die Diagnose des Zustandes und Alterung eines Isoliermediums vorgestellt.
In der hochspannungstechnischen Terminologie unterscheidet man zwischen dem „vollkommenen“ und dem „unvollkommenen“ Durchschlag. Beim “vollkommenen“ Durchschlag bricht das Isolationsvermögen einer Isolierung nahezu vollständig zusammen, (die Elektroden werden niederohmig verbunden), und beim „unvollkommenen“ nur teilweise, es kommt zum „Teildurchschlag“. Im Folgenden wird die Abkürzung TE anstelle des Begriffes „Teilentladungen“ verwendet.
Das Auftreten von Teilentladungen ist charakterisiert durch lokale Erhöhungen der elektrischen Feldstärke im Bereich von Inhomogenitäten des betroffenen Isoliermediums. Dabei ist die Höhe der Feldstärke durch die angelegte Spannung, Konstruktion des Isoliermediums und vom in der Fehlerstelle herrschenden Druck- und Temperaturverhältnissen abhängig.
Teilentladungen beinträchtigen die kurzzeitige elektrische Festigkeit oft nicht, aber bei organischen Isolierstoffen führen Teilentladungen oft zu einer dramatischen Senkung der Lebensdauer, da jeder Teildurchschlag zur fortschreitenden Bildung von Spalten und Erosionen beiträgt das auch „treeing“ genannt wird (Abb. 2.2) Erosionen können in Feststoffisolatoren bei einer Langzeitbeanspruchung auftreten (Erosions- oder Teilentladungsdurchschlag) und bei flüssigen Isolierstoffen führen Teilentladungen zur Bildung von Spaltgasen. Deswegen sind TE ein Maß für die Beurteilung des Isolationsqualität neuer Isoliermaterialien, des Isolationszustandes und der Restlebensdauer.
Stellen Teilentladungen einer bestimmten Stärke und Dauer bei den meisten anorganischen Feststoffisoliersystemen wie Keramik oder Glas nur eine geringe Beeinträchtigungen des Isoliervermögens dar, so können Entladungen der gleichen

Intensität und Einwirkungsdauer vor allem bei organischen Isoliersystemen eine dauerhafte Schädigung des Isoliermaterials und somit eine Herabsetzung der Isolationsfestigkeit hervorrufen.
Bis heute ist die Frage noch ungeklärt, welche genauen quantitativen Zusammenhänge zwischen der gemessenen TE-Quantität und der Restlebensdauer eines Isolierstoffes bestehen.
In den folgenden Abschnitten werden Teilentladungen ausführlich beschrieben. Es werden die physikalischen Gründe die hinter deren Entstehung liegen untersucht, dann wird gezeigt wie man diese durch spezielle Anordnungen erfassbare Größe wahrnimmt, und wie man dadurch beurteilen kann, ob das Isoliermaterial den festgelegten Normen entspricht oder nicht. Mit Hilfe der Teilentladungsdiagnostik und ihren Methoden kann auf Grund der auftretenden Intensität und der Art der Teilentladungen eine Abschätzung des Zustands der untersuchten Isoliersysteme durchgeführt werden. Die Ortung und die Bestimmung der Intensität können auf mehreren Wegen, durch elektrische, akustische und optische Methoden erfolgen.

2.2 Wie entstehen Teilentladungen

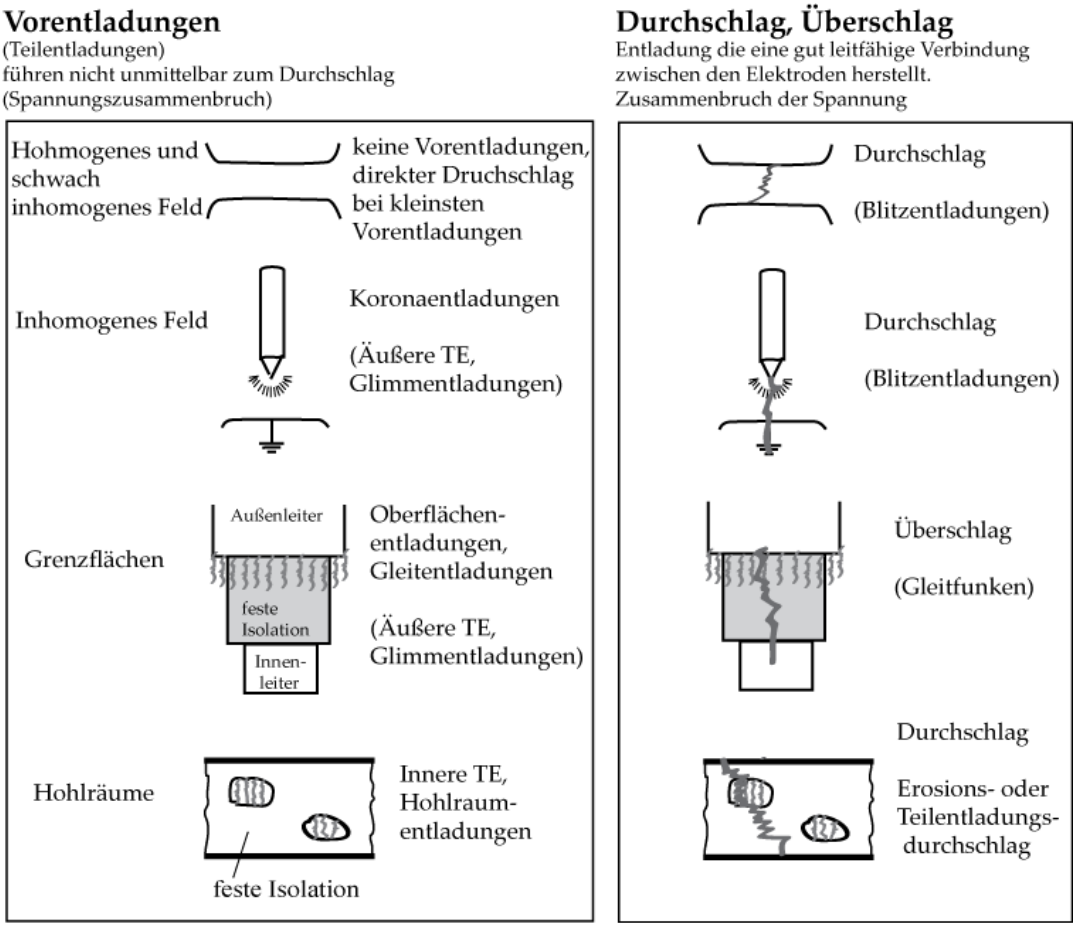


Abb. 2.1 Erscheinungsformen von Gasentladungen, Begriffe

Die Phänomene die die elektrische Festigkeit verschiedener Isoliermaterialien durch das Auftreten von Teilentladungen beeinflussen sind am besten durch die Erklärung der Vorentladungsmechanismen (der Begriff Vorentladung ist die allgemeinere Form von Teilentladung) bei Gasen darstellbar. Das, weil sowohl bei Feststoffisolierungen als auch bei anderen Isolatoren, meistens in Hohlräumen im Dielektrikum oder auch in Grenzflächen zwischen zwei verschiedene Dielektrika die Gründe für die Entstehung von Vorentladungen liegen.
In Abb. 2.1 sind einige Anordnungen gezeigt um den Unterschied zwischen Vorentladungen und Durchschlag zu erläutern. Vorentladungen führen nicht immer zum Durchschlag.
Ein Durchschlag überbrückt die gesamte Isolationsstrecke und die Spannung fällt zusammen, genauer gesagt bricht sie auf die verbleibende Lichtbogenspannung ein. Er kommt vor bei inhomogenen und schwach inhomogenen Feldern bei Erreichen einer bestimmten Spannung, genannt „Zündspannung oder „Durchschlagspannung".
Bei stark inhomogenen Feldern entstehen TE wegen lokalen Feldstärkeüberhöhungen oder Feldverdrängung, z.B. an leitfähigen unter Spannung stehenden scharfen Kanten oder Spitzen von metallenen Oberflächen.

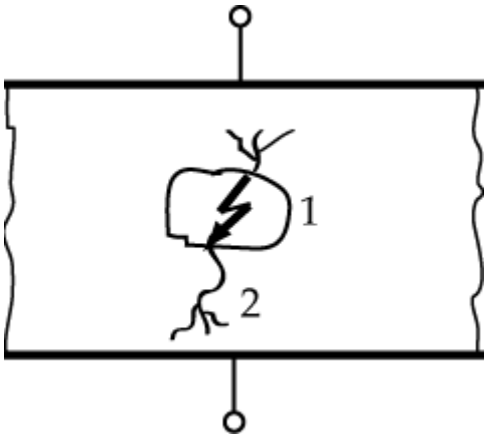


Abb. 2.2__1-Hohlraum, 2-Treeing

Praktisch findet eine Teilentladung immer in einem gasförmigen Dielektrikum statt, bei Feststoffisolierungen sind dass Hohlräume, Gasblasen bei flüssigen Isolierstoffen oder bei Grenzflächen zwischen zwei Isoliermaterialien mit unterschiedlichen dielektrischen Eigenschaften. Ein Hohlraum (Lunker) hat i. a. im Vergleich zum Feststoff eine niedrigere Dielektrizitätszahl ε_r und somit herrscht dort eine höhere elektrische Feldstärke als beim umgebenden Material. Hinzu kommt, dass der Gasdruck in diesen Einschlüssen sehr niedrig ist, wodurch die Durchschlagsfestigkeit ebenfalls herabgesetzt wird, (Paschengesetz).
Abhängig von der Anordnung und der Stelle wo sie entstehen, werden TE in Innere Entladungen, Oberflächenentladungen und Äußere Entladungen (Koronaentladungen an Gasisolierten Spitzen) klassifiziert, (Abb. 2.3).
Eine wesentliche Rolle spielt dabei die Art der Belastungsspannung, es zeigt sich nämlich ein unterschiedliches Verhalten zwischen Wechsel-, Gleich- und Stoßspannung. In dieser Arbeit beschäftigen wir uns mit den technisch Bedeutenderen, d.h. Wechselspannung. Sie ist technisch bedeutender weil sowohl bei der Erzeugung als auch bei der Übertragung und Verteilung überwiegend das Drehstromsystem eingesetzt wird.

Zwei wichtige Kenngrößen, bei der Beobachtung der Entstehung von TE bei unter Spannung stehenden Prüflingen, wie wir im nächsten Kapitel Messtechnik sehen werden, sind die *Teilentladungs- Einsetzspannung Ue,* und *Teilentladungs- Aussetzspannung Ua*.
Die *TE-Einsetzspannung Ue* ist die niedrigste Spannung, bei der im Prüfkreis Teilentladungen beobachtet werden, wenn die Spannung am Prüfling von einem niedrigeren Wert kommend, bei der keine Entladungen beobachtet werden, allmählich gesteigert wird. Die *TE-Aussetzspannung Ua* ist die niedrigste Spannung, bei der im Prüfkreis noch Teilentladungen beobachtet werden, wenn die Prüfspannung von einem über der Einsetzspannung liegenden Wert, bei der Entladungen beobachtet werden, allmählich gesenkt wird.

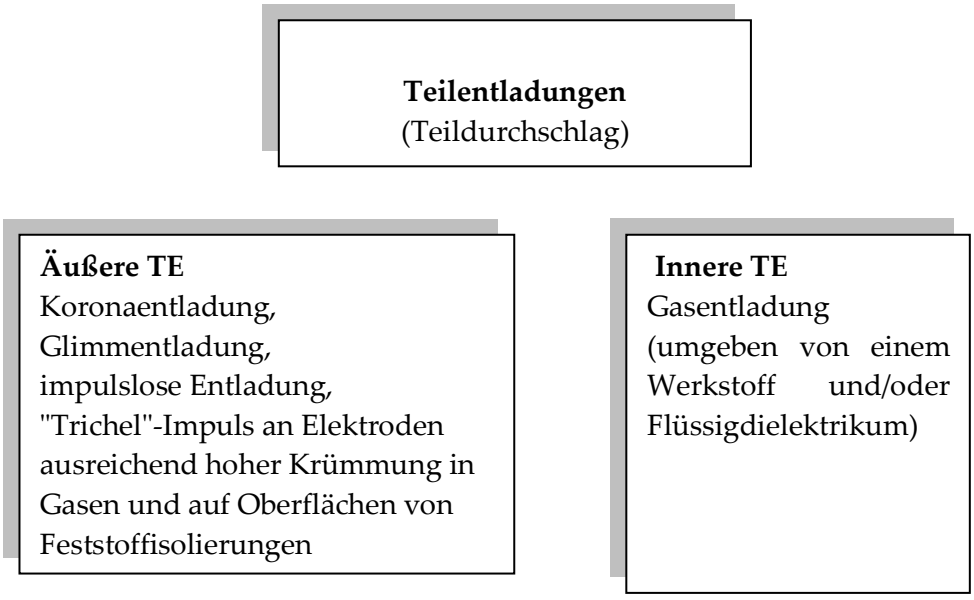


Abb. 2.3 Klassifizierung von TE

Obwohl Teilentladungen nur geringe Energiemengen aufweisen, können sie zu fortschreitender Verschlechterung der elektrischen Eigenschaften von Isolierstoffen führen.
Teilentladungen in Hohlräumen fester Isolierstoffe führen bei Anlegen einer Wechselspannung an der Übergangsfläche zwischen Hohlraum und Isolierstoff zur funkenerosiven Zerstörung, (Abb. 2.2).
Mit der Zeit wachsen durch diese Zerstörungen Teildurchschlagskanäle zwischen den Elektroden (Alterung), welche in der Folge den Durchschlag einleiten.
Äußere Teilentladungen an stark gekrümmten Elektroden spielen in der Praxis keine wesentliche Rolle bei Schädigungen von Isolierungen. Sie finden fast ausschließlich an Bereichen statt, wo Luft als umgebendes Medium ist. Sie sind aber wegen ihrer Rolle als hochfrequente Störungsquelle und auch wegen ihrem Energieumsatz durch sogenannte „Korona Verluste“ von Bedeutung.
Bei Teilentladungsmessungen werden außerdem Signale erfasst, die zum sogenannten „Grundstörpegel“ zählen und die nicht von Vorentladungen in der Isolation selbst stammen, sondern Störsignale sind die in die Leitungen des Messkreises von außen eingekoppelt, oder durch Scharfe Kanten und lockere Verbindungen im Messkreis selbst entstanden sind. Diese Signale erfordern besondere Maßnahmen zur deren

Unterdrückung, was nur bis zu einem gewissen Grad möglich ist. Der Anteil der nicht gefiltert werden kann, bestimmt den Betrag der Größe mit der gemessen wird, ab der eine Messung verwertbare Messdaten liefert, die mit Sicherheit aus TE im getesteten Isoliermaterial stammen. Für die Senkung des Grundstörpegels auf ein niedriges Niveau muss ein hoher technischer Aufwand getrieben werden (Kapitel 3.6).

2.3 Innere Entladungen und Oberflächenentladungen

Die Abb. 2.1 & Abb. 2.4 geben einen Überblick über die verschiedenen Anordnungen mit möglichen Teilentladungen.

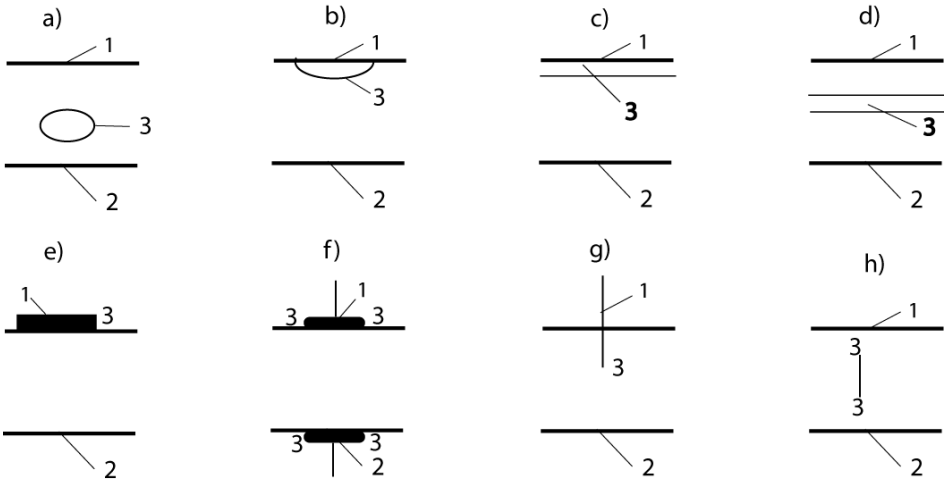


Abb. 2.4 Typische Anordnungen mit Teilentladungen [2]

a) Feststoff-Isolierung mit gasgefülltem Hohlraum (z.B. Gießlunker in einer Epoxidharz oder Spritzlunker in einer Polyäthylen-Isolierung)

b) Oberflächenlunker, der z.B. durch partielle Ablösung der Isolierung von der Elektrode entsteht

c) Spalt zwischen Feststoff-Dielektrikum und Elektrode

d) Spalt innerhalb des Dielektrikums

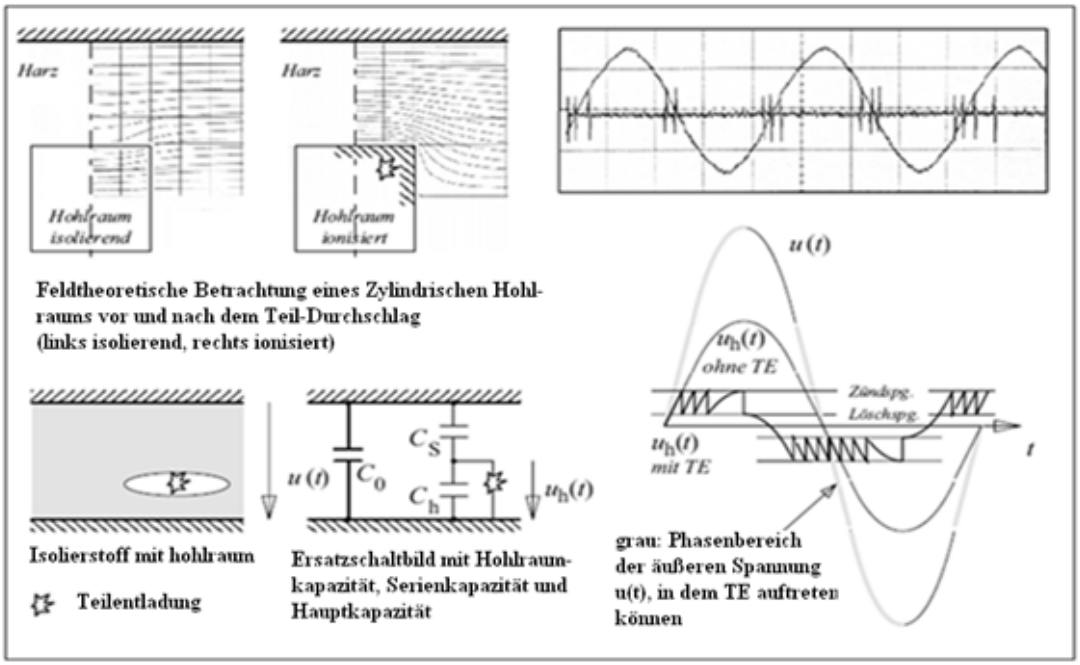
e) Teilentladungen parallel zur Feststoffoberfläche „Glimmentladungen“, Entladungen an Elektrodenenden

f) Teilentladungen parallel zur Feststoffoberfläche „Glimmentladungen“, Entladungen an Elektrodenenden

g) Anordnung mit starker örtliche Feldüberhöhung, durch bereits vorhandene Teildurchschlage zerstörte Feststoff-Isolierungsstruktur

h) Anordnung mit starker örtlicher Feldüberhöhung, durch bereits vorhandene Teildurchschlage zerstörte Feststoff-Isolierungsstruktur

Ähnliche Anordnungen lassen sich auch für flüssige Isolierstoffe zusammenstellen, wie z.B. Ölisolierungen. Der Gasraum einer Fehlstelle im Inneren eines Dielektrikums kann mit einer Elektrode verbunden sein oder völlig von Isolierstoff umgeben sein, was auch einen Effekt bei der Entstehung von TE hat (mehr dazu im Kap.6).



Innere Teilentladungen in einem gasgefüllten Hohlraum
Oben: Feldtheoretisches Modell mit Äquipotentiallinien vor und nach dem TE-Ereignis (links und rechts) mit gemessenen Prüfspannungsverläufen und TE-Impulsen (ganz rechts)
Unten: Netzwerkmodell für eine Gasblase oder einen Lunker (links). Äußere Spannung u(t) und Hohlraumspannung uh(t) ohne TE sowie beim Zünden und Verlöschen der TE

Abb. 2.5 Innere TE in einem gasgefüllten Hohlraum [7]

Abb. 2.5 zeigt ein Dielektrikum mit innerer Fehlstelle und rechts die Spannungsverläufe. Abb. 2.6 zeigt das zugehörige klassische kapazitive Ersatzschaltbild.

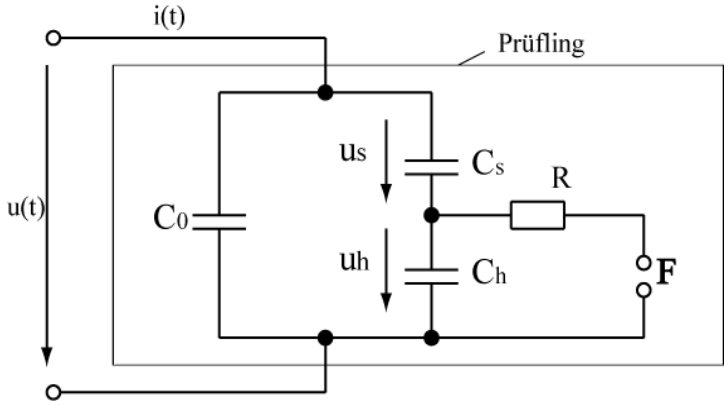


Abb. 2.6 Ersatzschaltbild eines Hohlraumkapazitäts [2]

Für die Erklärung von Teilentladungen wurde schon sehr früh der Weg benützt, Ersatzschaltbilder für Anordnungen mit Teilentladungen zu entwickeln. Im Jahre 1932 haben Gemant und v. Philippoff das einfachste und zugleich nützlichste Ersatzschaltbild für innere Teilentladungen aufgestellt, das im Abb. 2.6 dargestellt ist.
Die physikalische Entwicklung und zeitliche Verlauf von TE hängen stark vom jeweiligen Isoliersystem und seiner Gestaltung ab. In jedem Fall findet am Ort der Fellstelle eine schnelle Umschichtung von elektrischen Ladungen statt, die in der Regel durch Ionisationsprozesse entstanden sind.
Vor und nach dem Teildurchschlag im Hohlraum ergeben sich *Feldveränderungen*, die mit *Ladungsverschiebungen* im Hohlraum und an den äußeren Elektroden verbunden sind.
Durch die folgende Bewegung dieser Ladungen im elektrischen Feld entsteht ein Elektrodenstrom.
Um eine quantitative Erklärung zu machen wäre die Frage zu beantworten, was an den dielektrischen Grenzflächen eines Gaseinschlusses nach dem Durchbruch der Gasstrecke und dem Erlöschen der Entladung geschieht. Aus Modelluntersuchungen ist bekannt, dass Zündspannung und Zündmechanismus nahezu unabhängig davon sind, ob metallische Elektroden oder dielektrische Grenzflächen vorliegen. Weiter ist bekannt, dass für gasgefüllte Hohlräume durchaus die aus der Physik des Gasdurchschlags bekannten Zusammenhänge gelten, gekennzeichnet durch die Begriffe „Townsend Entladung“ und „ Paschenkurve “(Paschengesetz, Zusammenhang zwischen Durchschlagspannung und Druck *Abstand).
Die Abb. 2.5 (oben, links) betrachtet die Veränderungen im Hohlraum vor und nach einer TE. Da die geometrischen Verhältnisse fast immer unbekannt sind, sind quantitative Rechnungen unmöglich. Was man aber sehen kann ist, dass es nach einem Teildurchschlag eine Feldumbildung durch die wahren Ladungen auf beiden elektrischen Grenzflächen im Hohlraum erfolgt. Da aber die Äquipotentialflächen nicht exakt mit den Hohlraumoberflächen übereinstimmen, ist die Zuordnung von Kapazitäten nur näherungsweise möglich.
Deswegen stellt das Ersatzschaltbild (Abb. 2.6) eine Annäherung an den Aufbau eines Hohlraums dar. Die Frage, ob und in welchem Umfang die Verluste und Entladungen in einem Teildielektrikum zur Alterung der Isolierung beitragen, ist noch nicht geklärt. Feldbetrachtungen und numerische Feldberechnungen führen zu keiner quantitativen ohne weiteres auswertbaren Beziehungen.
Im Folgenden wir versucht anhand Abb. 2.5 und Abb. 2.6 die TE-Entstehung und die qualitativen Zusammenhänge und Abhängigkeiten zu erklären, die sich bei Anlegen einer Wechselspannung ergeben. Wieso kommt es zu einem Teildurchschlag, und in welcher Beziehung zueinander stehen die Spannung am Prüfling und die Spannung an der Fehlerstelle. Durch die Entladung werden Ladungsmengen verschoben, welche als ein Impulsförmiger Strom messbar sind.
C_h symbolisiert die Kapazität eines gasförmigen Einschlusses (Hohlraum, Lunker, Fehlerstelle) in einem festen oder flüssigen Isolierstoff und stellen die Teilentladungszone, die bei einer Zündspannung U_z durchschlägt, dar.
C_s steht für die resultierende Kapazität des in Serie mit dem gasförmigen Einschluss liegenden gesunden Teil des Dielektrikums, und C_o symbolisiert die parallel zur Serienschaltung von C_h und C_s liegende vergleichsweise große Prüflingskapazität und erfasst den weitgehend unbeeinflussten Teil des Dielektrikums. Er entspricht nahezu der Gesamtkapazität der Isolieranordnung.

Die Funkenstrecke F parallel zu C_h veranschaulicht, dass der gasförmige Einschluss beim Erreichen einer ausreichend hohen Zündspannung U_z durchschlägt. Die durch die Funkenentladung bewegten Ladungsträger können in die serielle Zone hinein driften.
Man könnte auch in Reihe mit der Funkenstrecke einen Widerstand R einzeichnen, der den Widerstand des Entladungskanals nach Ansprechen der Funkenstrecke deuten soll, was aber in diesem Inhalt überflüssig wäre.
Abb. 2.5 (unten rechts) zeigt die Spanungsverläufe an den Teilkapazitäten des Ersatzschaltbildes des fehlbehafteten Dielektrikums, zusammen mit den Markierungen der TE-Einsetz- und Aussetzspannungen bzw. Zünd- und Löschspannung.
Solange keine Teildurchschläge auftreten folgt die Hohlraumspannung $u_h(t)$ der äußeren Spannung $u(t)$ entsprechend dem kapazitiven Teilerverhältnis aus C_s und C_h ohne Phasenverschiebung.
In dem Moment wo die Hohlraumspannung die Durchschlagspannung (auch Zündspannung) U_z überschreitet, vorausgesetzt es steht ein Startelektron zur Verfügung, bricht die Hohlraumspannung auf den Wert der Löschspannung U_L zusammen, also $\Delta U = U_Z - U_L$, d.h. der einzelne Teilentladungsvorgangwirkt wie eine Verschiebung der Spannungskurve um die Spannungsdifferenz ΔU nach unten. Dieser Spanungseinbruch entsteht als Folge der Entladung der Hohlraumkapazität C_h.
Da aber die an den Prüfling liegende Spannung und mit ihm proportional die Hohlraumspannung wieder steigt, wird die Zündspannung in einer Halbwelle mehrmals überschritten und so haben wir mehrere TE, wovon sich der spitzenförmige Verlauf der Hohlraumspannung ergibt. Diese Nachladung erfolgt also (bei Wechselspannung) mit ungeänderter Spannungsanstiegsgeschwindigkeit durch den kapazitiven Verschiebungs-strom, der über *C*s fließt.
Der Teildurschlag macht sich dann als ein TE-Strom bemerkbar der sich in der Regel dem netzfrequenten Verschiebungsstrom überlagert ist.
Je nach Höhe der Hohlraumspannung kann es bis zum Spannungsmaximum mehrfach zu Teilentladungen, d.h. zum Erreichen der Zündspannung, zum Spannungszusammenbruch und zum Verschieben der Spannungskurve um ΔU kommen. In der nächsten Halbwelle führt die mehrfache Verschiebung der Hohlraumspannungskurve zu einem sehr frühzeitigen Erreichen der Zündspannung, u.U. sogar schon vor dem Nulldurchgang der außen anliegenden Spannung u(t). D.h. immer wenn die Spannung am Hohlraum einen der Zündspannung entsprechenden Spannungshub hervorruft, findet die nächste Entladung statt. Innere Entladungen sind deshalb typischerweise im Bereich großer Spannungsänderungen in regelmäßigen Abständen mit gleichen Spannungshüben zu finden.
Da die Stromimpulse einen sehr raschen Anstieg haben, ist ihre Erfassung mit großen technischen Schwierigkeiten verbunden. Dieser Stromanstieg befindet sich im Bereich von Nanosekunden, d.h. die verwendeten Messgeräte müssen eine Bandbreite von ein paar Hundert MHz aufweisen.
In Abb.2.5 ist die Phasenlage der Teilentladungen durch graue Hinterlegung der Spannungskurve u(t) gekennzeichnet.

Aufgrund physikalischer Überlegungen gilt:

$$C_h \gg C_s \qquad (2.\ 1)$$

und häufig gilt die Relation:

$$C_0 > C_h \gg C_s \tag{2. 2}$$

Für den Verlauf der Spannung $u_h(t)$ und den Strom der durch den rechten Zweig fließt (Abb. 2.6) gilt:

$$i(t) = C_s * \frac{\partial u(t)}{\partial t} = C_h * \frac{\partial u_h(t)}{\partial t} \tag{2. 3}$$

und aus

$$Q_s = Q_h \tag{2. 4}$$

folgt

$$u(t) * \frac{C_h * C_s}{C_h + C_s} = C_h * u_h(t) \tag{2. 5}$$

mit 1) ergibt sich:

$$\frac{\partial u_h(t)}{\partial t} = \frac{C_s}{C_h} * \frac{\partial u(t)}{\partial t} \tag{2. 6}$$

Hier ist die Steilheit der Spannung an C_h der Steilheit der Klemmenspannung proportional, ein Beweis dafür dass die Hohlraumspannung die äußere Spannung folgt.
Wenn man nur den äußeren Spannungsverlauf (Klemmenspannung, Spannung an den Prüfling) betrachtet kann man zusammenfassen:

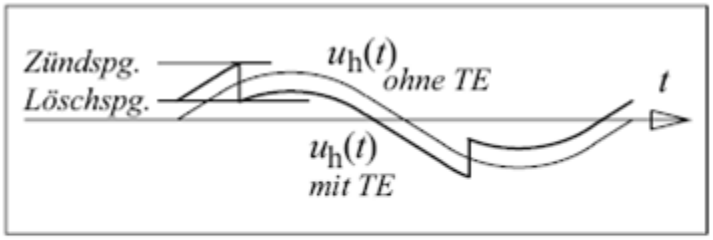
- Erreicht der Scheitelwert der Klemmenspannung die Einsetzspannung, so treten vereinzelt Teilentladungen auf. Dabei entlädt sich jeweils die auf U_Z aufgeladene Kapazität C_h.
- Ist der Scheitelwert der Klemmenspannung höher als die Einsetzspannung, so äußern sich die Teilentladungen in Impulspaketen.
- Die Impulspakete treten im Bereich des Nulldurchgangs auf.

Der Ladungsumsatz, wie wir im nächsten Kapitel sehen werden, ist nicht direkt messbar weil wir weder aus Gl.2.4 noch aus irgendeiner Beziehung die Teilverhältnisse der Kapazitäten bestimmen können. Der tatsächliche Ladungsumsatz

$$\Delta Q = C_h * \Delta u_h = C_h * U_d \tag{2. 7}$$

ist an den Klemmen des Prüflings nicht erfassbar.
Das Problem ist, dass C_h nicht bekannt ist und somit auch kein Teilverhältnis zwischen C_s und C_h bestimmt werden kann. Deswegen ist kein Rückschluss von der an den Prüflingsklemmen messbaren „Scheinbaren Ladung“ auf die „tatsächliche Ladung“ möglich.
Selbst wenn beim Steigern der Wechselspannung die erste Entladung im Bereich des Maximums stattfinden sollte, weil dort die Zündspannung Uz zuerst erreicht wird, ergeben sich wegen der Kurvenverschiebung schon in den folgenden Halbwellen Entladungen im Spannungsanstieg vor dem negativen bzw. positiven Maximum. Beim Absenken der Wechselspannung können die Teilentladungen weiter existieren, auch wenn der Scheitelwert der Hohlraumspannung den Wert der Zündspannung nicht mehr

erreicht. Durch die Verschiebung der Spannungskurve um ΔU in jeder Halbwelle wird die Zündspannung nämlich einmal je Halbwelle überschritten, Abb. 2.7. Theoretisch könnte der Teilentladungsaussatz (TEA) um 50 % unter dem Teilentladungseinsatz (TEE) liegen. Tatsächlich stellt man Absenkungen um 10 bis 35 % fest. Geräte müssen grundsätzlich so dimensioniert werden, dass die Betriebsspannung unter der Teilentladungsaussatzspannung liegt, damit Teilentladungen, die durch eine vorübergehende Überspannung gezündet wurden, bei Betriebsspannung wieder sicher verlöschen.



Existenz von Teilentladungen unterhalb der Teilentladungseinsatzspannung, d.h. ohne dass der Scheitelwert der Hohlraumspannung den Wert der Zündspannung erreicht.

Abb. 2.7 TE unterhalb Ue [7]

Die regelmäßige Entladungsfolge nach Abb. 2.5 (unten rechts) wird in der Praxis erheblich gestört. Bei niedrigeren Spannungen führt vor allem der Mangel an Startelektronen in kleinen Hohlräumen zu einer statistischen Streuung der Teilentladungseinsatzspannung. Erst bei höheren Spannungen ergibt sich ein regelmäßigeres Entladungsbild, weil Startelektronen durch die Ionisierung im Hohlraum verfügbar sind.

Das einfache Ersatzschaltbild nach Abb. 2.5 beschreibt die wirklichen Feldverhältnisse nur ungenau. Beispielsweise können die Leitfähigkeit des Isolierstoffs oder leitfähige Zersetzungsprodukte an der Oberfläche des Hohlraums zu einer Phasenverschiebung der Hohlraumspannung führen. Durch Diffusion leitfähiger Entladungsprodukte ist sogar eine vorübergehende Entlastung des Hohlraumes möglich.

Beim Einsatz der Teilentladung entstehen die Impulse nach dem Streamer Mechanismus, weil keine leitfähigen Elektroden für die Auslösung neuer Startelektronen zur Verfügung stehen. Dadurch ergeben sich Einsatzspannungen, die etwa um 10 % über dem nach Paschen zu erwartenden Wert liegen.

Die Halbwertsbreite (Rückhalbwertszeit) der Impulse ist mit einigen ns dementsprechend sehr kurz. Je nach Material werden die Hohlraumoberflächen durch Alterung aufgrund von Teilentladungen in einem Zeitraum von einigen Minuten bis zu einer Stunde so leitfähig, dass die Entladung vom Streamer- in den Townsend-Mechanismus umschlägt. Die Einsatzspannungen entsprechen dann dem Paschen-Gesetz. Die Halbwertsbreite der Impulse steigt für Schlagweiten von 0,1 bis 1 mm auf 80 bis 800 ns an. Da etwa die gleiche Ladung umgesetzt wird, ist die Stromamplitude wesentlich kleiner.

Bei Gleichspannung ist das Ersatzschaltbild aus Abb. 2.5 nicht mehr gültig. Die Nachladung der Hohlraumkapazität erfolgt vielmehr sehr langsam über die Isolationswiderstände des Dielektrikums. TE-Impulse treten deshalb nur in großen

zeitlichen Abständen und sehr unregelmäßig auf. Die erodierende Wirkung ist weitaus geringer als bei Wechselspannungsbeanspruchungen.
Oberflächenentladungen oder Gleitentladungen entstehen an der Grenzfläche zweier unterschiedlicher Isolierstoffe, z.B. Grenzfläche Glass/Feststoff, (Abb. 2.1 & Abb. 2.4).
Dabei kommt es insbesondere bei enger kapazitiver Kopplung der beanspruchten Grenzfläche an eine der Elektroden zu energiereichen Entladungen, die schon bei mäßiger Spannung große Isolierstrecken überbrücken und somit die Isolierstoffe beschädigen können.
In Abb. 2.4 e) und f) sind zwei Beispiele gegeben wo wir eine Luft-Strecke haben die in Analogie mit dem Fall des Hohlraums eines fehlerhaften Dielektrikums steht. Es ist diese Luft-Teilkapazität die entladen wird, deswegen können wir, um diese zu beschreiben, das Ersatzschaltbild für innere Teilentladungen (Abb. 2.6) verwenden.
Bei Oberflächenentladungen ergibt sich, durch die Beteiligung der Elektrode ein Polaritätseffekt.
Sie können bei erhöhter Spannung durch Ausbildung von Streamern große Längen überbrücken. Ein Streamerdurchschlag kann passieren falls die Streamerlänge dem Elektrodenabstand entspricht und genügend Elektronen vorhanden sind. Dadurch entstehen unregelmäßige Impulse mit großem Ladungsumsatz und Halbwertsbreiten von mehreren 10 ns.

2.4 Äußere Entladungen, Koronaentladungen

Koronaentladungen entstehen im Allgemeinen in einem stark inhomogenen Feld einer gasisolierten Anordnung wenn beim Steigern der Spannung die Zündspannung (Koronaeinsetzspannung) überschritten wird.
Äußere Entladungen sind Koronaentladungen an Spitzen, Kanten oder zylindrischen Leitern die in Luft außerhalb einer festen oder flüssigen Isolation sattfinden.
Abb. 2.8 zeigt eine häufig verwendete Anordnung zur Erläuterung der Entstehung äußerer Teilentladungen. Die Anordnung a) zeigt eine Spitze Platte als einzelne Entladungsstelle und b) eine koaxiale Funkenstrecke als Anordnung für den Mechanismus von mehreren parallel geschalteten Entladungsstrecken.

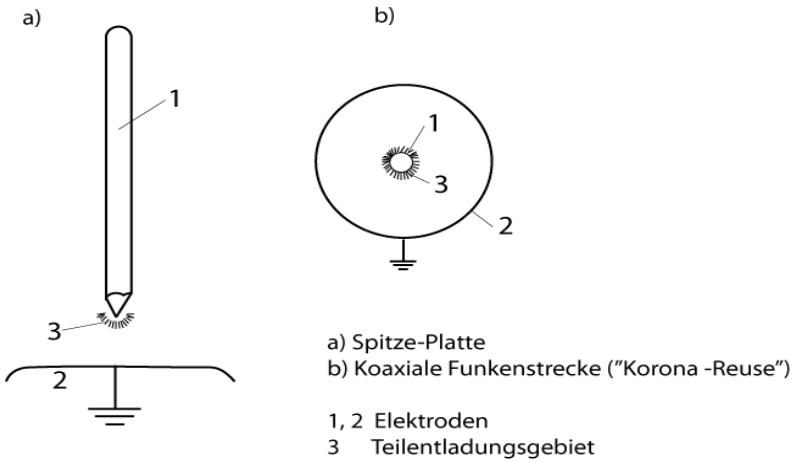


Abb. 2.8 Typische Anordnungen mit äußeren Teilentladungen [2]

Bei Wechselspannung treten Entladungen im Bereich des Spannungsmaximums auf, solange die Spannung höher ist, als die „Koronaeinsetzspannung“, Abb. 2.9.
Wegen des Polaritätseffekts ist die Zündspannung an der negativen Spitze geringer als an der positiven Spitze. Beim Spannungs- und TE-Verlauf im Abb. 2.9 sieht man dass die Entladungen wenn die Spitze an Hochspannung liegt im negativen Maximum auftreten, und im zweiten Fall wenn die Spitze an die Erde verbunden ist, treten die TE in der positiven Halbwelle, wieder im Maximum, auf. Mann kann in beiden Fällen, Entladungen in beiden Halbwellen gleichzeitig beobachten wenn man die Spannung so weit erhöht dass auch bei positiver Spitze die Koronaeinsetzspannung überschritten wird.

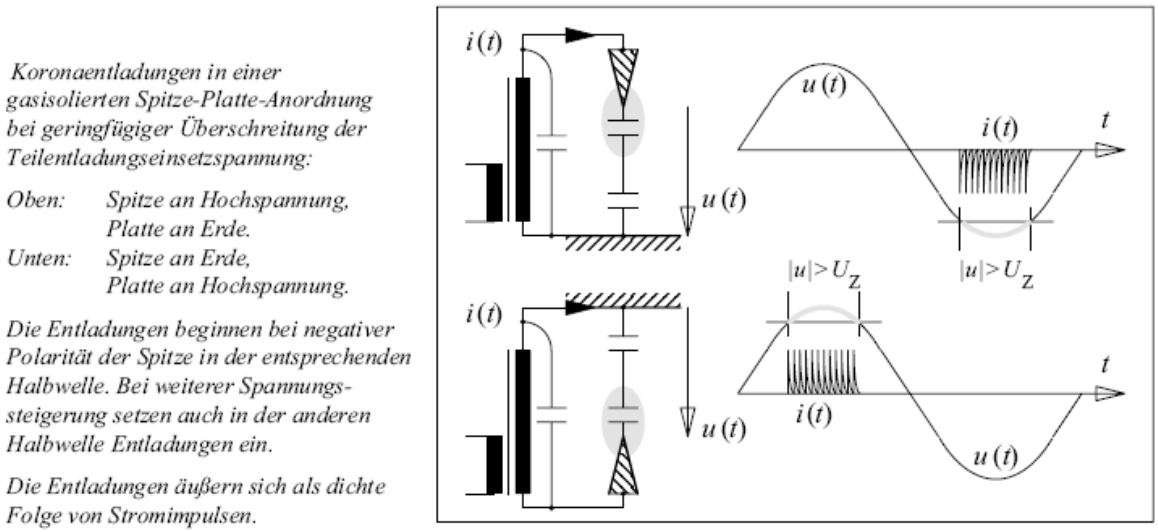


Abb. 2.9 Koronaentladungen in einer gasisolierten Spitze-Platte Anordnung [7]

„Polaritätseffekt:
Bei negativer Polung der Spitze verstärkt die Raumladung der positiven Ionen das Feld vor der Spitze, während das im übrigen Raum homogenisiert wird. Der Koronastrom ist deshalb deutlich stärker als bei positiver Spitze. Außerdem ist die Koronaeinsetzspannung kleiner.
Bei positiver Spannungspolarität liegt die positive Raumladung vor der geerdeten Platte und erhöht dort die Feldstärke. Im übrigen Gebiet ist ohnehin die Feldstärke hoch (Spitzenwirkung), daher tritt der Durchschlag eher, d.h. schon bei niedriger Spannung, ein.“

Die Teilentladungen sind eine dichte Folge von Stromimpulsen, die eine Teilkapazität der Entladungsstrecke entladen, C_h in Abb. 2.10, und die als Stromimpulse i(t) in Erscheinung treten. Nach einem Impuls müssen erst die bei der Entladung gebildeten Raumladungen rekombinieren oder wegdriften, ehe eine weitere Entladung zünden kann, so dass eine relativ regelmäßige Folge von Impulsen entsteht.
Das Ersatzschaltbild für äußere TE in Abb. 2.10 unterscheidet sich vom Ersatzschaltbild für innere TE (Abb. 2.6) dadurch, dass wir Anstelle von C_s, ein in Serie mit C_h liegenden ohmschen Widerstand R_s haben. Da auch hier die impulsförmigen Teilentladungen in der Gasstrecke (Luft oder ein anderes Gas) stattfinden, bleibt C_h als Bezeichnung für die Kapazität der TE-Stelle um auch einen direkten Vergleich mit dem Ersatzschaltbild für

innere TE zu machen. Die von der Spitze gebildeten Ladungsträger wandern in den Feldraum und führen dort zu einer gewissen Leitfähigkeit, die im Ersatzschaltbild durch R_S dargestellt wird. C_0 ist wieder wie vorher die durch die Anordnung gegebene Parallelkapazität.

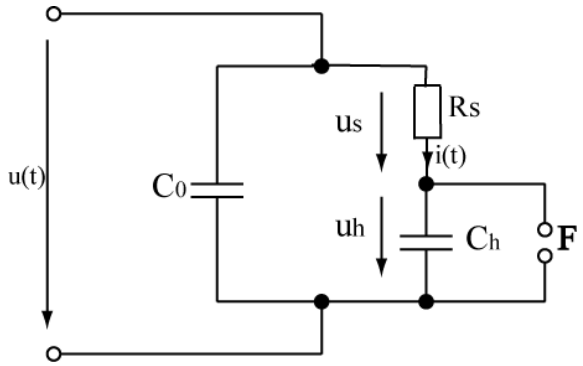


Abb. 2.10 Ersatzschaltbild für die Anordnung Abb.2.8 a) und b) [2]

Das Ersatzschaltbild erklärt die Tatsache, dass äußere TE weitgehend abhängig vom Augenblickswert der Hochspannung auftreten. Wenn man sie zusammen mit dem Spanungsverlauf in Abb. 2.9 beobachtet, sieht man dass TE nur in Bereichen stattfinden bei denen die Hochspannung über der Zündspannung U_Z liegt, die Bereiche unterhalb U_Z bleiben TE-Frei.

Es ist auch zu erwähnen dass an Spitzenelektroden in Luft, je nach Augenblickswert der Feldstärke sehr unterschiedliche Entladungsformen auftreten können, wie z.B. impulslose Entladungen. Sie werden auch als „Dunkelentladung“ beschrieben, wobei die im Raum zwischen den Elektroden vorhandene Elektronen (vorausgesetzt die mittlere freie Weglänge der Elektronen klein gegen den elektrodenabstand ist) durch Stoßionisation Trägerpaare erzeugen. Es entsteht eine Elektronenlawine die zur Anode gelangt während sich die positiven Ionen wegen ihrer großen Masse langsamer zur Kathode hin bewegen. Durch Stoßionisation werden von der Kathode noch mehrere Elektronen freigesetzt und so mehrere Lawinen verursacht. Man kann auch noch anhand Abb. 2.10 qualitativ die Abläufe in dieser weit vereinfachten Anordnung erklären, wobei die Erklärungen über innere TE als Grundlage dienen sollten.

Aufgrund des Aufbaues der Anordnung (der große ohmsche Widerstand soll die Luftbrücke darstellen) kann man annehmen:

$$R_s \gg \frac{1}{\omega * C_h} \tag{2. 8}$$

$$i(t) = \frac{u(t)}{R_2} = C_h * \frac{\partial u_h(t)}{\partial t} \tag{2. 9}$$

$$\frac{\partial u_h(t)}{\partial t} = \frac{u(t)}{R_s * C_h} \tag{2. 10}$$

Die Steilheit der Spannung an C_h ist dem Augenblickswert der Klemmenspannung proportional. In den Bildern (Abb. 2. 12 & Abb. 2. 13) können man die typischen TE-Verläufe bei verschieden Anordnungen beobachten.

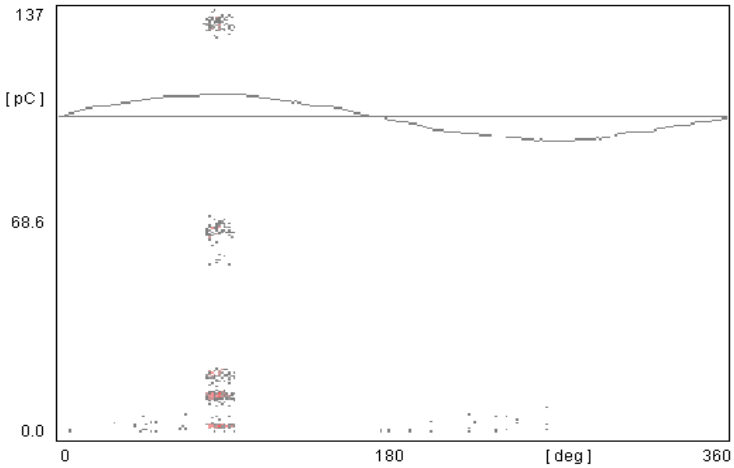


Abb.2.11 Beobachtung der TE bei einer Spitze-Plate (Platte an Hochspannung) Anordnung, Messung in Arsenal Research. TEE bei 8,6 kV.

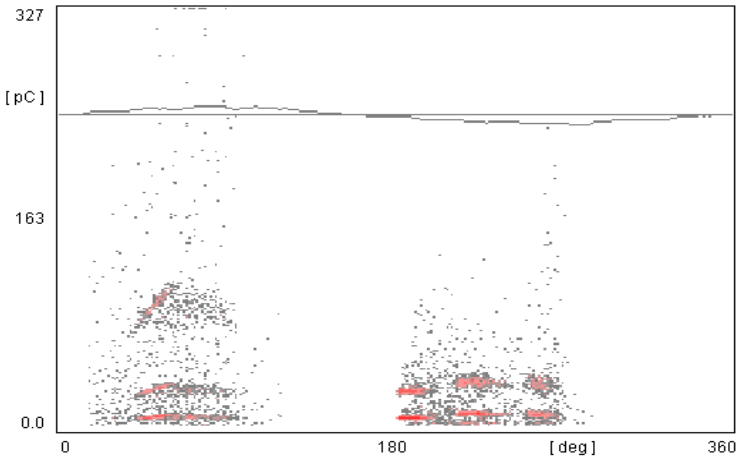


Abb. 2. 12 Beobachtung der TE bei einer Zylinder-Plate Anordnung, Messung in Arsenal Research. TEE bei 3.3 kV.

Bei Gleichspannung ergibt sich nach Überschreiten der Zündspannung eine andauernde Koronaentladung aus einer ununterbrochenen Folge von Stromimpulsen. Auch bei Stoßspannung kommt es nach Überschreiten der Zündspannung zu Entladungsstromimpulsen. Sie können i.d.R. jedoch nicht aus den sehr großen und schnell veränderlichen Stoßströmen herausgefiltert werden. Die Betrachtung der Teilentladungen wird deshalb auf Wechsel- und Gleichspannungsbeanspruchungen beschränkt.

Koronaentladungen an scharfen Kanten in einem Prüfaufbau können bei Teilentladungsmessungen zu einem unakzeptabel hohen Störpegel führen. Bei Detektion von Koronaentladungen in der negativen oder positiven Halbwelle ist deshalb zunächst nach Spitzen und Kanten an der Hochspannungsseite bzw. an der Erdseite des Prüfaufbaus zu suchen.

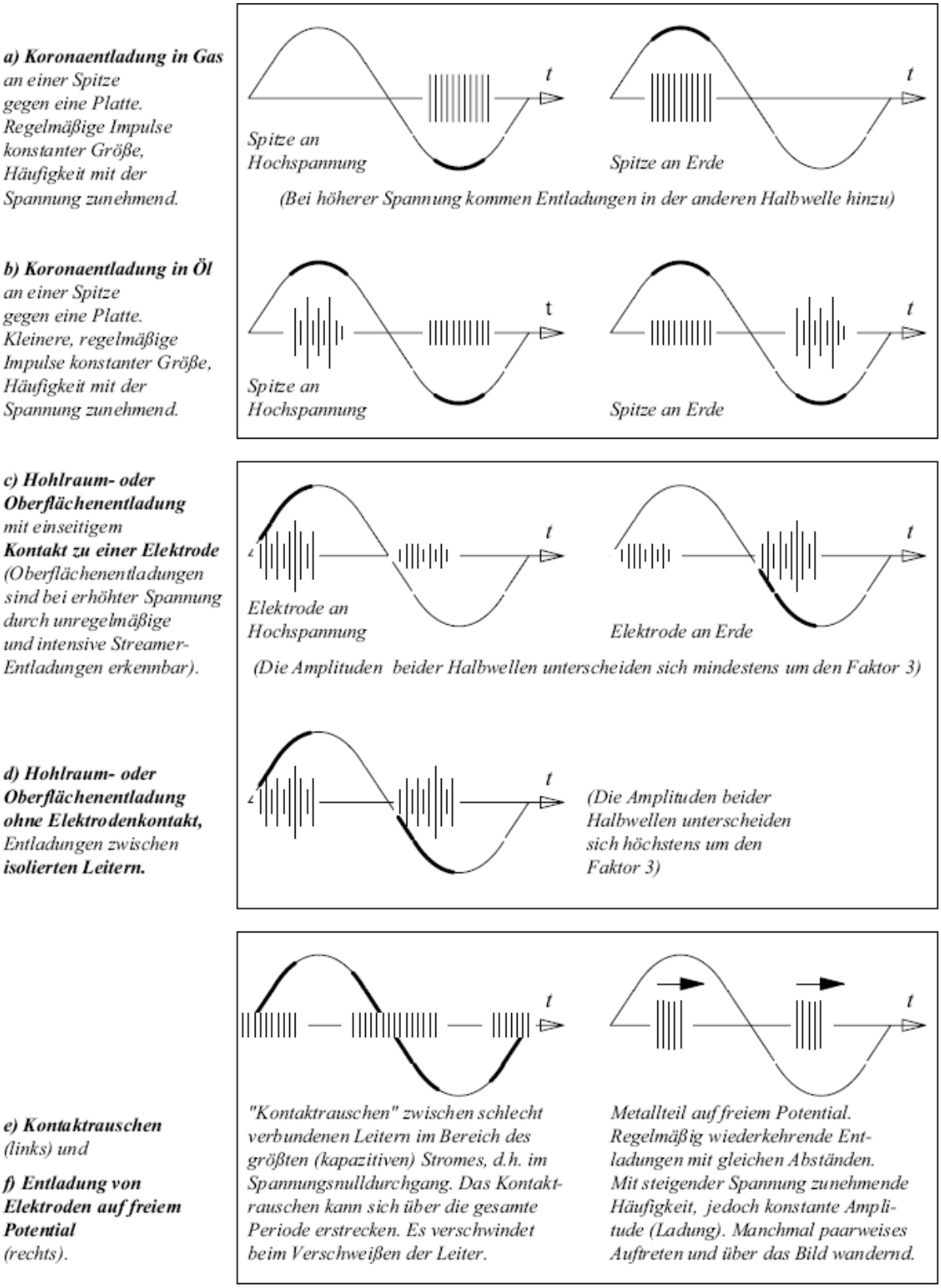


Abb. 2. 13 Teilentladungsverläufe beobachtet mit einem Oszilloskop [7]

2.5 Teilentladungen in Gasen

Hier sind die Anordnungen die Gase als Isoliermaterial haben und die meist vorkommenden TE-Quellen die in oder auf der Oberfläche eines elektrischen Betriebsmittels vorkommen zusammengefasst.
Bei der TE-Messung und Diagnose eines Isoliermaterials können diese Quellen auch als Störquellen wirken und so die Messung beeinflussen. Diese müssen dann unterdrückt werden (mehr dazu im Kapitel 3.6).
Es sind Grenzflächen zwischen Gas und einer festen Isolation wo es zu Vorentladungen kommt, wenn die elektrische Feldstärke längs der Grenzfläche nicht konstant ist, Abb. 2.14. Bei einer konstanten elektrischen Feldstärke entlang der Grenzfläche würde eine Vorentladung direkt zum Durchschlag führen.
Solche Anordnungen ergeben sich z.B. bei Kabelenden mit abgesetztem Außenleiter, bei Durchführung eines isolierten Leiters durch eine geerdete Wand oder beim Aufsetzen von Elektroden auf eine Isolierstoffplatte. In diesen Fällen verhindert der elektrisch feste Isolierstoff den direkten Durchschlag zwischen den Leitern. Stattdessen wird die Entladung zur Ausbildung (vorausgesetzt stehen Startelektronen zur Verfügung, die durch Ionisationsprozesse entstanden sind) im Gas entlang der Isolierstoffoberfläche gezwungen. Man spricht deshalb von einer Gleitanordnung und von *Gleitentladungen* bzw. *Oberflächenentladungen*. Sie beginnen meist an einer hochbeanspruchten Kante oder in einem hochbeanspruchten Zwickel als Glimmentladung und setzen sich als geführte Gasentladung entlang der Isolierstoffoberfläche in Form intensiver Streamer- und Leader-Entladungen fort. Der Durchschlagsvorgang wird in diesem Fall als *Überschlag* bezeichnet.
Scharfe Spitzen und Kanten, Leiter mit geringem Durchmesser, sowie scharfkantige Partikel sind auch typische Quellen für TE in Gasen.

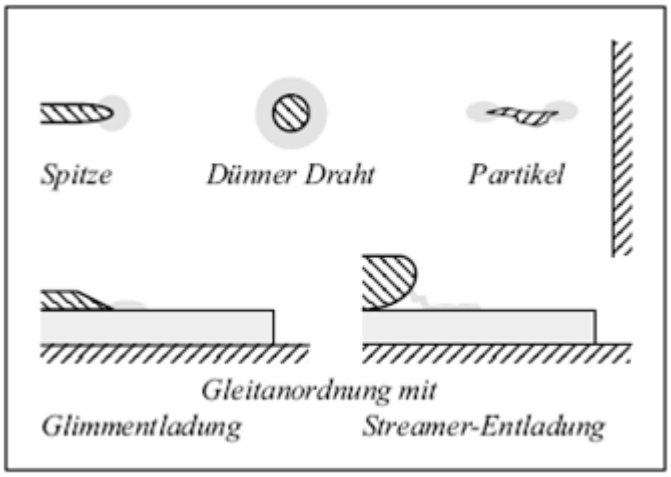


Abb. 2.14 Teilentladungsquellen in Gasen [7]

In der Praxis führen Oberflächenfehler, Kratzer, Rauigkeiten und Schmutzablagerungen auf Elektroden sowie leitfähige Partikel, z.B. in Form metallischer Späne, oft zu Teilentladungen. Fertigung und Montage von gasisolierten Schaltanlagen (GIS) bedürfen deshalb besonderer Sorgfalt. Die Teilentladungsprüfung erfolgt nach der Montage.
Oberflächenentladungen in Gasen stellen eines der hochspannungstechnischen Grundprobleme dar. Sie werden in der Praxis durch kapazitive Potentialsteuerung (bei

Durchführungen), durch geometrische Feldsteuerung (bei Kabelendverschlüssen), sowie durch Kriechwegverlängerungen und hydrophobe Oberflächen (Isolatoren) unterdrückt [7].

2.6 Teilentladungen in Flüssigkeiten

In Flüssigkeiten und Feststoffen sind wegen der höheren elektrischen Festigkeit, anders als bei Gasen, Spitzen, kleine Krümmungsradien an Leitern oder leitfähige Partikel weniger kritisch, weil hier die kritische Feldstärke höher als bei Gasen liegt und sich somit eine höhere Durchschlagsspannung ergibt.
Teilentladungen treten hier in sehr inhomogenen Feldern, das sind dann stationäre Teilentladungen ohne dass es zu einem Durchschlag kommt.
Die elektrische Festigkeit der Flüssigkeiten (Isolieröl) wird am meisten und am häufigsten durch die Ausscheidung von Gas in Form von Bläschen oder Gasschichten beeinflusst (Abb. 2.15 oben rechts). Durch Feldverdrängung wird die ohnehin elektrisch schwache Gasblase noch stärker beansprucht, so dass Teilentladungen bei sehr niedrigen Feldstärken im Öl einsetzen [7].
Weiterhin ergibt sich auch durch Feuchtigkeit eine starke Absenkung der elektrischen Festigkeit, insbesondere bei Ausscheidung von tröpfchenförmigem Wasser. Ölisolierte Geräte müssen deshalb sehr gut getrocknet und unter Vakuum mit entgastem und getrocknetem Öl gefüllt werden.
Auch tangentiale Überbeanspruchungen von Isolierstoffoberflächen, wie z.B. vor den Belagsrändern in Kondensatordielektrika und in den Pressspanbarrierensystemen von Transformatoren, können zu Oberflächenentladungen führen (Abb. 2.15 unten).
In Pressspanbarrierensystemen können Teilentladungen auch durch das Versagen einzelner Ölstrecken entstehen, z.B. bei Bildung von Faserbrücken die durch Abbauprodukte vom Papier entstehen können, Abb. 2.15 (links unten).

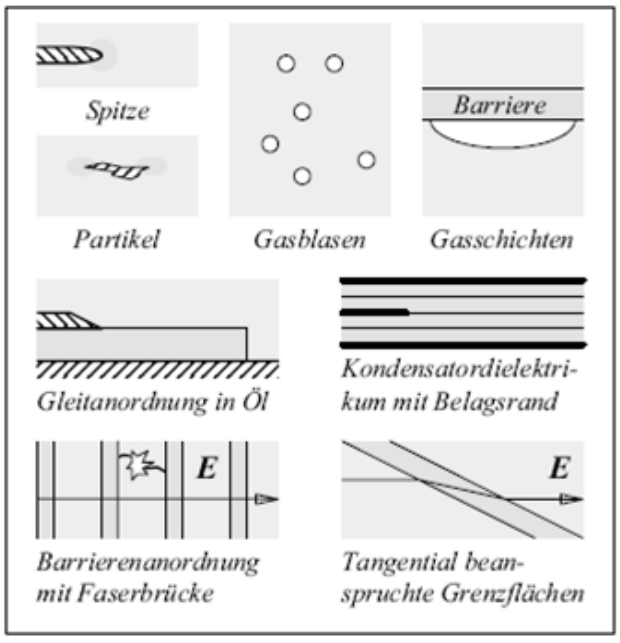


Abb. 2.15 Teilentladungsquellen in Flüssigkeiten [7]

2.7 Teilentladungen in festen Isolierstoffen

Grundsätzlich besitzen feste Isolierstoffe eine sehr hohe elektrische Festigkeit, die aber bei der Herstellung oder im Betrieb durch Verunreinigungen und Fehler stark vermindert werden kann. Neben den Stoffeigenschaften einer Isolierung spielen dabei eine noch bedeutendere Rolle die individuellen Fertigungs- und Einsatzbedingungen.
Teilentladungen werden praktisch immer durch Fehlstellen im Dielektrikum verursacht. Dabei handelt es sich fast immer um Hohlräume, die sich aufgrund von Diffusionsvorgängen mit niedermolekularen Bestandteilen aus den umgebenden Medien füllen. Oft kann man deshalb von luftgefüllten Hohlräumen geringer elektrischer Festigkeit ausgehen, in denen die Beanspruchungen durch Feldverdrängung stark erhöht sind, Abb. 2.16. Allseitig geschlossene Hohlräume entstehen meist durch unvollständig entgaste Gießharze oder durch chemische Nebenreaktionen (z.B. bei feuchtigkeitshaltigen Polyurethanharzen Abb. 2.16 oben links). Auch fortschreitende Erosion, z.B. durch „water trees“ in Polyäthylen- Kabelisolierungen, führt schließlich zur Bildung von Hohlräumen (Abb. 2.16 unten rechts). Außerdem können durch Reaktionsschwund, durch mechanische Spannungen, Versprödungen und durch ungenügende Haftung Ablösungen zwischen Elektrode und Dielektrikum sowie Risse und Spalte im Dielektrikum entstehen (Abb. 2.16 oben links und rechts). Ausgedehnte Hohlräume ergeben sich auch in unvollständig imprägnierten Schichtungen, wie z.B. zwischen glatten Kunststoff-Folien in Kondensatordielektrika. Besonders gefährlich sind ausgedehnte Delaminationen in faserverstärkten Materialien.
Dadurch werden, u.U. parallel zum elektrischen Feld, große Isolationsstrecken durch Gas oder möglicherweise sogar durch eindiffundiertes Wasser überbrückt (Abb. 2.16 unten links). Kritische Grenzflächen parallel zum elektrischen Feld ergeben sich auch beim Aufschieben von Kabelendverschlüssen auf das Kabeldielektrikum(Abb. 2.16 unten rechts).

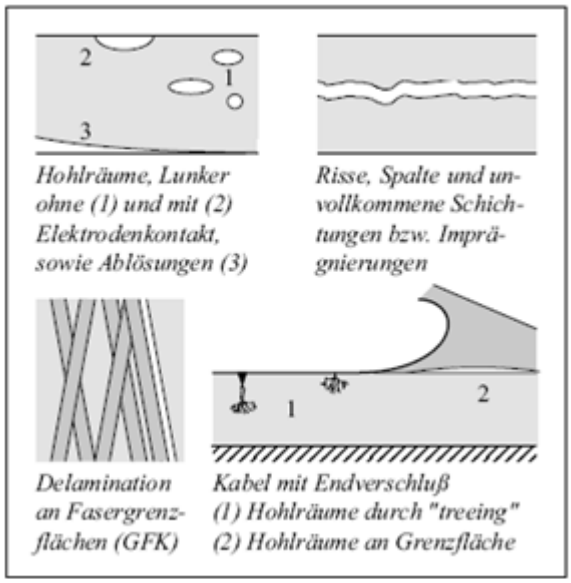


Abb. 2.16 Teilentladungsquellen in festen Stoffen [7]

Nach einer Entladung besitzen feste Stoffe nicht mehr die Fähigkeit zur Regeneration, wie bei Gasen und Flüssigkeiten, wobei bei Flüssigkeiten die Regenerationsfähigkeit nur

bedingt vorhanden ist. D.h. Teilentladungen führen zu einer fortschreitenden Erosion und müssen deshalb unbedingt vermieden werden. Dadurch ergeben sich extreme Anforderungen an die Fertigungsqualität fester Isolierungen. Als Stichworte seien der Vakuumverguss von Gießharzen, die Imprägnierung von Grenzflächen, die Verwendung von Haftvermittlern (Schlichten, Silanisierungen) bei faserverstärkten oder füllstoffhaltigen Materialien und der Einsatz von Leitschichten an Kontaktflächen zwischen Isolierstoffen und Elektroden genannt [7].
Die entstehenden Erosionen sind also irreversible Beschädigungen die mit der Zeit zunehmen und als Folge Treeing Kanale verursachen.
Die Erosion der Isolierung durch Teilentladungen kann zum Erosions- bzw. Ionisationsdurchschlag führen. Chemische Veränderungen durch elektrische Felder und Ströme können den sogenannten elektrochemischen Durchschlag verursachen.

3. Einführung in die TE-Messtechnik

Basierend auf den grundlegenden Erklärungen im vorigen Kapitel, wird hier der weitere, praktische Schritt in der Wahrnehmbarkeit von Teilentladungen in Isolierstoffen behandelt. Wie man TE erfassen kann, mit welchen Schwierigkeiten ist zu rechnen, sei das wegen der kurzen Impulsdauer der TE Pulse oder der sich zum Messgröße überlagernden äußeren und inneren Störungen.
Zunächst stellt sich die Frage, was für eine Größe überhaupt gemessen werden soll. Trotzt umfangreicher Untersuchungen besteht immer noch keine genaue Vorstellung, welche der möglichen elektrischen Größen für die Kennzeichnung von inneren TE hinsichtlich der Restlebensdauer einer Isolierung bei Dauerbetrieb am besten geeignet ist.
In Isolieranordnungen aus festem Isolierstoff sind kleine gasförmige Hohlräume enthalten. TE treten als sehr kurzzeitige Stromimpulse auf (innere TE). Der Gasdurchschlag im Hohlraum erfolgt in etwa einer Nanosekunde. Sämtliche Ladungsträger legen eine kurze, den Abmessungen des Hohlraums entsprechende Driftstrecke zurück, bevor sie von den Isolierstoffwänden gebremst werden. Gemessene Stromimpulse dieser Art weisen eine Dirac-Form auf, die mittleren Impulsbreiten von wenigen Nanosekunden sind in der Regel messtechnisch, durch die begrenzte Bandbreite der Meßsysteme und durch Streufelder bedingt, schwer zu erfassen. Diese aufwendige Messtechnik für die TE-Ströme, die Vielfalt zur Quantifizierung dieser Ströme und schließlich auch die Schwierigkeiten der Darstellung bei einer Wechselspannungsbeanspruchung mit teils extrem hohen Repetitionsfrequenz auftretenden TE-Impulse machen eine direkte Messung der TE-Ströme für die Praxis ungeeignet.
Für die messtechnisch einfachere Erfassung derartiger TE wird deshalb auf integrale Größen ausgewichen. Ein TE-Stromimpuls wird dann durch deren Ladungsinhalt charakterisiert, der als *scheinbare Impulsladung* bezeichnet wird.
Sie ist in einigen Literaturquellen als die in die Prüflingsklemmen kurzzeitig eingespeiste Ladung eines Kalibrierimpulses definiert, die die Klemmenspannung vorübergehend um denselben Wert ändert wie die TE selbst. Eine praktische Auslegung dieser Definition lautet, dass die scheinbare Ladung gleich der eingespeisten Kalibrierladung ist, die die gleiche Anzeige am TE-Messgerät wie der TE-Impuls selbst bewirkt.
Die Festlegung auf die TE-Größe „Ladung“ hat weitere messtechnische Vorteile. Die hochfrequenten TE-Impulse werden zwar auf ihrem Weg zum TE-Messgerät durch den Hochspannungsprüfkreis verformt, die Ladung der TE-Impulse bleibt jedoch hiervon unbeeinflusst. Selbst Ladungsverluste im Prüfkreis, wie sie durch Streukapazitäten verursacht werden, können durch die Kalibrierung berücksichtigt werden.
Zusammenfassend Teilentladungsmessungen werden im Wesentlichen zu folgenden Zwecken durchgeführt:

- Zum Nachweis, dass der Prüfling bei einer festgelegten Spannung keine Teilentladungen aufweist, die eine festgelegte Größe übersteigen.
- Zum ermitteln der Spannungshöhe, bei der Teilentladungen bei steigender Spannung einsetzen und bei sinkender Spannung aussetzen, bzw. der TE-Einsetzspannung und der TE- Aussetzspannnug.

- Zum ermitteln der TE-Stärke bei einer festgelegten Spannung (in pC).

3.1 Der TE-Messkreis

Wie bei der Erläuterung von inneren TE im vorigen Kapiteln wird im Folgenden das Ersatzschaltbild in Abb. 3.1 betrachtet, der für die Nachbildung der TE-Vorgänge in Isoliersystemen meistens benützt wird. Was die einzelnen Kapazitäten darstellen wurde schon im Kapitel 2.3 erläutert. Neu ist hier die Darstellung der C_s (Abb. 3.1 b, c) als Serienschaltung von beiden Kapazitäten C_s', Abb. 3.1 a. Wenn C_h das elektrische Feld eines Hohlraumes in einem festen oder flüssigen Isolierstoff (Prüfling) simulieren soll, so werden Feldlinien, welche bei diesem einfachen Isoliersystem von den Elektroden ausgehen und am Hohlraum enden, durch die Kapazitäten C_s' berücksichtigt.
Die Parallelschaltung der Kapazitäten $C_0' \rightarrow C_0$, wird von nicht mit der Fehstelle in Verbindung stehenden Feldlinien hervorgerufen, sie repräsentiert praktisch die gesamte Kapazität des Prüfobjektes C_P, Abb. 3.1 b links. Wegen der üblichen kleinen Abmessungen des Hohlraumes können wir annehmen

$$C_P \cong C_0 \gg C_h \gg C_s \ . \tag{3. 1}$$

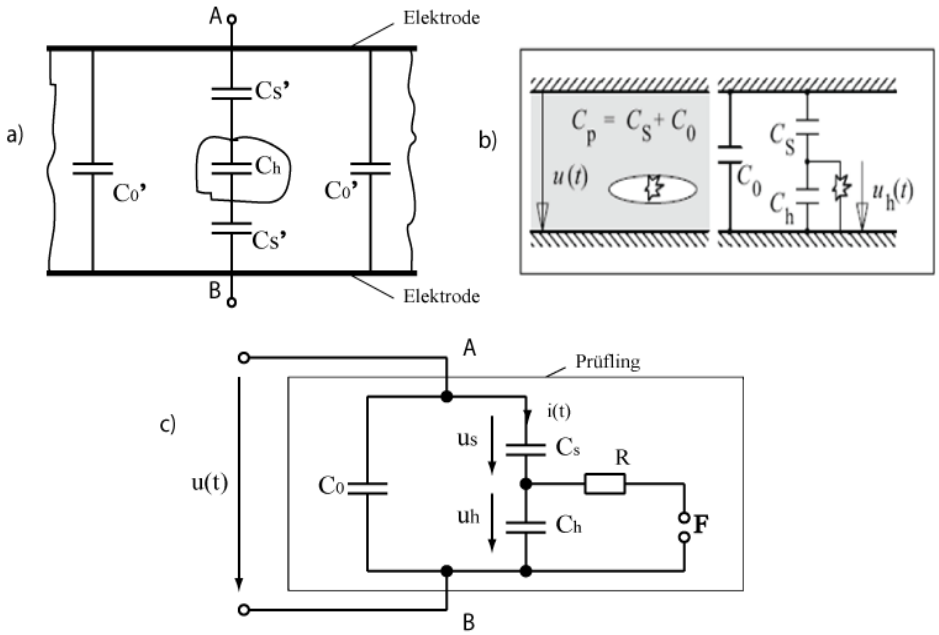


Abb. 3.1 Ersatzschaltbild für die Entstehung von TE in einfachen Isolieranordnungen

Wird die Durchschlagspannung (Zündspannung) U_d an der Hohlraumkapazität C_h überschritten, so schlägt die Funkenstrecke F durch und C_h wird entladen. Der Widerstand R im Entladekreis begrenzt dabei die Amplitude des Stromes dessen Dauer wenige Nanosekunden beträgt. Physikalisch gesehen, werden bei einer TE, Ladungen getrennt bzw. bewegt. Mit den gezeigten Ersatzschaltbildern wird ein TE-Vorgang durch die Entladung von Kapazitäten nachgebildet. Stellt man sich nun das Prüfobjekt im Augenblick der Entladung von der Spannungsquelle isoliert vor, so bewirkt die

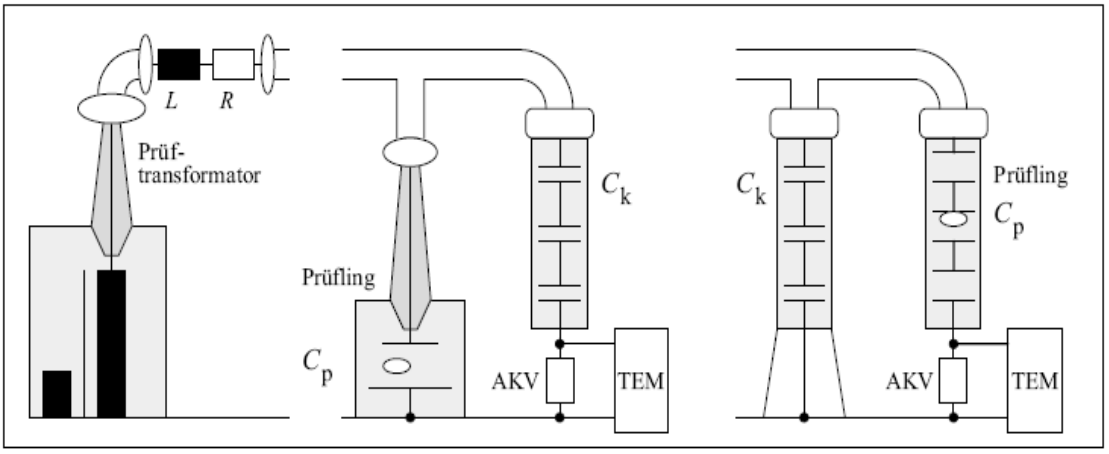
Entladung von C_h eine Umladung der gesamten Kondensatoranordnung. Unter Berücksichtigung der Gl.3.1 führt der durch $i(t)$ hervorgerufene Spannungseinbruch Δu_h im Hohlraum zu einem Ladungsumsatz, der schon früher berechnet wurde (siehe Gl.3.2). Das ist der *tatsächliche Ladungsumsatz*, der, wie später gezeigt wird, an den Klemmen des Prüflings nicht messbar ist.

$$Q = C_h * \Delta u_h = C_h * U_d \tag{3. 2}$$

Der Spannungseinbruch $\Delta u_h = U_d$ (gilt bei Löschspannung 0 kV, siehe Abb. 2.5 unten rechts) verursacht aufgrund der Spannungsaufteilung auf C_s und C_0 auch einen Spannungseinbruch Δu an das Prüflingskapazität C_P.

$$\Delta u = \Delta u_h * \frac{C_S}{C_S + C_0} = U_d * \frac{C_S}{C_P} \tag{3. 3}$$

Dieser Spannungseinbruch Δu Gl.3.3 kann, da die Kapazitäten C_h und C_s nicht bekannt sind, weder mit Δu_h noch mit ΔQ in eine quantitative Beziehung gebracht werden. Wegen der Annahme in Gl. 3.1würde Δu eine sehr kleine Spannung darstellen, ($\ll 1V$). Sein Verhältnis zur anliegenden Spannung (in kV) am Prüfling hätte keine sinnvollen Ergebnisse gegeben weil der Größenunterschied enorm wäre und die Genauigkeit gering.
In Wirklichkeit ist aber der Prüfling immer mit einer Spannungsquelle $u(t)$ verbunden, so wird dieser Spannungseinbruch sehr schnell wieder ausgeglichen.
Wir wollen nun die Geschwindigkeit dieses Spannungsausgleichs optimieren, und so kommen wir zu der Grundschaltung des TE-Prüfkreises (Messkreis). Dieser extrem hochfrequente Ausgleichsvorgang lässt sich mit Hilfe eines sogenannten Koppelkondensators C_k (TE-frei) optimieren, d.h. der mit Hilfe des Koppelkondensators wird der Spannungseinbruch praktisch in eine erfassbare nachfließende Ladung umgewandelt wie man im folgenden sehen kann Abb. 3.2.



Teilentladungsprüfung an geerdeten und erdfreien Prüflingen (links und rechts) mit Koppelkondensator, Ankopplungsvierpol (AKV), Teilentladungsmessgerät (TEM) und teilentladungsfreiem Prüfaufbau.

Abb. 3.2 TE-Prüfkreis –Grundschaltung in zwei Varianten [7]

Es ist also für die Erfassung von Teilentladungsimpulsen eine angepasste *Messtechnik* erforderlich (Abb. 3.2). Parallel zu dem Prüftransformator angeschlossenen Prüfling mit der Kapazität C_P wird der Koppelkondensator mit der Kapazität C_k geschaltet. Im Falle

einer Teilentladung fließt ein impulsförmiger Ausgleichsstrom im Kreis aus C_k und C_P. Über einem *Ankopplungsvierpol (AKV, Messimpedanz Z_m),* der sich entweder im Zweig des Prüflings oder im Zweig des Koppelkondensators befindet, kann der TE-Stromimpuls als Spannungsimpuls erfasst werden. Ankopplungsvierpole sind oft Netzwerke mit Band- oder Hochpassverhalten, z.B. aus einer Parallelschaltung von Induktivität und Widerstand. Dadurch wird eine Übersteuerung des empfindlichen Teilentladungsmessgerätes durch die netzfrequenten Spannung vermieden, weitere Details zu AKV im Kapitel 3.3.
Die Spannungsquelle kann eine Wechsel- oder gelegentlich auch Gleichspannungsquelle sein, die durch eine Impedanz *Z (Tiefpassfilter, Reihenschaltung aus L und R)* für hohe Frequenzen vom eigentlichen TE-Prüfkreis, bestehend aus C_P und zu ihm parallel geschalteten Koppelkondensator C_k, entkoppelt ist. Ziel dieser Filterung ist vor allem hochfrequente Störspannungen, die von der Quelle kommen können (netzgebundene Störungen) zu unterdrücken und um die Parallelschaltung der Transformator-Wicklungskapazitäten (Streukapazitäten) zu vermeiden.
Der gesamte Messaufbau muss teilentladungsfrei sein. D.h. neben der Verwendung entsprechender Geräte (Trafo, Koppelkondensator) sind ausreichend verrundete Zuleitungen und Armaturen erforderlich. Außerdem müssen alle metallischen Teile durch Kontaktierung auf definiertem Potential gehalten werden. Im Kapitel 3.6 werden die alternativen Möglichkeiten des Signalauskoppelns und Störungsunterdrückung detailierter behandelt.
Nach dem Kennenlernen des grundlegenden TE-Prüfkreises, wird im Folgenden der Verlauf der physikalischen Vorgänge im TE-Prüfkreis gezeigt.
Der Spannungsabfall Δu (Gl.3.3) wird durch einen kurzzeitigen Kreisstrom i(t), ein nun messbarer TE-Strom, mehr oder weniger stark ausgeglichen. Eine vollkommene Kompensation ist nur für $C_k \gg C_P$ möglich.
Es wird also der nicht direkt messbare Spannungseinbruch, als eine aus dem Koppelkondensator *nachfließende Ladung* erfasst. Diese verschobene Ladung verursacht einen Kreisstrom i(t), der über das *Ankopplungsvierpol* erfasst, und im Teilentladungsmessgerät integriert wird. Dabei spielt es keine Rolle, ob die Strommessung im Zweig des Koppelkondensators oder im Zweig des Prüflings erfolgt. Diese messtechnisch erfassbare nachfließende Ladung wird als *„scheinbare Ladung“* bezeichnet.

$$Q_S = \int i(t)\, dt \tag{3. 4}$$

$$Q_S = C_P * \Delta u = \Delta u_h * C_S = \Delta Q * {}^{C_S}/_{C_h} \tag{3. 5}$$

Dabei wird vereinfachend angenommen, dass die Spannungsquelle starr ist um den Spannungsabfall Δu vollständig zu kompensieren.
Es wird diese vom Strom $i(t)$ transportierte Ladung *scheinbare Ladung* Q_S genannt, weil sie wegen der Unkenntnis von C_s und C_h nur in einer nicht quantitativ erfassbaren Weise mit ΔQ korreliert ist.
Die Messung dieser Ladung ist das Ziel der heutigen TE-Prüftechnik.
Die Bedingung $C_k \gg C_P$ ist in der Praxis nicht erfüllbar, da ein sehr hohes C_k vor allem Wechselspannungsquellen zu stark belasten würde und der finanzielle Aufwand für einen TE-Freien „Hochspannungskoppelkondensator“ (C_k) zu groß ist. Bei den üblichen

Messanordnungen im Labor werden Es Werte von etwa 1nF gefordert. Damit wird aber $i(t)$ kleiner und damit auch die für die Empfindlichkeit der noch zu behandelnden Ladungsmessgeräte maßgebende *messbare scheinbare Ladung* $Q_S \rightarrow Q_M$.

3.1.1 Stand der Technik und Verschiedene TE-Messschaltungen

In Abb. 3.3 sind die drei Grundschaltungen gegeben, von denen sich alle anderen TE-Prüfkreise ableiten lassen. Das Prinzip der TE-Auskopplung wurde im vorigen Abschnitt beschrieben, und die am häufigsten verwendete Schaltung ist in Abb. 3.3 a wiedergegeben. Die TE-Impulse gelangen vom Prüflingskapazität C_p über den Kopplungskondensator C_k auf die Messimpedanz (Ankopplungsvierpol) Z_m. Es ist die gebräuchlichste Schaltung, da die Prüfobjekte oftmals nicht gegenüber Erdpotential isoliert werden können und da wegen der gesicherten Spannungsfestigkeit der Koppelkondensatoren C_k keine Gefahr von Durchschlägen auf das Meßsystem besteht.
Abb. 3.3 b zeigt einen Prüfkreis, in dem Z_m direkt im Erdkreis des Prüflings liegt. Dies setzt voraus dass der Prüfling vom Erdpotential isoliert betrieben werden muss. Der Rückschluss der TE-Impulse erfolgt über C_k . Dieser kann gelegentlich entfallen, wenn die Streukapazität gegen Erde groß gegenüber der Prüflingskapazität C_p ist. Um eine große Messempfindlichkeit zu erreichen (siehe Kapitel 3.3), ist es häufig günstiger, wenn Z entfällt, sodass die Transformatorstreukapazität vollständig wirksam wird. Es ist also möglich, unter Berücksichtigung der zu C_k unvermeidlich parallel liegenden Streukapazitäten, eine höhere Messempfindlichkeit zu erreichen.
Die dritte Variante hingegen (Abb. 3.3 c), zeichnet sich gegenüber den Varianten a und b, in der höheren Störungsunterdrückungsfähigkeit aus. Äußere Störungen bei TE-Messungen können damit bis zu einem bestimmten Grad in der Brückenschaltung eliminiert werden (mehr dazu in Kapitel 3.6). In allgemeinen Brückenschaltungen versucht man einen TE-freien Parallelzweig mit $C_p{}^*$ und $Z_m{}^*$ zu errichten, der aber sonst möglichst dem Hauptzweig mit dem Prüfling C_p gleicht. Das TE-Messgerät befindet sich in der Brückendiagonale. Bei Brückengleichgewicht, das durch Abgleich der Messimpedanzen Z_m und $Z_m{}^*$ erreicht wird, ist die Anzeige der TE-Messgeräte weitgehend unbeeinflusst von äußeren Störungen. Das wird erreicht indem man jeweils einen Ankopplungsvierpol im Zweig des Prüflings und im Zweig des Kopplungskondensators anschließt. Äußere Störimpulse rufen an beiden Ankopplungsvierpolen ein gleichgerichtetes Signal hervor, wenn man eine symmetrische kapazitive Einkopplung herstellt, so wie in den oberen Zeilen beschrieben. Teilentladungen im Prüfling (oder im Kopplungskondensator) führen zu entgegen gerichteten Signalen.
Ein Beispiel wo diese Methode verwendet werden kann ist bei Kabelprüfungen (Kapitel 4). Hier wird eine Nachbarphase (oder beide Nachbarphasen) als Koppelkondensator verwendet. An dieser Stelle wird die Forderung nach TE-Freiheit des Koppelkondensators zu Gunsten einer deutlich erhöhten Messempfindlichkeit aufgegeben. Bei auftretenden TE-Signalen kann durch den Vergleich der Messergebnisse aller drei Phasen jedoch eindeutig geklärt werden, welche der Phasen TE-behaftet ist. Die Brückenschaltung ermöglicht ein hohes Maß an Gleichtaktunterdrückung.

Dieses Messprinzip basiert auf der Annahme, dass die messbaren Signale von auftretenden TE-Fehlern aus dem Prüfling zeitlich nicht zu Impulsen aus der als Koppelkondensator fungierenden Nachbarphase korreliert sind, wo hingegen Störimpulse (hauptsächlich an den Kabelenden eingekoppelte Koronastörer von parallelen unter Spannung stehenden Systemen) durch beide an der Messung beteiligte Phasen laufen und zeitgleich (und polaritätsgleich) am Messort auftreten. Durch die Verwendung eines Ferritübertragers bei der TE-Auskopplung können diese Gleichtaktstörer wirkungsvoll unterdrückt werden. Bei diesem Messverfahren wird vorausgesetzt, dass die Prüfspannungsquelle vor Ort ausreichend Leistung für mehrere Phasen bereitstellen kann.

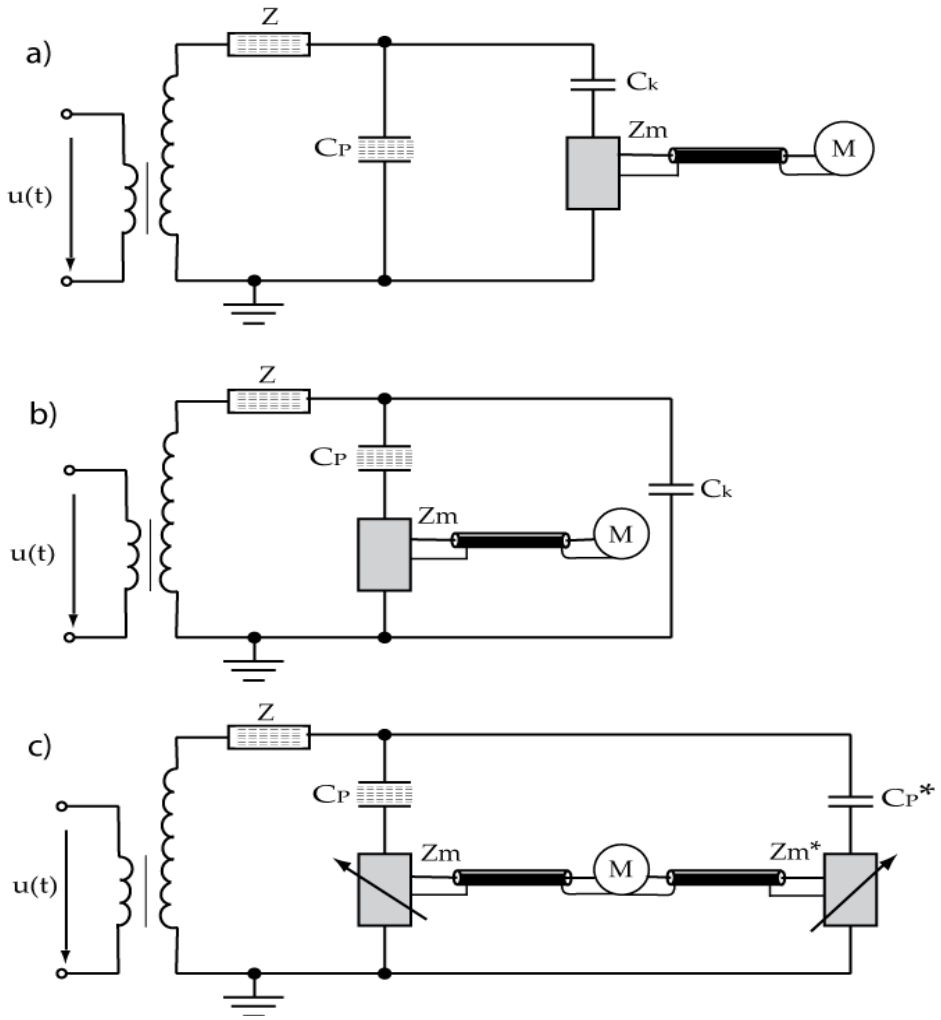


Abb. 3.3 Grundvarianten der TE-Prüftechnik (Messtechnik)

Die Brückenschaltung eignet sich daher für TE-Prüfungen in ungeschirmten Messräumen. Weiters können Anstelle eines Koppelkondensators zur Auskopplung der TE-Signale gelegentlich auch andere Verfahren eingesetzt, wie z.B. Durchführungskapazitäten, kapazitive Sensoren, magnetische Sensoren, Rogowski-Spulen oder Antennen zur Erfassung des elektromagnetischen Strahlungsfeldes.
Andere Verfahren zur Erfassung von Teilentladungen bestehen im Einsatz kapazitiver und magnetischer Feldsensoren hoher Bandbreite. Sie sind Voraussetzung für neuere Ansätze der TE-Analyse, z.B. für die Analyse der Impulsform („time-resolved-analysis“)

oder für die Analyse extrem hochfrequenter Anteile im Frequenzspektrum des Signals. Weiterhin können Feldsonden und Antennen für die Lokalisierung von Teilentladungen in fest installierten Betriebsmitteln vor Ort eingesetzt werden.
Die beschriebenen Teilentladungsmesskreise sind nicht nur bei Wechselspannung sondern auch bei *Gleichspannung* einsetzbar. TE-Impulse bei Gleichspannung treten jedoch wesentlich *seltener und unregelmäßiger* als bei Wechselspannung auf, weil die Nachladung einer entladenen Fehlstelle nicht durch Verschiebungsströme sondern durch sehr viel kleinere Leitungsströme erfolgt. Das Teilentladungsmessgerät kann deshalb keine kontinuierliche Ladungsanzeige liefern, sondern muss die Ladung einzelner Impulse über der Zeit registrieren.
Kriterium für das Bestehen einer Gleichspannungsprüfung ist deshalb z.B. Ladung und Anzahl einzelner Impulse innerhalb eines längeren Beobachtungszeitraumes.
Teilentladungsmessungen bei Gleichspannung sind in hohem Maße anfällig gegen äußere Störungen und gegen Störungen im Messaufbau. Bei Wechselspannung fallen einzelne Störimpulse im Bild der regelmäßigen und repetierenden TE-Impulse auf oder sie werden herausgemittelt. Bei Gleichspannung gibt es keine vergleichbare Differenzierungsmöglichkeit und es muss ein hoher Entstör- und Abschirmaufwand betrieben werden.

3.2 Kalibrierung und Messbare Ladung Q_M

Die Entladung der Fehlstelle Gl.3.2 führt zu einem Spannungseinbruch Δu an den Prüflingsanschlüssen, der nach Gl.3.5 durch Nachfließen der scheinbaren Ladung Q_S aus einer starren Quelle vollständig ausgeglichen wird. Da aber der Koppelkondensator keine starre Spannungsquelle bildet, verbleibt ein Spannungseinbruch Δu^*. D.h. es wird nicht die gesamte scheinbare Ladung ausgeglichen, sondern nur die *messbare Ladung*

$$Q_M = C_k * \Delta u^*. \tag{3. 6}$$

Für den Ladungsausgleich gilt:

$$Q_S = C_P * \Delta u = (C_P + C_k) * \Delta u^* \tag{3. 7}$$

Für $C_k \gg C_P$ geht Δu^* gegen Null, d.h. es handelt sich um eine starre Quelle. Für $C_k \ll C_P$ geht Δu^* gegen Δu, d.h. es findet kein Ladungsausgleich statt.
Aus den obigen zwei Gleichungen ergibt sich der Zusammenhang zwischen messbarer und scheinbarer Ladung

$$Q_M = Q_S \frac{C_k}{C_k + C_P}. \tag{3. 8}$$

Die erreichbare Empfindlichkeit wird also in großem Maße von der Größe des verfügbaren Koppelkondensators C_k, bzw. durch das Verhältnis von C_k zur Prüflingskapazität C_P bestimmt. Abb. 3.4 verdeutlicht diesen Zusammenhang graphisch.
Für $C_k \gg C_P$ ist Q_m gleich Q_S. Für kleinere Werte von C_k nimmt auch Q_m ab. Insbesondere bei großen Prüflingskapazitäten (z.B. bei Kondensatoren, Kabeln oder Lagenwicklungen

von Transformatoren) ist deshalb mit einer erheblich reduzierten Empfindlichkeit des TE Messkreises zu rechnen. In der Praxis muss deshalb immer der Zusammenhang zwischen Q_S und Q_m durch eine *Kalibrierung* ermittelt werden. Dabei werden Stromimpulse konstanter Ladungsmenge über die Parallelschaltung aus C_k und C_P geführt, so dass das Teilentladungsmessgerät ein Q_m entsprechendes Signal anzeigt. Wird ein gleicher Stromimpuls direkt über den Ankopplungsvierpol geführt, entspricht die Anzeige der scheinbaren Ladung Q_s.

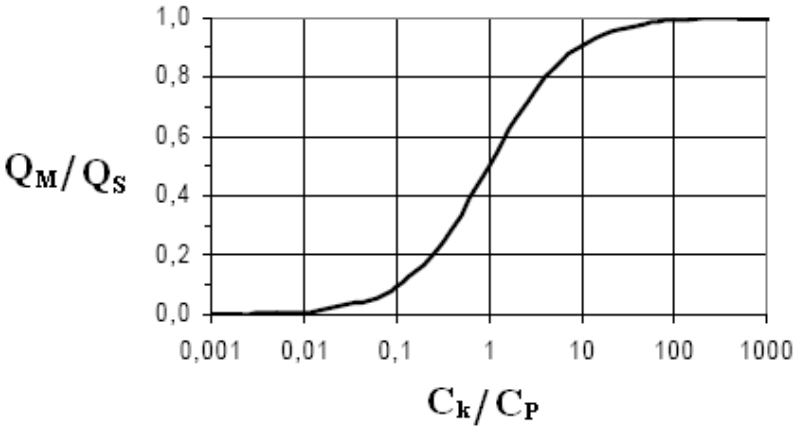


Abb. 3.4 Einfluss von C_k und C_P auf Q_m [1]

Das Verhältnis der Anzeigen entspricht dem gesuchten *Kalibrierfaktor*

$$k_c = {Q_S}/{Q_M} = {(C_k + C_P)}/{C_k} \tag{3. 9}$$

Kalibrieren bedeutet einerseits die umfassende Ermittlung oder Überprüfung der Eigenschaften der TE-Messeinrichtung, z.B. hinsichtlich der Bandbreite, der Mittenfrequenz, der ladungsproportionalen Anzeige bzw. des Maßstabsfaktors k_i und der Impulsauflösungszeit. Diese Größen werden in der Regel vom Hersteller angegeben, sie sollen aber in regelmäßigen Abständen und nach Reparaturen überprüft werden.
Andererseits bezeichnet man mit Kalibrieren die Tätigkeit, mit der im vollständigen Prüfkreis der Maßstabfaktor k_c sowie die kleinste, noch messbare Entladungsstärke ermittelt werden. Die Kalibrierung soll für jeden einzelnen Prüfling wiedeholt werden, wenn nicht bei Serienprüfung die Kapazitäten der Prüflinge um weniger als $\pm 10\,\%$ voneinander abweichen. Weiterhin soll festgestellt werden, ob im Prüf- und Messkreis Resonanzfrequenzen oder Störungen innerhalb der Bandbreite des Messgeräts auftreten. Beide Kalibriertätigkeiten sind unerlässliche Voraussetzungen für eine richtige TE-Messung.

3.2.1 Kalibrierimpulse

Die Kalibrierimpulse mit bekannter Ladung und Folgefrequenz lassen sich verhältnismäßig einfach mit einem Rechteckgenerator mit der Leerlaufausgangsspannung

U_0 und einem in Reihe geschalteten Kondensator mit kleiner Kapazität C_0 erzeugen (Abb. 3. 5 a). Wenn der Kalibriergenerator im Kurzschluss (Abb. 3. 5)betrieben wird beträgt die Ladung:

$$Q_0 = U_o C_o \ . \tag{3. 10}$$

Bei Einspeisen der Kalibrierimpulse in einen Messwiderstand R_m (Abb. 3. 5 b) ist Q_0 theoretisch unabhängig von R_m und dem Generatorinnenwiderstand, praktisch überwiegt aber bei zu großen R_m die Wirkung von Streukapazitäten. Werden die Impulse in einen Kondensator der Kapazität C eingespeist (Abb. 3. 5 c), wird nur ein Teil der Kalibrierladung, nämlich:

$$Q'_0 = Q_0 * C/(C + C_0) \tag{3. 11}$$

an C abgegeben. Für $C \gg C_0$ ist $Q_0 = Q'_o$.

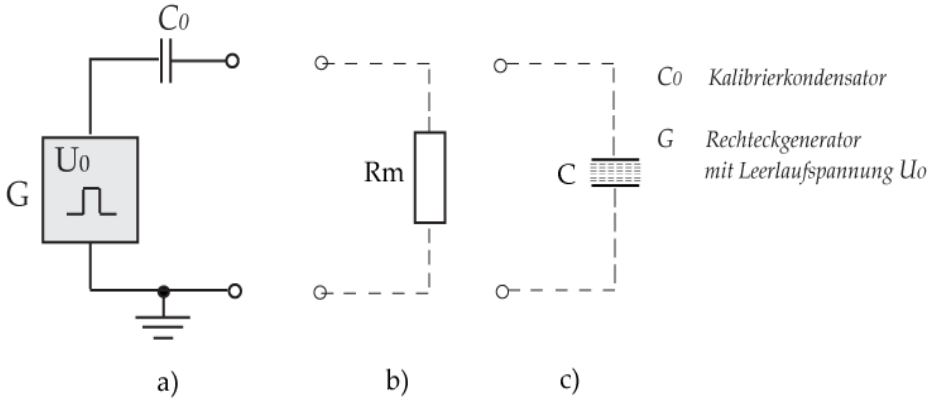


Abb. 3. 5 Prinzip der Kalibrierimpulserzeugung

Durch entsprechende Schaltungsmaßnahmen ist sicherzustellen, dass nur Kalibrierimpulse einer Polarität erzeugt werden. In der Praxis sind handliche batteriebetriebene Kalibirerimpulsgeneratoren im Gebrauch, deren Impulsfolgefrequenz meist bei künstlichem Licht mit Fotodioden mit der doppelten Netzfrequenz synchronisiert wird. Dies entspricht der TE-Impulshäufigkeit n bei der Einsetzspannung, wenn gerade in jeder positiven und negativen Wechselspannungsschwingung je ein Impuls aufritt, also $n = 100\ s^{-1}$. Früher wurde eine Spitze-Halbkugel-Anordnung zur Erzeugung von Kalibrierimpulsen verwendet.
Der Kalibirerimpulsgenerator ist ein wichtiger Teil der gesamten TE-Messeinrichtung und für die Genauigkeit der TE-Messung sehr entscheidend. Er sollte daher selber regelmäßig kalibriert werden, bevor er für das Kalibrieren des TE-Prüfkreises eingesetzt wird.
Für die Kalibrierung von schmal und begrenzt breitbandigen TE-Messgeräten die die Ladung durch Integration im Frequenzbereich ermitteln, muss das Spektrum der Kalibrierimpulse mindestens bis zur oberen Grenzfrequenz f_2 des TE-Messgerätes eine konstante Amplitudendichte aufweisen. Häufig ist das Spektrum der Kalibrierimpulse unbekannt, und der Bereich der konstanten Amplitudendichte muss näherungsweise abgeschätzt werden. Grundsätzlich gilt, dass die Dauer des Kalibrierimpulses klein gegenüber $1/f_2$ sein muss, je höher f_2 ist umso schmaler der Kalibrierimpuls.

Für die Kalibrierung von sehr breitbandigen TE-Messgeräten, die die Ladung durch Integration des Stromes im Zeitbereich ermitteln, ergeben sich aufgrund der Wirkungsweise dieser Geräte keine besonderen Forderungen an das Spektrum der Kalibrierimpulse. Das Spektrum der Kalibirerimpulse sollte etwa den gleichen Frequenzumfang aufweisen wie das der zu messenden TE-Impulse die an den Prüflingsklemmen gemessen werden (mehr zum Spektrum von TE im Kapitel 3.5).

3.2.2 Kalibrieren der TE-Messeinrichtung

Bei der Überprüfung der ladungsproportionalen Anzeige der TE-Messeinrichtung werden die Kalibrierimpulse direkt in die Messimpedanz (AKV) eingespeist, Abb. 3.6.
Hierbei wird der Maßstabfaktor des Messgeräts als Quotient:

$$k_i = \frac{kalibrierimpulsladung\ q_0}{Anzeige\ des\ TE-Meßgeräts\ (allein)} \tag{3. 12}$$

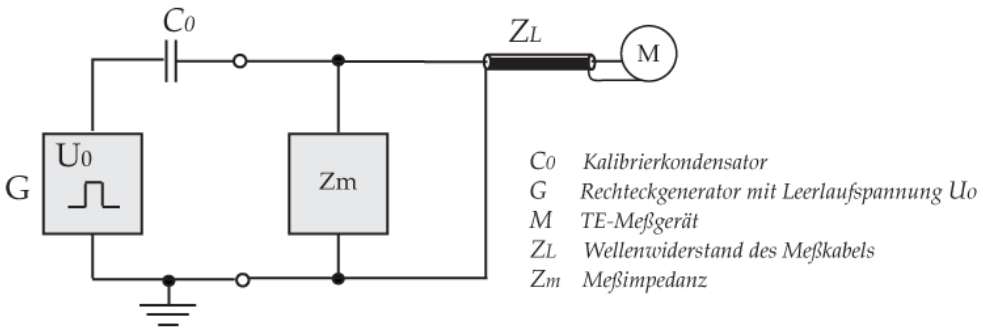


Abb. 3.6 Kalibrieren der TE-Messeinrichtung

ermittelt und dessen Abhängigkeit von verschiedenen Faktoren wie Impulshöhe, Impulsbreite und Wiederholfrequenz im interessierenden Meßbereich untersucht. Abhängig von der Impulshäufigkeit n, ergeben sich unterschiedliche Maßstabfaktoren k_i für dieselbe Menge injizierte Ladung.
Meistens hat k_i die Einheit pC/mV, falls das Gerät von AKV direkt die Spannung abliest und ausgibt.
Die Impulsauflösungszeit eines TE-Messgerätes wird mit einem Kalibriergenerator mit variabler Pulsfrequenz gemessen. Die Impulsüberlagerung im Messgerät darf höchstens eine Abweichung in der Anzeige von 10% verursachen, wodurch die maximale Impulshäufigkeit begrenzt wird. Die Impulsauflösungszeit ist der reziproken Bandbreite des TE-Messgerätes proportional. Die Kalibrierung von TE-Messgeräten für Kabelprüfungen umfasst die Aufnahme eines Doppelimpulsdiagramms. Hierbei wird die Messgeräteanzeige in Abhängigkeit vom Abstand zweier gleicher Kalibrierimpulse zwischen 100 μs und 0,2 μs ermittelt. Mit dem Doppelimpuls wird der Einfluss durch die Überlagerung des am offenen Kabelende reflektierten TE-Impulses im Gerät nachgebildet. Das Doppelimpulsdiagramm erlaubt die Aussage, welche Kabellängen mit dem betreffenden TE-Messgerät innerhalb der angegebenen Fehlergrenzen geprüft werden können (mehr dazu im Kapitel 4).

3.2.3 Kalibrieren im vollständigen Prüfkreis

Eine typische Kalibrierschaltung für den TE-Prüfkreis nach Abb. 3.3 a ist in Abb. 3.7 wiedergegeben. Durch einspeisen der Kalibrierimpulse in die Prüflingsklemmen bei angeschlossenem, aber nicht aktiven Spannungserzeuger wird der Maßstabsfaktor des vollständigen Prüf-und Messkreises ermittelt:

$$k_c = \frac{kalibrierimpulsladung\ q_0}{Anzeige\ des\ TE-Meßgeräts\ (im\ Prüfkreis)} \tag{3. 13}$$

Der Reziprokwert dieses Faktors gibt den Teil der Kalibrierladung an, der im Messgerät zur Anzeige kommt; der andere Teil geht im Prüfkreis "verloren". Mit k_c muss dann bei der eigentlichen TE-Prüfung der Ablesewert des TE-Messgeräts multipliziert werden, um auf die scheinbare Ladung Q_S zu gelangen. Zur Erzielung einer hohen Messempfindlichkeit und eines großen Störabstandes sollte k_c möglichst klein sein.

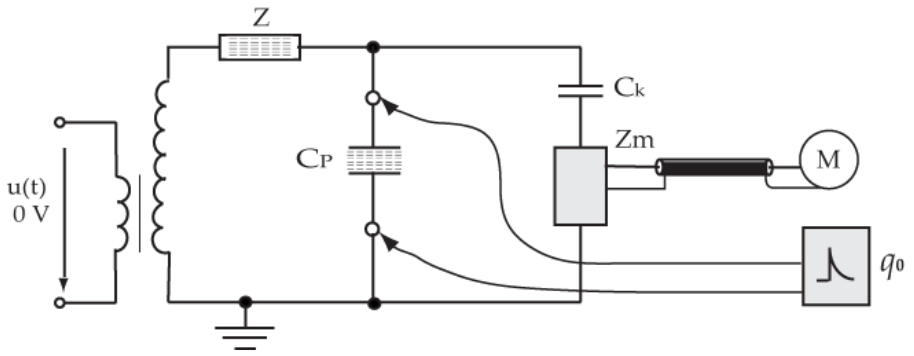


Abb. 3.7 Grundschaltung zum Kalibrieren der TE-Messeinrichtung im vollständigen Prüfkreis mit geerdetem Prüfling

Der Kalibriergenerator mit der Kapazität C_0 (in Abb. 3.6 nicht gezeigt, weil er integriert im Kalibriergenerator dargestellt ist) soll möglichst nahe der Hochspannungsklemme des Prüflings mit der Kapazität C_P angeordnet sein, um Fehler durch Streukapazitäten zu vermeiden. Für $C_0 < 0{,}1(C_P + C_k)$ darf die Kalibrierladung Q_0 entsprechend Gl.3.10 angesetzt werden, sonst ist die tatsächliche eingespeiste Ladung Q_0 nach Gl.3.11 unter Berücksichtigung von C_P und C_k zu ermitteln.
Mit der Kaibrierung wird auch die kleinste messbare TE-Stärke ermittelt, die häufig durch den Störpegel begrenzt wird. Sie ist dann festgelegt als der doppelte Wert, den das Ladungsmessgerät infolge der Störungen bei der festgelegten Prüfspannung anzeigt. Hierbei darf der Prüfling selbst keine TE aufweisen, oder er muss durch einen anderen Prüfling gleicher Kapazität ersetzt werden. Bei der Messung kleiner TE-Stärken ($< 10\ pC$) können Störungen bis zu 100 % der festgelegten TE-Stärke akzeptiert werden, insbesondere dann, wenn mit Hilfe eines Oszilloskops die TE-Impulse aufgrund ihrer Phasenlage deutlich von den Störungen unterscheidbar sind. Die Resonanzfrequenz f_n des Prüfkreises soll durch Rechnung abgeschätzt oder gemessen werden. In Verbindung mit Schmalbandgeräten mit durchstimmbarer Mittenfrequenz und kleiner Bandbreite (z.B 10 kHz) lassen sich bei der Kalibrierung leicht Resonanz- oder Dämpfungserscheinungen im Prüfkreis nachweisen. Obwohl deren Einfluss auf die Ladung bei der TE-Messung durch die Kalibrierung berücksichtigt wird, soll die Mittenfrequenz f_0 deutlich unterhalb

einer möglichen Resonanzfrequenz f_n liegen ($f_0 \leq 0{,}3 f_n$). Bei einer Änderung der Mittenfrequenz im Bereich $f_0 \pm \Delta f$ darf sich die Anzeige des Messgeräts nicht merklich ändern, d.h. die Übertragungsbandbreite des Messgeräts muss im Bereich der konstanten Amplitudendichte des TE-Impulses liegen.
Obwohl zwar in den zuständigen Prüfnormen (die in einzelnen Ländern unterschiedlich festgelegt sind, aber international IEC berücksichtigt wird) für die einzelnen Betriebsmittel Grenzwerte der TE-Stärke festgelegt sind, fehlen Angaben über die zulässigen Messunsicherheiten. Ebenso sind nur vereinzelt gerätespezifische Anforderungen an die TE-Mess- und Kalibriereinrichtungen aufgeführt. In einigen Literaturstellen wird das Fehlen derartiger Anforderungen mit der schlechten Reproduzierbarkeit der TE-selbst begründet. Dies sollte aber doch eindeutig von möglichen Fehlern der Mess- und Kalibriereinrichtungen abgegrenzt werden.

3.3 Messimpedanz, Ankopplungsvierpol

Die Messimpedanz Zm (bzw. der Ankopplungsvierpol) dient dazu, die aus dem Hochspannungs-Prüfkreis ausgekoppelten TE –Impulse dem TE-Messgerät zuzuführen (Abb. 3.11 und Abb. 3.8). Sie wird in unmittelbarer Nähe zum Prüfling oder zum Kopplungskondensator angeordnet, während das TE-Messgerät, das über ein längeres Koaxialkabel angeschlossen ist, sich außerhalb des Hochspannungsbereichs befindet. Vielfach stellt die Messimpedanz einen Widerstand Rm in der Größenordnung von 100 Ω dar. Parallel zum Widerstand sind gewöhnlich ein Überspannungsableiter zum Schutz des TE-Messgerätes und eine Induktivität zur Ableitung des netzfrequenten Wechselstromes geschaltet. Diese Bauelemente sind üblicherweise in einem Abschirmkasten mit zwei Eingangsklemmen und einen geschirmten Ausgang zum Anschluss des Koaxialkabels untergebracht; hierfür ist der Ausdruck „Ankopplungsvierpol“ gebräuchlich. Da bei der Messung kurzer TE-Impulse Laufzeit- und Reflexionserscheinungen zu berücksichtigen sind, sollte der Messwiderstand Rm dem Wellenwiderstand des Koaxialkabels zum Messgerät angepasst sein. Der Ankopplungsvierpol ist meist aus passiven Elementen aufgebaut; er kann aber auch einen Vorverstärker enthalten. In Verbindung mit schmalbandigen Messkreisen werden als Messimpedanzen auch Schwingkreise mit Anpassung der Resonanzfrequenz an die Mittenfrequenz des Instruments benutzt. Dadurch wird die Energie des TE-Impulses in einem relativ schmalen Frequenzbereich konzentriert, so dass die Messempfindlichkeit gesteigert wird. Bei Änderung der Mittenfrequenz muss allerdings auch eine andere Messimpedanz gewählt werden. Die im schwach gedämpften Schwingkreis umgesetzte Wärmeverlustleistung infolge der 50 Hz Stromkomponente ist meist geringer als beim rein ohmschen Messwiderstand. Dies ist Vorteilhaft bei der Messung von Prüflingen mit großer Kapazität, wenn die Messimpedanz in der Erdleitung des Prüflings liegt, weil in diesem Fall auch der netzfrequente Verschiebungsstrom wegen der größeren Kapazität höher ist.
Die Messimpedanz ist in der Regel als passiver analoger Bandpassfilter aufgebaut. Tiefe Frequenzanteile, vornehmlich der Bereich in der Nähe der Prüf- bzw. Betriebsfrequenz, werden zum Schutz der angeschlossenen Messtechnik stark gedämpft. In einem breiten ungedämpften Bereich (<1 MHz) erfolgt dann die Auskopplung der TE-Impulse. In diesem Auskoppelbereich können zusätzlich fest integrierte weitere Filter (Bandsperren)

vorgesehen sein, die bekannte schmalbandige frequenzstarre Störer, vornehmlich amplitudenmodulierte Rundfunksender, unterdrücken. Hier ist darauf zu achten, dass sich durch die Reduzierung des nutzbaren Frequenzspektrums folglich auch die auskoppelbare Energie des TE-Impulses reduziert.

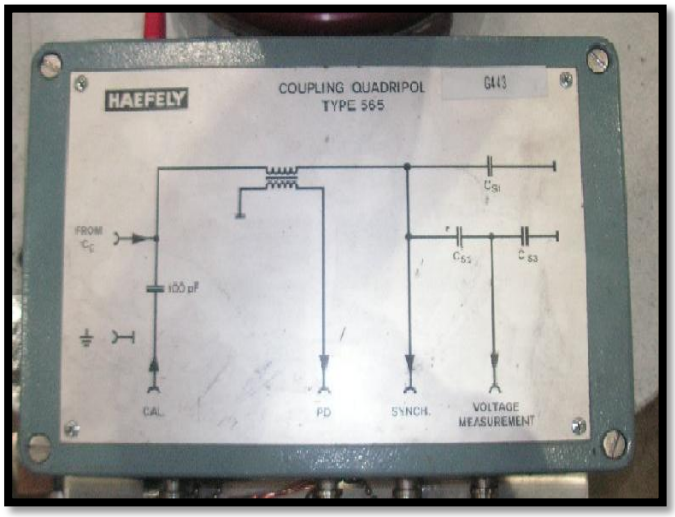


Abb. 3.8 Ankopplungsvierpol im typischen Abschirmkasten mit Schaltbild [Arsenal Research]

Bei mobilen TE-Meßsystemen ist zudem davon auszugehen, dass durch regionale Unterschiede bei den terrestrischen Sendefrequenzen fest implementierte Bandsperren nicht sinnvoll sind. Hier kann die Unterdrückung dieser Störer durch programmierbare Filter auf der Softwareseite des TE-Messsystems, z. B. durch adaptive Filteralgorithmen, erfolgen.

Ein weiterer Zweck der Bandpassfilterung in der Messimpedanz ist eine Quasiintegration (siehe Kapitel 3.5) des Messsignals im Zeitbereich zur Ermittlung der Impulsladung. Dabei berechnet sich nach Fourier die spektrale Energie eines beliebigen Stromimpulses nach Gl.3.18 Bekanntlich ist das Stromintegral über die Zeit die gesuchte Impulsladung Q (Gl.3.19). Rechnerisch entspricht also der spektrale Signalanteil bei Gleichspannung (f = 0 Hz) dem gesuchten Ladungswert Q. Da jedoch, wie oben beschrieben, Frequenzen im Bereich der Prüfspannung (und darunter) bei der Auskopplung unterdrückt werden, steht dieser Frequenzanteil zur weiteren Auswertung nicht zur Verfügung. Unter der Annahme, dass der Verlauf des Frequenzspektrums bis hin zu einer charakteristischen Grenzfrequenz f_g nahezu konstant verläuft, ist eine korrekte Ladungsbestimmung auch durch eine Bandpassmessung im Bereich dieser konstanten Amplitude des Frequenzspektrums eines TE-Impulses oberhalb von 0 Hz möglich. Die schmalbandige Bandpassmessung ermöglicht zudem, bei Kenntnis des aktuellen Störspektrums der Umgebung, die gezielte Auswahl eines Frequenzbereiches zur TE-Messung, der weitgehend frei von frequenzstarren Störern ist.

Gelegentlich verzichtet man auf die Messimpedanz und greift nach den nichtkonventionellen TE-Auskopplungsmöglichkeiten. Die TE-Impulse werden dann mit Hilfe eines Hochfrequenz-Zangenstromwandlers, der die Erdleitung des Prüflings umschließt, ausgekoppelt und dem Messgerät zugeführt (Abb.3.9). Allgemein werden sie Hochfrequenztransformatoren (HF-Trafos) genannt basieren auf dem Prinzip der induktiven Sensoren (im Kapitel 4) und bilden zusammen mit dem primären Leiter ein geeignetes Auskoppelsystem für TE-Impulse. Ihre Übertragungseigenschaften werden u.

a. durch die Wahl des Kernmaterials (Ferrits) und durch ihre Bauform beeinflusst. Abb.3.9 zeigt zwei kommerziell erhältliche Sensoren.

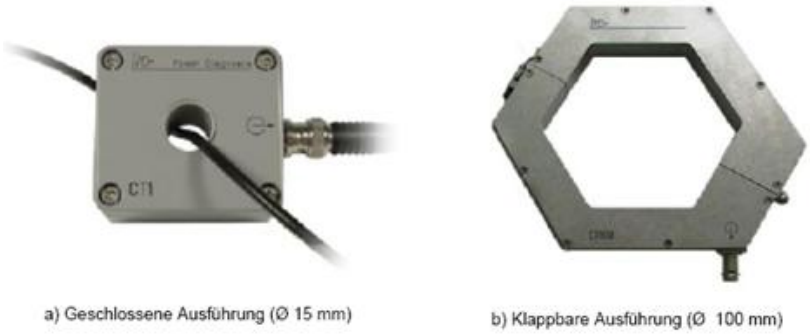


Abb.3.9 Stromwandler als HF-Trafos zur TE-Auskopplung [1]

Starre Sensoren (geschlossene Ringkerne) sind dabei in der Regel auf ihre elektrischen Übertragungseigenschaften hin optimiert, während offene Sensoren (Klappferrite) für die Handhabbarkeit und Anbringung vor Ort (unterbrechungsfreie Montage oder Online-Messungen) von Vorteil sind.

3.4 Energie eines TE-Impulses

Wie in den vorigen Abschnitten gezeigt ist die scheinbare Ladung meistens viel kleiner als der tatsächliche Ladungsumsatz. Der quantitative Zusammenhang ist unbekannt, weil Art, Lage und Größe der Fehlstelle nicht bekannt sind. Trotzdem hat sich die scheinbare Ladung Q_S als Kenngröße für die Bewertung der TE-Intensität in der Praxis bewährt. Hierfür werden im Folgenden einige Gründe genannt.
Die scheinbare Ladung steht in Beziehung zur Energie des TE-Impulses. Sie entspricht der, vor dem TE-Ereignis, in C_h kapazitiv gespeicherter Energie. Bei Annahme einer vollständiger Entladung gilt näherungsweise:

$$W_{TE} \approx \frac{1}{2} * C_h * \Delta u_h{}^2 = \frac{1}{2} * \Delta Q * \Delta u_h \tag{3. 14}$$

ΔQ steht nach Gl.3.5 mit der außen erfassbaren scheinbaren Ladung Q_S in Beziehung. Δu_h ergibt sich über das kapazitive Teilerverhältnis aus dem Scheitelwert der außen messbaren TE-Einsetzspannung U_{TEE}:

$$W_{TE} \approx \frac{1}{2} * \left(Q_S \frac{C_h}{C_S}\right) * (\sqrt{2} u_{TEE} \frac{C_S}{C_h}) \tag{3. 15}$$

$$W_{TE} \approx \frac{1}{2}\sqrt{2} * Q_S * u_{TEE} \tag{3. 16}$$

Häufig sind bei Geräten einer Spannungsebene die TE-Einsatzspannungen vergleichbar, so dass die scheinbare Ladung auch als Orientierung für die Energie des Entladungsimpulses gelten kann. Nach Gl.3.5 steigt die scheinbare Ladung mit der

Durchschlagspannung des Hohlraums und somit auch mit der Schlagweite d und der *Größe* des Hohlraums:

$$Q_S = \Delta Q \frac{C_S}{C_h} = C_h U_d \frac{C_S}{C_h} \tag{3. 17}$$

Für die Höhe der akzeptablen TE-Intensitäten gibt es weder allgemeinen Festlegungen noch theoretische Begründungen. Es sind Werte aus der praktischen Prüferfahrung, welche in gerätespezifischen Normen festgelegt sind.
Meist wird bei der Prüfung die Prüfspannung gesteigert, beim Zurücknehmen der Spannung darf die TE-Intensität dann bei einem definierten Spannungswert (deutlich oberhalb der Betriebsspannung) den festgelegten Ladungswert Q_S nicht überschreiten. Damit soll sichergestellt werden, dass im Betrieb Teilentladungen, die durch eine Überspannung gezündet worden sein könnten, bei Betriebsspannung auf jeden Fall wieder verloschen sind. Üblicherweise liegen die bei einer Prüfung akzeptierten Ladungswerte für hochbeanspruchte Isolierungen (Betriebsfeldstärke > 3kV/mm) zwischen $Q_S = 1\,pC$ und $10\,pC$ wenn es sich um empfindliche Isolierstoffe wie Kunststofffolien, Epoxidharz oder ölimprägniertes Papier handelt. Generatorisolierungen mit einem hohen Anteil von Teilentladungsresistentem Glimmer können Entladungen im Bereich von $1000\,pC$ aufweisen. $10000\,pC$ werden als gefährlich angesehen. Glas und Porzellan weisen eine noch weitaus höhere Resistenz gegen TE auf. Koronaentladungen in Luft, auch auf keramischen Oberflächen, gelten als ungefährlich. Für Transformatoren sind ab Spannungen von $U_m > 72{,}5\,kV$ Teilentladungsprüfungen vorgeschrieben. Die Pegel sind $100\,pC$ bei $1{,}1\,Um/\sqrt{3}$, $300\,pC$ bei $1{,}3\,Um/\sqrt{3}$ und $500\,pC$ *bei* $1{,}5\ Um/\sqrt{3}$, je nach anzuwendendem Prüfzyklus [4]. Diese Pegel gelten als großzügig bemessen und werden in der Praxis deutlich unterschritten.
Bei einer scheinbaren Ladung von 500 pC ist bei Transformatoren von einem gefährdeten Zustand auszugehen. Im Hinblick auf die erosive Alterung von Isolierstoffen sind sowohl die Entladungsintensität Q_S als auch die Entladungshäufigkeit N von Bedeutung. In empfindlichen organischen Isolierstoffen wird ein *Ladungsumsatz* von $N\,Q_S = 2\,nC/\,min = 33\,pC/s \approx 1\,pC/\,Periode$ als ungefährlich genannt. Dieser Wert soll sowohl für Wechsel- als auch für Gleichspannung Gültigkeit besitzen.

3.5 Zeitlicher Verlauf und Spektrum von Teilentladungen

Die Messung der scheinbaren Ladung ist auf verschiedene Arten möglich. Im Wesentlichen unterscheiden sie sich von der Bandbreite der verwendeten TE-Messeinrichtung Ohne Kenntnis der grundsätzlichen Zusammenhänge zwischen dem Spektrum bzw. Zeitverlauf der TE-Impulse und der Messeinrichtung kann es zu größeren Messfehlern kommen. Dieser Beitrag befasst sich daher eingehender mit den Grundlagen der schmal-und breitbandigen Impulsmesstechnik und beschreibt danach die gebräuchlichsten TE-Mess- und Kalibrierkreise.
Untersuchungen an verschiedenartigen Prüflingen haben ergeben, dass bei TE in festen Isolierstoffen die Anstiegszeit der TE-Impulse bei wenigen Nanosekunden und die Rückenhalbwertszeit bei einigen $10\,ns$ liegen. TE in Öl verursachen Stromimpulse mit

deutlich größerer Anstiegszeit. Im Bereich von $1\,ms$ beim Anstieg und die Rückhalbwertszeit liegt bei einigen Mikrosekunden.
Abb. 3.7 a zeigt den vereinfachten Kurvenverlauf $i(t)$ eines TE-Impulses als Überlagerung zweier Exponentialfunktionen. Hierbei sind T_1 die Zeit bis zum Maximum i_{max} und T_2 die Rückhalbwertszeit, bei welcher der Impuls auf $i_{max}/2$ gefallen ist. Die Ladung des Stromimpulses ergibt sich als Fläche des Strom-Zeit-Verlaufs zu:

$$Q = \int_0^\infty i(t)\,dt \tag{3. 18}$$

Mit Hilfe der Fourier-Analyse kann das Spektrum dieses Stromimpulses berechnet werden. Für drei verschiedene Wertepaare von T_1 und T_2 sind in Abb. 3.7 b die bezogenen Amplitudendichten $F(f)/F(0)$ über der Frequenz wiedergegeben. Danach ist die Amplitudendichte eines jeden Impulses bis zu einer bestimmten Frequenz annähernd konstant und gleich dem Gleichanteil $F(0)$ bei der Frequenz $f = 0Hz$. Während für den längsten der drei betrachteten Impulse mit $T_1 = 1\mu s$ und $T_2 = 5\mu s$ (Kurve 1 in Abb. 3.7 b) diese Grenzfrequenz für die konstante Amplitudendichte nur bei etwa $5kHz$ liegt, beträgt sie etwa $1\,MHz$ für den kürzesten Impuls mit $T_1 = 1ns$ und $T_2 = 15\,ns$ (Kurve 3). Untersuchungen mit ähnlichen Impulsformen (z.B Dreiecksimpuls) führen zu gleichartigen Ergebnissen. Für den theoretischen Grenzfall eines unendlich schmalen Impulses (Dirac-Stoß) ist bekanntlich die Amplitudendichte über die Frequenz konstant. Zusammenfassend lässt sich festhalten, dass das Spektrum zu immer höheren Frequenzen reicht, je kürzer der TE-Impuls ist.

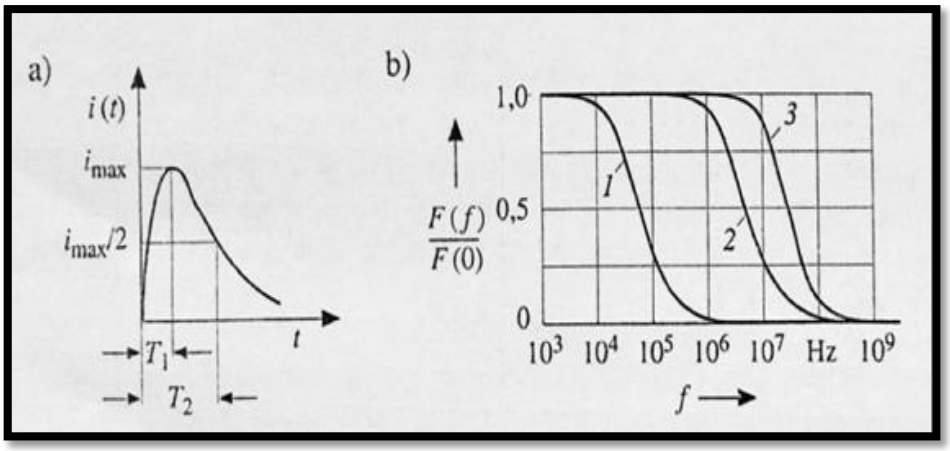


Abb. 3.10 Idealisierter TE-Impuls [2]

Zeitlicher Verlauf i(t), T1 Zeit bis zum Maximum i_max, T2 Rückhalbwertszeit

Durch Vergleich von Gl.3.18 mit der Gleichung für das komplexe Spektrum des Stromimpulses:

$$F(\omega) = \mathcal{F}\{i(t)\} = \int_{-\infty}^{\infty} i(t)e^{-j\omega t}dt \tag{3. 19}$$

ergibt sich für $\omega = 2\pi f = 0$ die Beziehung:

$$Q = f(0) \tag{3. 20}$$

d.h. die Impulsladung Q entspricht dem Gleichanteil F(0) der Amplitudendichte. Für den Frequenzbereich, in dem nach Abb. 3.10 b die Amplitudendichte annähernd konstant ist, folgt hieraus die wichtige Erkenntnis, dass Q gleich der Amplitudendichte F(f) ist:

$$Q = f(0) = F(f) \tag{3. 21}$$

3.5.1 TE-Ladungsmessegräte

Die mit dem Ankopplungsvierpol messbaren Stromimpulse sind aufgrund der komplexen Systemeigenschaften des Messkreises im Rahmen der *klassischen TE-Diagnostik* meist wenig aussagekräftig. Die Stromimpulse müssen zur Bildung der Kenngröße „Ladung" integriert werden. Die zu diesem Zweck vorgenommene „Quasi-Integration" kann durch breitbandige und schmalbandige TE-Messgeräte, sowie durch die in den Anfängen der TE-Messtechnik eingeführten Störspannungsmessgeräte (radio-interference-meter, RIV-meter) der Nachrichtentechnik erfolgen. Wichtige Kenngrößen der klassischen Diagnostik sind die scheinbare Ladung Qs (Teilentladungsintensität TEI), die Phasenlage bzgl. der netzfrequenten Grundschwingung, die Häufigkeit N, sowie Teilentladungseinsetz-und Aussetzspannungen (TEE und TEA).
Für die Ermittlung von Q stehen somit grundsätzlich zwei verschiedene Beziehungen zur Verfügung. Die scheinbare Ladung lässt sich entweder nach Gl.3.18 im Zeitbereich oder nach Gl.3.19 im Frequenzbereich ermitteln. Dementsprechend können auch die TE-Ladungsmessgeräte klassifiziert werden. Die bislang bei TE-Prüfungen überwiegend eingesetzten Messgeräte nutzen aufgrund ihrer geringen bis mittelgroßen Bandbreite die Beziehung nach Gl.3.21 aus, d.h. hier erfolgt eine „Integration im Frequenzbereich" die oft als „Quasi Integration" bezeichnet wird. Bei den sehr breitbandigen Geräten findet dagegen eine „Integration im Zeitbereich" entsprechend Gl.3.18 statt. Die Unterscheidung der Messgerätebandbreite in schmal-bzw. breitbandig erfolgt hierbei in Relation zum Spektrum der TE. Hierauf wird im Folgenden näher eingegangen.

3.5.2 Integration im Frequenzbereich

Die Bandbreite der Ladungsmessgeräte nach diesem Prinzip ist kleiner als der Frequenzbereich in dem der zu messende TE-Impuls eine konstante Amplitudendichte des Spektrums nach Abb. 3.10 b aufweist. Diese Messgeräte verarbeiten daher nur einen begrenzten Teil des TE-Spektrums, in dem die Bedingung $F(f) = konst. = Q$ nach Gl.3.21 zu erfüllen ist.
Zur Beschreibung der grundsätzlichen Wirkungsweise wird ein idealisiertes Messsystems mit der unteren und oberen Grenzfrequenz f_1 und f_2 betrachtet, innerhalb derer der Übertragungsfaktor A einen konstanten Wert A_0 aufweist. Die Mittenfrequenz des Systems (bzw. Resonanzfrequenz bei Schmalbandsystemen) ist:

$$f_0 = \frac{f_1 + f_2}{2} \tag{3. 22}$$

und die Bandbreite:

$$\Delta f = f_2 - f_1 \ . \tag{3. 23}$$

Wird auf den Eingang des Systems ein Dirac-Stoß gegeben, so ist das Ausgangssignal (Stoßantwort):

$$s(t) = 2A_0F(f_0)\{f_2 s_i[2\pi f_2(t-t_0)] - f_1 s_i[2\pi f_1(t-t_0)]\}\,, \tag{3. 24}$$

worin die Funktion $si(x) = \frac{\sin(x)}{x}$, t_0 die Laufzeit des Systems und $F(f_0)$ die Amplitudendichte des Dirac-Stoßes bei der Mittenfrequenz des Systems nach Gl.3.22 Der Maximalwert der Stoßantwort ergibt sich hieraus zu:

$$s_{max} = 2A_0F(f_0)\Delta f. \tag{3. 25}$$

Die Stoßantwort nach Gl.3.24 ist demnach durch die Eigenschaften des Messsystems und die Amplitudendichte des Dirac-Stoßes bei der Mittenfrequenz bestimmt. Die Information über den das Messsystems anregenden Impuls steckt allein in $F(f_0)$ und damit im Maximalwert der Stoßantwort nach Gl.3.25.
Dieses für den Dirac-Stoß abgeleitete Ergebnis lässt sich auf den TE-Impuls übertragen, sofern dessen Amplitudendichte mindestens bis zur oberen Grenzfrequenz f_2 konstant ist. Wegen $F(f_0) = Q$ nach Gl.3.21 ist dann der Maximalwert des Antwortsignals der TE-Impulsladung proportional:

$$s_{max} \sim F(f_0) = Q. \tag{3. 26}$$

Je nach Bandbreite des Systems können nun zwei charakteristische Antwortsignale unterschieden werden.

3.5.3 Begrenzt breitbandiges und Breitband Messsystem

Eine Unterdrückung der niederfrequenten Netzströme, die über C_k und C_P wegen der angelegten hohen Spannung fließen, wird durch eine Bandpassfilterung dieser Ströme in Messimpedanz Z_m ermöglicht. Dies wird dadurch erreicht, dass man einen Widerstand R_m und eine Induktivität L parallel schaltet (Abb. 3.11), wodurch für die Umwandlung der TE-Ströme $i(t)$ in die Spannung $u(t)$ ein Hochpasssystem zur Verfügung steht, das für $\omega L \ll R_m$ die niederfrequenten Ströme ausfiltert. Da aber dieses Signal zum Messgerät durch ein Kabel übertragen wird, muss man die frequenzabhängigen Eigenschaften dieses Kabels berücksichtigen. Man wählt den Widerstand R_m so, dass er dem Wellenwiderstand des Kabels entspricht, um Reflexionen zu vermeiden. Somit wird zusammen mit dem hochohmigen Eingang des Messeverstärkers ein Bandpassfilter mit einer oberen Grenzfrequenz von bis zu 1 MHz gebildet.
Als weiteres Beispiel für ein ideales Breitbandsystem mit der Bandgrenzen $f_1 = 10\ kHz$ und $f_2 = 100\ kHz$ kann man das Antwortsignal bei Stoßerregung nach Gl.3.24 sehen (Abb. 3.12). Voraussetzungsgemäß liegt die Bandbreite des Signals innerhalb des

Frequenzbereiches, in dem die Amplitudendichte des anregenden Stoßes konstant ist. Es wird also nur ein begrenzter Teil des TE-Spektrums verarbeitet. Die Stoßantwort in Abb. 3.12 stellt sich als Überlagerung zweier an und abklingender Schwingungen mit den Grenzfrequenzen f_1 und f_2 dar. Wegen der nicht idealen Bandfiltercharakteristik (endlich steile Filterflanken usw.), eines nach diesem Prinzip arbeitenden TE-Messgeräts, kann dessen Antwortsignal geringfügig von dem in Abb. 3.12 gezeigten Verlauf abweichen. Der Maximalwert, der nach der Laufzeit t_0 erreicht wird, ist durch Gl.3.26 festgelegt.
Nach Spitzenwertmessung ist nach Gl.3.26 die Anzeige des TE-Messsystems der scheinbaren Ladung Q (Q_S) proportional.
Charakteristisch für die bandbegrenzte Signalverarbeitung ist weiterhin die Verbreiterung der Impulsantwort gegenüber dem Originalimpuls. Für den Grenzfall $f_1 = 0\ Hz$ (idealer Tiefpass) kann die mittlere Zeitdauer der Stoßantwort angegeben werden:

$$\tau' = \frac{1}{2f_2} = \frac{1}{2\Delta f} \tag{3. 27}$$

Danach bestimmt die Bandbreite eines TE-Messgeräts dessen Auflösungsvermögen für kurz aufeinander folgende TE-Impulse. Um unzulässige Überlagerungen der Impulsantworten im Messgerät zu vermeiden, muss sichergestellt sein, dass der Abstand der TE-Impulse untereinander und zu reflektierten Impulsen, wie sie z.B. bei langen Kabeln auftreten können, deutlich kleiner als τ‘ ist.

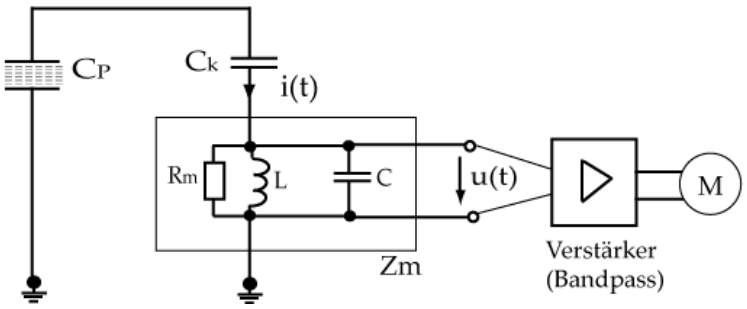


Abb. 3.11 Breitband TE-Detektorsystem (RLC Ankopplung) [4]

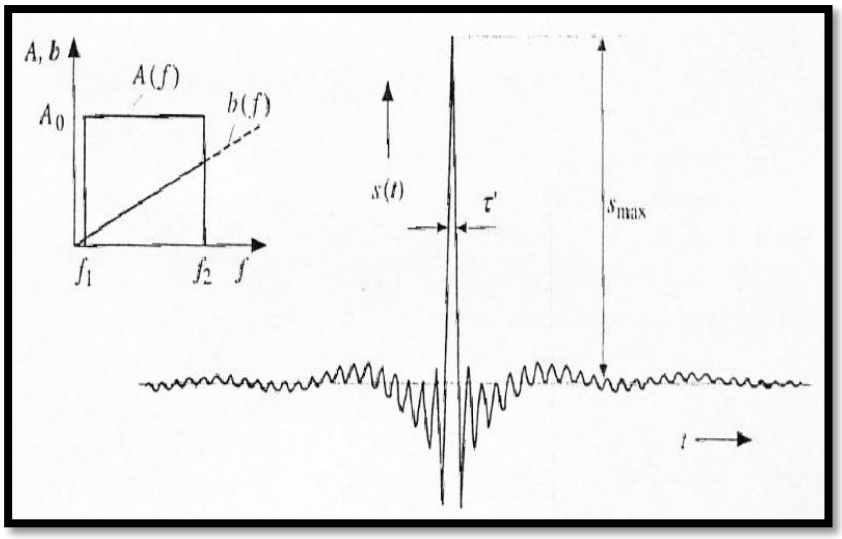


Abb. 3.12 Stoßantwort s(t) eines idealisierten begrenzt breitbandigen Systems [2]

Je nach Fabrikat der begrenzt breitbandigen TE-Messgeräte liegt die untere Grenzfrequenz f_1 bei einigen zehn kHz und die obere bei einigen hundert kHz. Mit diesen Geräten können TE-Impulse grundsätzlich auch nach ihrer Polarität unterschieden werden. Entsprechend der Gerätebandbreite lassen sich TE-Impulse mit einem Zeitabstand von 2µs bis 5µs bzw. einer Impulshäufigkeit von 100 kHz noch auflösen. Bei Kabelprüfungen ist ein besonderer Nachweis erforderlich, dass Fehlmessungen infolge von Impulsüberlagerungen für die betreffende Kabellänge ausgeschlossen sind (Doppelimpulsdiagramm, Kapitel 4, Kabelmessungen).

3.5.4 Schmalbandsystem

Schmalbandige TE-Messgeräte besitzen sehr stark schwingende Impulsantworten, wobei die Frequenz der Schwingung der Mittenfrequenz f0 des Filters entspricht. Die Information über die Polarität des Impulses geht dabei verloren. Die Ladung lässt sich auch hier mit der Gl.3.26 berechnen. Bei der Auswahl der Mittenfrequenz ist ein Frequenzbereich zu wählen, in dem sich die Anzeige nicht mit der Frequenz verändert (Kapitel 3.5.2). Eine übliche Bandbreite ist z.B. für Störspannungsempfänger, genormte Wert Δf=9 kHz, der einer Impulsauflösungszeit von ca. 220 µs entspricht. Schmalbandige TE-Messgeräte mit durchstimmbaren Filtern besitzen den Vorteil, dass in elektromagnetisch gestörter Umgebung (wie z.B. in industriellen Produktionsstätten) ein weniger gestörtes Frequenzband ausgewählt werden kann. Nachteilig ist die schlechte Auflösung rasch aufeinanderfolgender Pulse. Wird das Kabel mit einem hochohmigen Eingang des Messverstärkers abgeschlossen, so wird für Frequenzen (Teleghraphengleichungen) $f <= 1/2\pi\tau_k$, $\tau_k = \sqrt{L'C'}$ nur die Kabelkapazität $C_{kabel} = C'_{kabel} * l$ wirksam. Dies ist bei üblichen Kabellängen l<=20 m und Frequenzen f<=1MHz praktisch immer der Fall. Somit verfügt Z_m auch über eine kapazitive Komponente. Ankoppelvierpole sind manchmal so ausgeführt, dass sie eine galvanische Trennung des Messkreises und des Messgerätes ermöglichen. Bewerkstelligt wird dies durch Hochfrequenzübertrager mit einer Impedanztransformation, die unterschiedliche Windungszahlen zwischen primär und Sekundärwicklung aufweisen [4].
Mit abnehmender Bandbreite des Messsystems verbreitert sich die Stoßantwort im Zeitbereich bei gleichzeitig abnehmender Amplitude, und die beiden Teilschwingungen mit den Frequenzen f_1 und f_2 gehen in eine einzige Schwingung mit der Resonanzfrequenz f_0 über. Die Stoßantwort des Schmalbandsystems ist zwar weiterhin durch die Gl.3.24 und Gl.3.25 bestimmt, der Zeitverlauf verändert sich aber signifikant. Abb. 3.13 zeigt die nach Gl.3.24 (wegen $\Delta f \ll f_0$ lässt sich Gl.3.24 auch folgendermaßen umschreiben:
$s(t) = 2A_0F(f_0)\Delta f si[\pi\Delta f(t-t_0)]cos[2\pi f_0(t-t_0)]$ [2] berechnete Stoßantwort eines Schmalbandsystems mit $f_0 = 100\ kHz$ und $\Delta f = 9\ kHz$. Die mittlere Zeitdauer des mit der Frequenz f_0 schwingenden Wechselstromsignals ist:

$$\tau = 1/\Delta f, \tag{3. 28}$$

während der Maximalwert wiederum durch Gl.3.25 festgelegt ist. Nach Spitzengleichrichtung des Wechselstromimpulses und Spitzenwertmessung zeigt daher

das schmalbandige TE-Messgerät wegen Gl.3.26 wiederum die scheinbare Ladung Q des TE-Impulses an.
In der Praxis sind TE-Messgeräte, die nach diesem Prinzip arbeiten, mit Mittenfrequenzen von 100 kHz bis zu mehreren MHz und einer Bandbreite von etwa 10 kHz im Einsatz. Durch die nicht ideale Bandfiltercharakteristik des TE-Messgeräts kann dessen Antwortsignal geringfügig von dem in Abb. 3.13 gezeigten Verlauf abweichen. Bei einigen Geräten kann die Mittenfrequenz in einem weiten Bereich durchgestimmt werden. Dies ist vorteilhaft, um Störungen, die Häufig nur innerhalb eines begrenzten Frequenzbereiches vorkommen, auszuweichen oder um Resonanzstellen im Mess-und Prüfkreis aufzufinden. Nachteilig ist, dass die TE-Impulse nicht nach ihrer Polarität unterschieden werden können, da sowohl positive als auch negative TE-Impulse das gleiche Antwortsignal nach Abb. 3.10 verursachen.
Nach Gl.3.28 ist die mittlere Dauer der Impulsantwort umgekehrt proportional zur Gerätebandbreite. Zur Vermeidung von Fehlmessungen durch Überlagerung von Impulsantworten darf daher der Abstand der TE-Impulse die reziproke Gerätebandbreite nicht überschreiten.
In Übereinstimmung mit dieser Forderung wurde für TE-Messgeräte mit einer Bandbreite von 10 kHz ein minimaler Impulsabstand, bei dem Überlagerungsfehler noch vernachlässigbar waren, von 0,1 ms gemessen. Die maximale Impulshäufigkeit der TE-Impulse, die noch nicht zu Überlagerungsfehlern führt, ist damit deutlich kleiner als die, die von begrenzt breitbandigen Geräten aufgelöst werden kann.

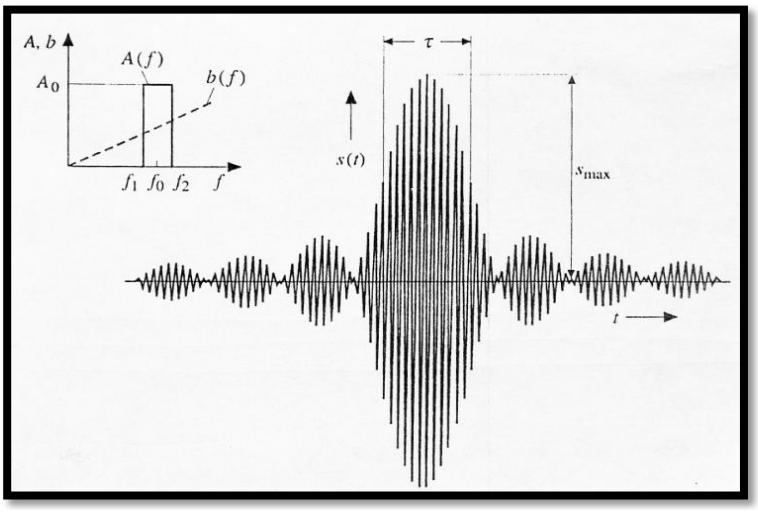


Abb. 3.13 Stoßantwort s(t) eines idealisierten Schmalbandsystems ($f_0 = 100\ kHz$; $\Delta f = f_2 - f_1 = 9\ kHz$) [2]

Wie bei begrenzt breitbandigen Geräten ist die Anzeige der schmalbandigen TE-Messgeräte innerhalb der vorgegebenen ab ca. n=50 1/s Grenzen unabhängig von der Impulshäufigkeit (Abb. 3.14 Kurve 1) und proportional der größten periodisch auftretenden Impulsladung.
Eine Sonderform stellen Funkstörmessgeräte dar, die in den Anfängen der TE-Messtechnik vorwiegend Einsatz fanden und auch heute noch mit Einschränkungen für TE-Prüfungen verwendet werden. Mit einer Bandbreite von meist 9 kHz entsprechen diese Geräte in ihrer Wirkungsweise grundsätzlich schmalbandigen Ladungsmessgeräten. Infolge einer Überlagerung der Impulse im Gerät ist jedoch die

Anzeige (Störspannung in µV) nicht allein von der Ladung, sondern auch von der Impulshäufigkeit n entsprechend einer genormten Bewertungsfunktion f(n) abhängig (Abb. 3.14 Kurve 2). Im Unterschied zu den schmalbandigen Ladungsmessgeräten ohne Bewertung ergeben daher Impulse gleicher Ladung, jedoch höherer Impulshäufigkeit, eine größere Anzeige des Funkstörmessgeräts. Eine derartige Bewertung scheint nicht unangebracht zu sein, da die Schädigung einer Isolierung durch TE im Allgemeinen mit steigender Betriebsspannung rascher erfolgt, wobei die Impulshäufigkeit, aber nicht unbedingt die Impulsladung ansteigt.
Weiterhin wird bei unterschiedlich großen TE-Impulsen nicht nur die größte Ladung verarbeitet, sondern die kleineren Impulse tragen infolge Überlagerung entsprechend ihrer Häufigkeiten auch zur Anzeige bei. Eine genaue Umrechnung der bewerteten Störspannungen in µV in eine entsprechende scheinbare Ladung Q ist daher nur in Einzelfällen, z.B. bei der Einsetzspannung, möglich. Treten bei der Einsetzspannung je ein gleich großer TE-Impuls in der negativen und positiven Halbschwingung der 50 Hz Prüfspannung auf, so ist n=100 1/s, und bei einer Messimpedanz von 60Ω führt dies auf den Zusammenhang 1 µV=2,6 pC [2].

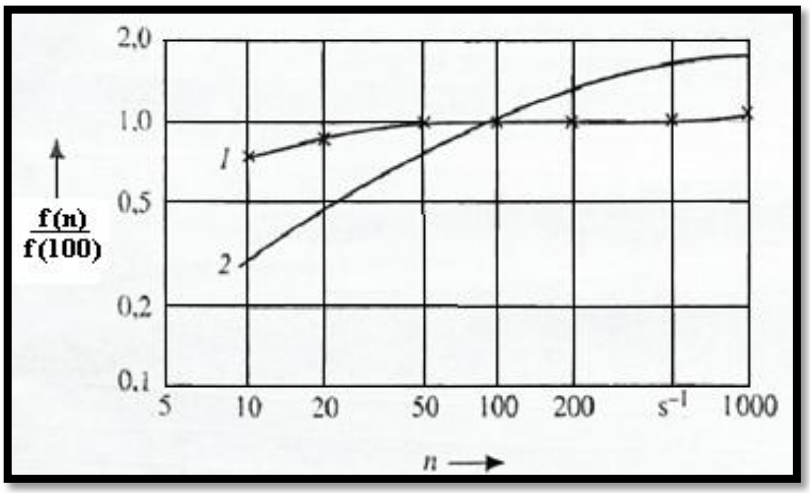


Abb. 3.14 Anzeige von TE-Messgeräten in Abhängigkeit von der Impulshäufigkeit n [2]

1 Begrenzt breitbandiges TE-Messgerät
2 normierte Bewertungsfunktion eines Funkstörmessgerätes nach CISPRE

3.5.5 Integration im Zeitbereich bei sehr breitbandigen Systemen

Das Verhalten breitbandiger TE-Messgeräte sei am Beispiel einer einfachen RC-Integration erläutert (Abb. 3.15). Für Rm<<R lädt der Teilstrom

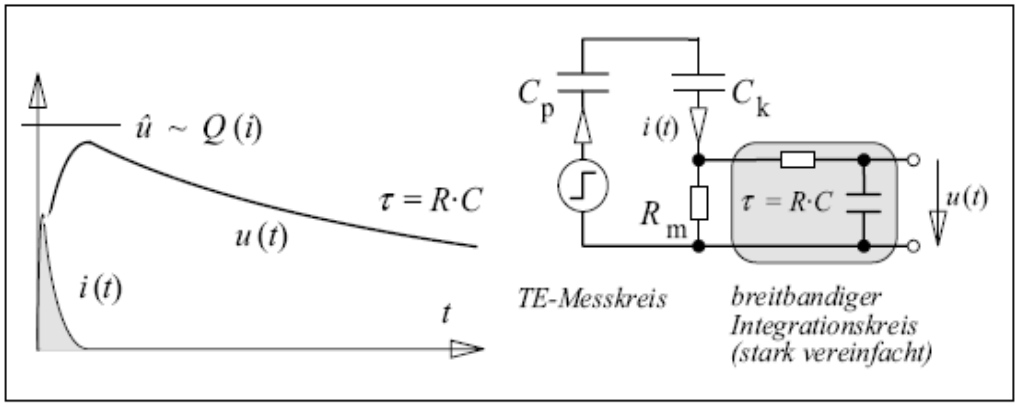
$$i_C(t) = i(t) * R_m/R \tag{3. 29}$$

die Kapazität C auf die Spannung $u(t)$ auf, die der bis zu diesem Zeitpunkt geflossenen Ladung proportional ist:

$$u(t) = \frac{\{i_C(t)\}}{C} \sim \int i(t)dt \;\; bei\, u(0) = 0V \tag{3. 30}$$

Dieser Ladungswert wird idealerweise in C gespeichert. Aufgrund der endlichen Zeitkonstanten τ=RC ergibt sich jedoch eine allmähliche Entladung. Das Maximum û der Spannung u(t) ist der Ladung Q proportional, wenn die Integrationszeitkonstante τ hinreichend groß gegen die Impulsdauer τ ist:

$$\tau = R * C \gg \tau_i \tag{3. 31}$$



Breitbandige Integration des Ausgleichsstromes i(t) in einem TE-Messkreis durch einen einfachen RC-Tiefpass.

Abb. 3.15 Breitbandige Integration durch einen RC-Tiefpass [7]

Die Zeitkonstante τ darf allerdings auch nicht zu groß sein, damit aufeinanderfolgende Impulse aufgelöst werden können. Praktische Werte liegen im µs-Bereich. Das RC Integrationsglied kann im Frequenzbereich auch als Tiefpass aufgefasst werden. Der Forderung nach einer großen Zeitkonstante $\tau = RC$ entspricht die Forderung nach einer niedrigen oberen Grenzfrequenz des Tiefpasses. Sie liegt bei praktischen Messgeräten in den 100 KHz-Bereiche. Systeme mit wesentlich höheren Grenzfrequenzen würden nicht mehr integrierend wirken, sondern den Stromimpuls mehr oder weniger unverändert übertragen. Das Charakteristische der sehr breitbandigen Messgeräte ist, dass sie die scheinbare Ladung durch Integration des Zeitverlaufs der Impulse nach Gl.3.18 auch Gl.3.4 ermitteln. Ihre Bandbreite liegt meist oberhalb von 1MHz und ist damit deutlich größer als die der im vorigen Abschnitt genannten schmalbandigen Ladungsmessgeräte. Da diese Geräte unflexibel bezüglich der Auswahl eines bestimmten Frequenzbereiches bei vor Ort Messungen sind, werden sie in letzter Zeit durch digitale Messgeräte immer mehr ersetzt. Bei einigen Geräten werden die Stromimpulse mit Hilfe eines schnellen Operationsverstärkers integriert. In Forschung und Wissenschaft werden schon seit längerer Zeit für TE-Messungen sehr breitbandige Meßsysteme eingesetzt, um aus dem zeitlichen Verlauf der TE-Impulse nähere Informationen über den möglichen Zusammenhang zwischen der Isolierstoffalterung und einzelnen TE-Messgrößen zu gewinnen. Während früher für derartige Untersuchungen Breitband-Oszilloskope verwendet wurden, bietet heute der Einsatz von leistungsfähigen Transientrecordern bzw. Digitaloszilloskopen weitreichende und zukunftsträchtige Möglichkeiten für die Auszeichnung und rechnergestützte Auswertung der TE-Impulse. Neben der Ladung, die

sich mit Hilfe der numerischen Integration ergibt, können so alle anderen interessierenden TE-Größen, so wie die TE-Impulshäufigkeit erfasst werden.
Für die unverzerrte Verarbeitung sehr kurzer TE-Impulse ist nach Kurve 3 in Abb. 3.14 b eine Bandbreite von mehr als 100 MHz erforderlich. Zur Ermittlung der Impulsladung ist jedoch eine derart hohe Bandbreite nicht unbedingt Voraussetzung. Zum einen können wegen der Dämpfungs- und Resonanzerscheinungen in üblichen Prüf- und Messkreisen die hohen Frequenzanteile des TE-Impulses oft nicht zum TE-Messgerät gelangen. Zum anderen bleibt die scheinbare Ladung als Stoßintegral nach Gl.3.18 auch dann erhalten, wenn das Meßsystem ein Tiefpass mit beliebigem Übertragungsverhalten ist und den Impuls dementsprechend verformt.
Abb. 3.13 zeigt als Beispiel die berechneten Verläufe eines idealisierten TE-Impulses an einem rein ohmschen Messwiderstand (Originalimpuls, Kurve 1) sowie nach Verformung durch einen Schwingkreis (Kurve 2) und einen gedämpft kapazitiven Kreis (Kurve 3).

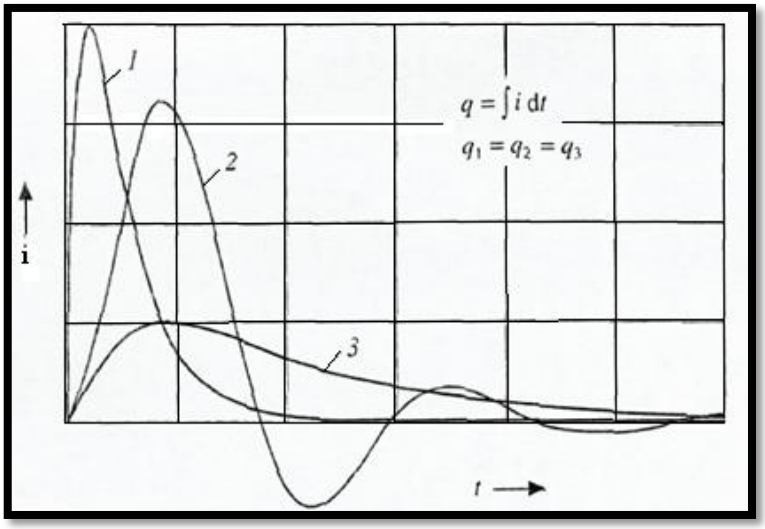


Abb. 3.16 Beispiele (Qualitativ) für die Invarianz der Impulsladung [2]

Unterschiedlichen Übertragungsverhalten eines Messgeräts im Integration im Zeitbereich

$$q = \int idt; \qquad q_1 = q_2 = q_3$$

1 Originalimpuls , 2 Impulsverformung durch Schwingkreis, 3 Impulsverformung durch gedämpft kapazitiven Kreis

Die Integration der drei Stromimpulse liefert trotzt der Beeinflussung durch das Messsystem, es können sogar negative Überschwingungen auftreten (Kurve 2), stets die gleiche Ladung. Eine obere Grenzfrequenz von einigen Megahertz kann daher für die Ladungsmessung durch Integration im Zeitbereich nach Gl.3.18 als ausreichend angesehen werden.
Im Gegensatz zu den schmal- und begrenzt breitbandigen TE-Messgeräten stellen die sehr breitbandigen Ladungsmessgeräte mit Integration im Zeitbereich keine besonderen Anforderungen an das Spektrum, z.B. an die Konstanz der Amplitudendichte der an den Prüflingsklemmen gemessenen TE-Impulse. Die scheinbare Ladung wird grundsätzlich unabhängig vom Verlauf der Amplitudendichte ermittelt. Aufgrund ihrer großen Bandbreite zeigen diese Geräte ein großes Impulsauflösungsvermögen. Wie man im

vorigen Abschnitt gesehen hat, bedingen TE-Messgeräte mit Integration im Frequenzbereich, sei es schmal- oder breitbandig, spezielle Anforderungen an die Eigenschaften und Messtechnik.

3.5.6 Zusammenfassende Beurteilung der Messgeräte

Die verschiedenen Arten von TE-Ladungsmessgeräten sind entsprechend der vorstehenden Klassifizierung in Abb. 3.17 zusammengestellt, wobei die angegebenen Bandbreiten nur als ungefähre Richtwerte zu verstehen sind. Die auf dem Markt befindlichen Geräte besitzen vielfach Zusatzeinrichtungen, z.B. oszillografische Darstellung der TE-Impulse über einer elliptischen Nulllinie, Impulshöhen-Diskriminator mit Zähler usw.
Je nach Anwendungsbereich und den Messbedingungen, die z.B. durch den äußeren Störpegel gegeben sind, kann der eine oder andere Gerätetyp Vorteile aufweisen. Für die TE-Prüfung bestimmter Betriebsmittel, z.B. Kabel, ist jeweils nur ein bestimmter Gerätetyp zugelassen (siehe Kapitel 4). Die traditionell in den Anfängen der TE-Messtechnik häufig verwendeten Funkstörmessgeräte werden voraussichtlich immer weniger bei TE-Prüfungen zu finden sein.
Bei Verwendung eines bestimmten Gerätetyps ist stets zu prüfen, ob die Voraussetzungen für die ladungsproportionale Anzeige erfüllt sind. Wenn das TE-Spektrum sich z.B. nur bis etwa 100 kHz erstreckt (Abb. 3.10 b, Kurve 1), ist die Anzeige von TE-Messgeräten mit einer oberen Grenzfrequenz von 400 kHz nicht mehr proportional zur Ladung. Das Gerät misst in diesem Fall die Amplitude des TE-Impulses, d.h. die „Quasi Integration“ unterbleibt. Fällt z.B. die Amplitudendichte $F(f)$ des direkt an den Prüflingsklemmen auftretenden TE-Impulses innerhalb der Bandbreite eines schmal- oder begrenzt breitbandigen Messgeräts stark ab, oder zeigt der Verlauf $F(f)$ eine resonanzartige Erhöhung, dann sind Fehlmessungen der scheinbaren Ladung unvermeidlich. Geringe Abweichungen vom idealen Verlauf des TE-Spektrums können toleriert werden, da von TE-Messungen grundsätzlich keine allzu hohe Messgenauigkeit erwartet wird.

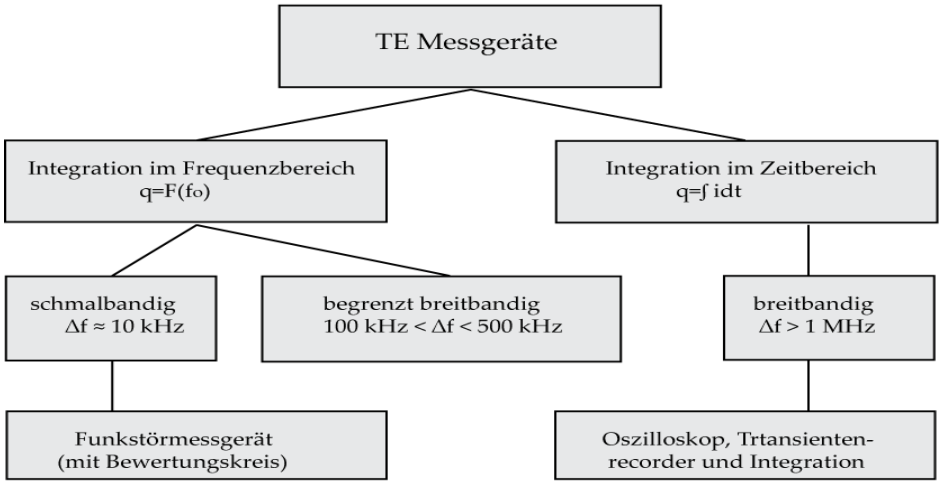


Abb. 3.17 Klassifizierung der TE-Messegräte zur Messung der scheinbaren Ladung [2]

Die kommerziell erhältlichen TE-Messgeräte sind grundsätzlich für TE-Messungen bei netzfrequenten Wechselspannungen konzipiert. Hierbei treten die TE-Impulse einigermaßen regelmäßig auf, und ihr zeitlicher Mindestabstand untereinander ist nicht größer als die Periodendauer der Prüfwechselspannung. Diese Voraussetzungen sind bei TE-Prüfungen mit Gleichspannung nicht von vornherein gegeben, so dass die Verwendbarkeit eines TE-Messgeräts für diese Prüfungen jeweils vorher geprüft werden muss.

3.6 Störquellen und Maßnahmen zur Störunterdrückung

In Abb. 3.18 sind, zum Unterschied zu Schaltung in Abb. 3.3 a, alle möglichen Störquellen die in einem Hochspannungslaboratorium oder „Vor Ort“ im Prüfplatz einer Produktionsstätte auftreten können, schematisch dargestellt. Wie Teilentladungen in einem Hohlraum entstehen und wie sie erfasst werden wurde in den vorigen Kapiteln dargestellt.
TE-Messkreise sind auf die empfindliche Erfassung kleinster Impulse im pC-Bereich ausgelegt. Sie sind deshalb auch in besonderem Maße empfindlich für alle Arten von Störungen. Störungsfreies messen von Teilentladungen ist deshalb eine der großen Herausforderungen praktischer Hochspannungsmesstechnik. Vor einer TE-Messung unter Spannung muss deshalb zunächst ohne Spannung kontrolliert werden, ob der sog. Grundstörpegel kleiner ist als das zu messende Signal. Außerdem muss die TE-Freiheit des Aufbaus ohne Prüfling unter Spannung nachgewiesen werden.

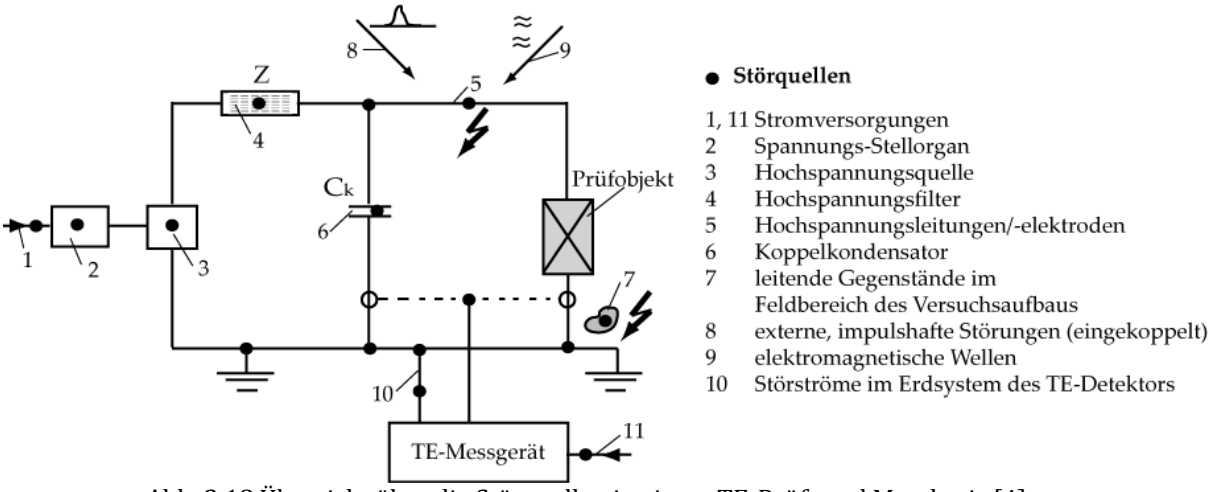


Abb. 3.18 Übersicht über die Störquellen in einem TE-Prüf- und Messkreis [4]

Eine der wesentlichsten Störungen bei der TE-Messung stellt der netzfrequente Verschiebungsstrom, der aber durch die modernen Geräte wegen der unteren Grenzfrequenz, die meistens höher als die Netzfrequenz liegt, unterdrückt wird. Die Spannungsquelle (Punkt 3 im Bild) sollte TE-frei sein, falls kein Netzfilter (4) vorgesehen ist. Punkt 2 im Bild stellt die Spanungsstellorgane der Prüftransformatoren dar. Obwohl diese in der Regel bei niedrigen Spannungen arbeiten, können die Gleitkontakte und bei Generatoren die Schleifringe und Kollektoren zu hochfrequenten Impulsstörungen bei ihrer Ausgangsspannung führen und über den Transformator auf die

Hochspannungsseite übertragen werden. Die Stromversorgungen 1 (für den HS-Kreis) und 11 (für das eigentliche TE-Messgerät) sind vor allem heute starke Störquellen, da der zunehmende Einsatz der Leistungselektronik für netzgespeiste Regelungen und Antriebe starke Netzspannungsoberwellen, bzw. periodische Impulsstörungen hervorruft.
Die hochfrequenten harmonischen Störspannungen, die von der Spannungsquelle kommen können, werden durch technisch aufwendige Filter (4) eliminiert, sofern man diese Aufgabe nicht speziellen TE-Messgeräten überträgt. Ein technisch falsch geschalteter Filter, kann aber genauso wie auch alle hochspannungsseitig angebrachten Verbindungsleitungen und Elektroden (5), zu starken „äußeren" Teilentladungen führen, wenn die Formgebung dieser Elemente nicht auf das hohe Potential dieser Elemente Rücksicht nimmt. Man muss also Rauigkeiten oder Spitzen auf den großflächigen Elektroden vermeiden, weil diese Entladungen im Feldraum verursachen können. Die Formgebung muss also feldsteuernd sein.
TE-frei muss auch der Koppelkondensator (6) sein. Oft liegen im Labor oder bei einer Messung „vor Ort" Metallteile oder Gegenstände (7), die im isolierten Zustand im Wechselfeld des Prüfaufbaus Potential annehmen. Hohe Feldstärken an deren Struktur oder zu schlechte Isolation mit benachbarten Teilen führen dann zu Entladungen. Solche Störungen koppeln sich in den Hochspannungskreis im Sinne der durch den Pfeil 8 angedeuteten Störeinwirkung für Impulshafte Vorgänge ein. Dass können sogar Schaltvorgänge in den nahegelegenen Niederspannungsleitungen sein, die über das elektrische, magnetische oder elektromagnetische Feld in den Hochspannungskreis sich koppeln können. Ein großes Problem stellen auch elektromagnetische Wellen (9), die vor allem im Langwellen- und Mittelwellenbereich des Rundfunks selektive Frequenzbänder belegen. Diese teils recht starken Störfelder erfordern eine elektromagnetische Schirmung in Laboratorien, die technisch recht aufwendig ist, wie z.B. ein Faraday-Käfig, also eine geschirmte Kabine.
Die Störquelle 10 in Abb. 3.18 stellt die Störquelle im Erdkreis des eigentlichen Messgerätes dar. Das können in den elektronischen Schaltungen des TE-Messgerätes induzierte Störströme oder Störungen in den Mänteln von Koaxialkabeln sein. Bei der Geräteentwicklung wird versucht auf diese Störungen Rücksicht zu nehmen.
Impulsstörer mit festem Phasenbezug können durch Wahl eines entsprechenden Zeitfensters ausgeblendet werden. Diese bei vielen TE-Messgeräten vorhandene Option ist für orientierende Messungen hilfreich, sie wird jedoch vielfach nicht akzeptiert, weil die Gefahr besteht, dass auch zu erfassende Signale ausgeblendet werden.
Wir können somit die Störeinflüsse in zwei Kategorien aufteilen, und zwar:
Die betriebsfrequente Wechselspannung mit ihren harmonischen Oberwellen, sowie die trägerfrequenten Rundfunksignale, beide als zeitlich weitgehend kontinuierliche Störgrößen. Die andere Gruppe machen alle anderen Störsignale aus, die in der Regel stochastisch auftreten und impulshaften Charakter besitzen.
Die unterschiedlichen Verfahren und Messgeräte für die TE-Messung unterscheiden sich grundsätzlich in ihrer Fähigkeit eine Störunterdrückung vornehmen zu können, um damit unverfälschte Ergebnisse zu liefern.

3.6.1 Zusammenfassung der Störunterdrückungsmaßnamen

Die Grundlegenden und wichtigsten Störunterdrückungsmaßnahmen vor einer TE-Messung können wir zusammenfassen:

- Ein allseitig geschirmten Hochspannungsraum.
- Äußere Elektromagnetische Strahlung (9) kann breitbandig gedämpft werden. Grundstörpegel unter 1 pC sind erreichbar.
- Netzfilter auf der Hochspannungsseite, Z: Für die Unterdrückung der von der Spannungsquelle stammenden Störungen, (1 2,3).
- Filter auf der Niederspannungsseite verbunden mit dem Hallenschirm
- Äußere netzgebundene Störungen, (1,11) z.B. durch leistungselektronische Schaltimpulse auf der niederspannungsseitigen Versorgungsseite, werden oft durch die Induktivitäten und Wicklungskapazitäten des Prüftransformators sowie durch hochspannungsseitige Strombegrenzungswiderstände gedämpft.
- Einsatz eines schmalbandigen TE-Messgerätes. Schmalbandige Störer (8) (z.B. Sendeanlagen) können mit einem schmalbandigen TE-Messgerät ausgeblendet werden, indem die Mittenfreqeunz auf einen ungestörten Frequenzbereich eingestellt wird. Dies ist für Vor-Ort-Messungen, bei denen eine Abschirmung nicht immer möglich ist, eine oftmals hilfreiche Lösung. Nachteilig ist dabei dass die Information über Polarität und Impulsform verloren geht.
- „Aufräumen“ des Hochspannungsraumes. Metallteile auf freiem Potential können sich periodisch gegen die Hochspannungs oder die Erdseite entladen (7).
- Gut verschraubte oder verkeilte Leiterverbindungen und verrundete Abschirmhauben. Schlechte, lockere oder undefinierte Kontakte können das sog. „Kontaktrauschen“ verursachen, (5). Auch hochspannungs- oder erdseitigen Kanten oder Spitzen sind Entladungsquellen, (Äußere Entladungen, Korona).

Zusammenfassend lässt sich sagen, dass die erwähnten Methoden zur Unterdrückung von Störquellen einen geeigneten Aufbau des Prüflokals betreffen, die hauptsächlich aus *elektromagnetischer Schirmung von Außen, Filterung und TE-freier Schaltungsaufbau* besteht.
Da aber diese idealen Bedingungen meistens nicht gegeben oder mit sehr großem Aufwand herstellbar sind, stellt sich daher die Aufgabe, inwieweit durch geeignete Schaltungsmaßnahmen oder speziell gestaltete TE-Messgeräte eine zusätzliche Störunterdrückung vorgenommen werden kann, sofern die bereits erwähnten Filterungsmaßnahmen nicht reichen.
Vor-Ort-Teilentladungsmessungen in einer Anlage sind besonders schwierig, weil große äußere Störungen, weder durch eine Halle noch durch Filter oder Abschirmhauben

beseitigt werden können. Hierfür gibt es mehrere Ansätze, mit denen sich jedoch nicht der Grundstörpegel einer Labormessung erreichen lässt:

- TE werden als Brückenmessung sowohl im Prüflingszweig als auch in einem Vergleichszweig (anstelle des Koppelkondensators) gemessen und zeitsynchron aufgezeichnet (Abb. 3.19). Gleichtaktsignale sind äußere Störungen, Gegentaktsignale sind dem Prüfling (oder dem Koppelkondensator) zuzuordnen. Eine andere ähnliche Methode stellt die Brückenschaltung nach Schering dar, die aber hier nicht weiter behandelt wird.

- Durch die sog. Richtkopplertechnik, d.h. durch TE-Messung an zwei verschiedenen Stellen (z.B. links oder rechts von einer Kabelmuffe) kann unterschieden werden, ob die Impulsquelle innerhalb oder außerhalb der Messstellen liegt. Dadurch können nicht nur äußere Störungen erkannt werden, sondern es ist auch eine Ortung bzw. räumliche Eingrenzung der TE-Quelle möglich. Betrachtet werden müssen die von den TE-Impulsen verursachten Ströme bzw. Magnetfelder. Äußere Quellen verursachen Gleichtaktstöme, Quellen zwischen den Messstellen verursachen Gegentaktströme. Für die Messung der TE-Ströme können breitbandige magnetische Sensoren oder Rogowski-Spulen eingesetzt werden.

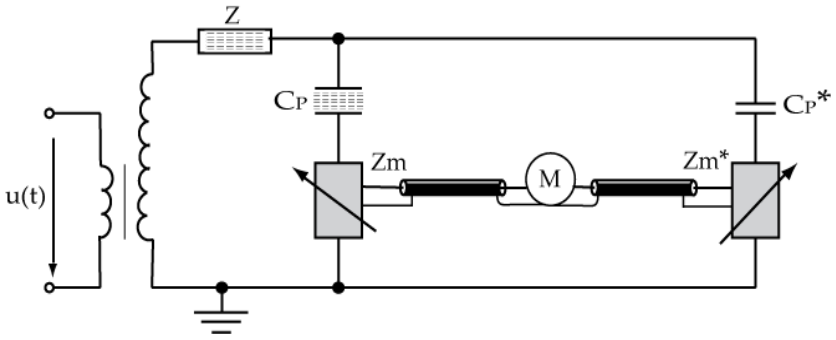


Abb. 3.19 Brückenmessung mit ersetztem Koppelkondensator

- Inzwischen gibt es mehrere Verfahren, schmal- und breitbandige Störer mit Hilfe digitaler Filter zu bedämpfen: Durch Transformation in den Frequenzbereich und adaptive Filterung der Störlinien können schmalbandige Störer ausgeblendet werden. Die Trennung äußerer (Korona-) Störer von inneren Entladungen kann bei Transformatoren durch einen Vergleich zwischen zwei Signalen (z.B. Strom- und Spannungssignal) erfolgen, wobei eines der Signale so gefiltert werden muss, dass die Übertragungseigenschaften beider Kanäle einander entsprechen. Die Störungsunterdrückung erfolgt ähnlich wie in Pkt. 1 durch Differenzbildung. Bei Strom- und Spannungssignalen kann durch Produktbildung auch die Richtung der Störungsausbreitung ermittelt werden. Ein anderer Ansatz besteht in der Trennung stochastischer Störsignale von TE-Nutzsignalen durch neuronale Netze. Dabei kommt eine zeitaufgelöste Signalformanalyse zum Einsatz, die eine breitbandige

Signalauskopplung und Verarbeitung bis in den VHF-Bereich, d.h. bis zu etwa 100 MHz erfordert.

- Störsignale die mit der Frequenz der Prüfspannung korreliert sind, kann man mit einer anderen Methode filtern. Dies sind z.B. Kontaktstörungen im Hochspannungskreis, die zwischen Schalterkontakten beim Nulldurchgang der niederfrequenten Wechselströme auftreten können, periodische Wechselrichterstörungen, oder auch äußere Teilentladungen in Luft, die in unmittelbarer Umgebung der Scheitelwerte der Prüfspannungen erscheinen. Um derartige Störungen von den inneren Teilentladungen der Isoliersysteme zu trennen, blendet man rein elektronisch jene Zeitperioden aus, in denen die Störungen auftreten. Diese periodischen „Fenster“ während der Periodendauer der Prüfwechselspannung werden mit dieser synchronisiert und sind nach Phasenlage und Zeitdauer einstellbar. In diesem ausgeblendeten Fenster auftretende Teilentladungen sind nicht messbar. Impulshafte besonders starke Störsignale in der Umgebung des Prüfkreisaufbaus lassen sich durch ein Antennensignal feststellen. Ein derartiges Signal kann ebenfalls zur Sperrung der Integrationsstufe im TE-Detektor für eine vorgegebene Zeit (einige $10\,\mu s$) benützt werden. Das „Fenster“ wird also vom Störsignal selbst getriggert. Die Kopplung der Antenne zum Prüfkreis muss aber sorgfältig gewählt werden, da ja auch die eigentlichen Nutz-TE-Signale die Felder in der Umgebung beeinflussen.

4. Teilentladungsmessungen an Kabeln

Die drei wichtigsten Arten von Energiekabel die im Mittel-und Hochspannungsystem verwendet werden, unterscheiden sich nach der Art der Isolierung und der unterschiedlichen Bauart. Zu diesen gehören neben dem Öl-Papier-isolierten Kabel, Kunststoffkabel und Gasdruckkabel. Durch die Weiterentwicklung der Kunststoffkabel werden die Öl-Papier isolierten Kabel sowie die Gasdruckkabel immer mehr in den Hintergrund gedrängt und immer weniger eingesetzt. Nicht nur aus diesem Grund werden in diesem Kapitel nur die kunststoffisolierten Kabel für die TE-Messtechnik betrachtet, TE-Messungen sind nur in festen Isolierstoffen sinnvoll (mehr dazu im Kapitel 4.2).

4.1 Aufbau und Eigenschaften kunststoffisolierter Kabel

Für den allgemeinen Überblick über den Aufbau kunststoffisolierter Kabel wird im Folgenden das Beispiel des VPE-isolierten Kabels genommen, da dieser Typ einerseits Vorteile gegenüber andere Isoliermaterialien (PVC, EPR, PE) bezüglich der Festigkeit, thermomechanischer Eigenschaften, Betriebstemperatur (90°C), $tan\delta$ und ε_r aufweist, andererseits ist er empfindlicher gegen TE als die anderen Isoliermaterialien.

Abb. 4.1 Aufbau eines VPE-Isolierten Hochspannungskabels [1]

VPE-isolierte Hochspannungskabel können ihrem Aufbau nach als lang gestreckte zylindrische Kondensatoren mit Leiter und metallischem Mantel als Elektroden und der VPE-Isolierschicht als Dielektrikum angesehen werden. Der Strom führende Innenleiter

wird in verschiedenen Kombinationen als ein- oder mehrdrähtiger Massiv-, Hohl- oder Segmentleiter gefertigt. Als Leiterglättung wird auf dem verseilten Leiter eine innere feldglättende Leitschicht extrudiert, die aus Polyethylen mit Ruß- oder Grafitbeimengungen besteht. Zudem wird als Aderabschirmung zur Erzielung eines radialsymmetrischen elektrischen Feldes auf die Isolierung eine ebenfalls leitfähige Umhüllung (äußere Leitschicht) extrudiert.
Zur Vermeidung von Hohlräumen, Grenzflächen und auch Verschmutzungen zwischen den Schichten werden innere Leitschicht, Isolierung und äußere Leitschicht in einem einzigen Arbeitsgang durch Dreifachextrusion zeitgleich aufgebracht. Die anschließende Bewickelung mit leitfähigen Bändern stellt sicher, dass bei Wärmeausdehnung die Kupferdrähte des Schirmes nicht in die Leitschicht gedrückt werden können. Die Längswasserdichtigkeit im Schirmbereich wird durch quellfähige Fließe oder Pulver gewährleistet.

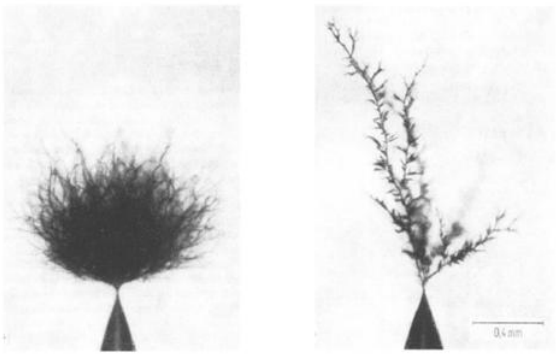


Abb. 4.2 „Electrical Tree“ in Polyethylen [1]

Für die Querwasserdichtigkeit wird ein geschlossener Metall- Schichtenmantel aufgebracht der als Diffusionssperre dient. Ein Kunststoff-Außenmantel aus Polyethylen oder PVC sorgt für einen abschließenden mechanischen Schutz. Fehler! Verweisquelle onnte nicht gefunden werden. zeigt den typischen Aufbau eines 110-kV-VPE-Kabels in längs- und querwasserdichter Ausführung.
Die Isolation eines VPE-isolierten Hochspannungskabels ist empfindlich gegenüber der Einwirkung von Teilentladungen und bezogen auf das Langzeitverhalten (Alterung) das am schwierigsten zu kalkulierende Element eines Kabels. Abb. 4.2 zeigt mikroskopische Aufnahmen von durch TE-Aktivität an Nadelspitzen entstandenen „Electrical Trees“, die den isolierenden Feststoff zersetzen und letztlich zum Ausfall des Kabels führen.

4.2 Allgemeines über TE bei den üblichen Kabeltypen

Die TE-Diagnose bei Kabeln erfordert hauptsächlich zwei TE-Messungen. Eine nach der Herstellung der Kabelstrecke im Kabelwerk durchgeführte Messung und eine zweite vor Inbetriebnahme mit installierten Garnituren wie Muffen und Endverschlüssen. Da das Hochspannungskabel nach seiner Herstellung im Kabelwerk auf TE-Freiheit untersucht wird, sind die potentiellen TE-Fehlstellen die Komponenten die vor Ort montiert werden.

Somit sind die Kabelgarnituren, wie Muffen und Endverschlüsse, die als TE Fehlstellen in Frage kommen.
Die in Kabeln und Garnituren als TE-Fehlerstellen vorkommenden und die dabei ablaufenden verschiedenen TE-Mechanismen kann man wie folgt klassifizieren:

- Gasgefüllte ionisierungsfähige kugelförmige Hohlräume (Luftblase), die entweder durch technologisch bedingte Fehler bei der Isolierungsproduktion entstanden sind, durch mechanische Beschädigung verursacht wurden oder durch fehlerhafte Montageprozesse in den Muffen oder Endverschlüssen existieren.

- TE können durch lokale Überbeanspruchung der elektrischen Festigkeit des Isolierstoffes entstehen, z.B. durch unebene Leitschichten eines PE/VPE Kabels oder durch die sogenannten „water trees“. Diese können als Folge einen Materialaufbruch haben, die sich als gasgefüllter TE-Kanal bemerkbar macht und „electical tree“ genannt wird. Hier finden energetisch intensive Zerstörungsprozesse statt, die nach relativ kurzer Wirkdauer zu Überbrückung der Elektroden und damit zum Durchschlag des Kabels/Garnitur führen können. Im homogenen Isolierwerkstoff wachsen „electrical trees“ bei Betriebsfeldstärke rund 0,2 mm/h Richtung Gegenelektrode und können schon nach ein paar Tagen zum Durchschlag führen.

- Gleitentladungen an Kabelendverschlüssen mit meist sehr intensiven Entladungsformen.

- Spitzenentladung/Sprühentladungen an Unstetigkeiten der Endverschlüsse. Spitzen und Kanten einer Elektrode erzeugen Entladungen nach dem Modell Spitze-Platte, die oft ungefährlich, bezüglich einer bleibenden Schädigung des Isoliermaterials, sind.

Das Ziel der TE-Messung an Kabeln kann somit in zwei Gruppen geteilt werden und zwar:

- Nachweis von Schwachstelen in Kunststoffkabeln als electrical tree, kugelförmige Hohlräume, Montagefehler bzw. Schädigung durch Außeneinflusse als eingedrungene metallische Spitzen, Risse und Schnitte mit starker Verminderung der Isolierfähigkeit.

- Nachweis von Fehlstellen an Garnituren (Muffen, Endverschlüsse) als technologisch entstandene Hohlräume, Absetzkanten, Spitzen der Leitschicht (Gleitentladungen) als Teilentladungsquellen (sogenannte lokale Alterung).

Die Schwachstellen eines Dielektrikums werden mit stark überhöhten Pegeln gegenüber der Betriebsspannung durchgeführt, dabei soll aber beachtet werden, dass durch die hohe Prüfspannung keine Vorschädigung der Kabelisolierung eingeleitet wird, die oft einen deutlichen Lebensdauerverbrauch des Kabels durch diese Prüfung zu Folge hat.
Die technisch sinnvollste Prüfspannung ist die Wechselspannung mit 50 bzw. 60 Hz, da Betriebsbelastung im normalen und gestörten Fall (zeitweilige Spannungsüberhöhungen) optimal nachgebildet werden. Die notwendige Prüfspannungshöhe wird durch den

hohen Blindleistungsbedarf der Kabelkapazität, durch leistungsstarke Prüftransformatoren oder sorgfältig dimensionierte Resonanzschaltungen erzeugt. Außerdem, werden auch andere Formen von Prüfspannung verwendet wie Gleichspannung, 0,1 Hz Wechselspannung, und auch die sog. Oszillating-Voltages (mit einer Exponentialfunktion abklingende Schwingung mit Frequenzen von 1 bis 10 kHz als Nachbildung von Schaltvorgängen in Kabelnetzen). Die *Gleichspannungsprüfung* hat sich für Kunststoffkabel nicht durchgesetzt, da einerseits wegen der fehlenden Spannungsnulldurchgängen und sehr großen Zeitkonstanten (Minuten bis Tage) der Raumladungen die Feldverteilung im Kabel im Vergleich zu Wechselspannung sehr stark gestört wird und damit keine Betriebsbelastung äquivalente Prüfbelastung darstellt. Andererseits werden auch grobe Fehler (Durchtrennen eines großen Teiles der Isolierung, eingedrungene Spitzen und fehlerhafte Garnituren) nicht erkannt.
Als Alternative zu *Gleichspannungsprüfung* hat sich die *0,1 Hz Wechselspannungsprüfung* bewährt, da sie gegenüber der Betriebsfrequenz eine stark Verminderte Blindleistung erfordert und auch die Nulldurchgänge (Raumladungsabbau bei Polaritätswechsel) vorhanden sind.
TE in Polyethylen- bzw. VPE-isolierten Kabeln führen, wenn sie bei Betriebsspannung auftreten, langfristig zum Durchschlag. Deshalb sind TE sowohl in der Kabelisolierung als auch in den Kabelgarnituren (Endverschlüsse, Muffen) sicher zu vermeiden.
Kabel werden außer bei der Produktion auch vor und nach der Verlegung TE-Messungen unterzogen.
Bei der *Produktionsüberwachung* werden Kabel schon während und nach der Produktion auf TE überwacht bzw. gemessen. Da die TE in VPE und allen kunststoffisolierten Kabeln im Gegensatz zu Öl-Papier-Kabeln irreversible Beschädigungen hervorrufen, ist es erforderlich, für diese Kabel eine praktische TE-Freiheit zu erzielen und nachzuweisen. Deshalb werden neu hergestellte Kabel einer TE-Prüfung (Stückprüfung) unterzogen.
Die dafür festgelegte Prüfspannung unterscheidet sich zwischen verschiedenen Ländern zwischen $1{,}5U_0$ und $2U_0$, und die zulässige TE-Intensität ist $\leq 5pC$ festgelegt.
Um derartig geringe Ladungen auch bei großen Kabellängen nachweisen zu können, müssen folgende Probleme beherrscht werden:

- Um die TE-Messung mit der notwendigen Messempfindlichkeit (ca. 1pC) zu ermöglichen, ist die TE-Prüf- und Messschaltung in einem geschirmten Raum unterzubringen.

- Zur Vermeidung von Gleitentladungen, die die eigentliche Messung stören würden, ist eine sichere Feldsteuerung im Bereich des abgesetzten Kabels zwischen dem geerdeten Kabelschirm und den prüfspannungsführenden Innenleiter nötig. Dazu ist es üblich, die Kabelenden in Wasserendverschlüssen anzuordnen, um einen möglichst linearen Potentialabbau zu erreichen.

Wird bei der durchgeführten TE-Prüfung die zulässige Intensität von 5 pC überschritten, so ist es ökonomisch sinnvoll, die TE-Stelle zu orten und aus dem Kable zu schneiden. Mittels der bekannten bzw. messbaren Ausbreitungsgeschwindigkeit für elektrische Impulse an den Kabelenden wird der TE-Ort berechnet. Wie die Fehlerstelle x bestimmt wird, wird im Kapitel 4.4 gezeigt.
Vor Ort Messungen werden vorgenommen da es vor Inbetriebnahme einer Kabelstrecke jedenfalls erforderlich ist, TE-Messungen durchzuführen, um insbesondere die fehlerlose

Montage der Endverschlüsse und Muffen und die einwandfreie Verlegung der Kabel nachzuweisen. Die TE-Fehler in Form von Einschlüssen in Kabelstrecken können dadurch entstehen, dass die Endverschlüsse und Muffen meistens in Wickeltechnik von Hand gefertigt bzw. auf das an der Baustelle vorbereitete Kabelende als Schiebeendverschluss aufgebracht werden. Für die Bereitstellung der Prüfspannung in der benötigten Höhe von $1{,}5U_0$ *oder* $2U_0$ sind verschiedene Verfahren im Einsatz. Wichtig für das Initiieren von TE ist die Verwendung veränderlicher Prüfspannungen. Folgende Verfahren kommen zur Anwendung:

- *Prüfung mit Netzfrequenz* – Die Spannung wird mittels Prüftransformator bereitgestellt. Lange Kabel stellen jedoch eine große Kapazität dar, womit diese Möglichkeit durch die zu erzeugende große Blindleistung begrenzt wird.

- *Resonanzschaltungen* - Mit Hilfe von Induktivitäten und der Kabelkapazität wird ein Serienresonanzkreis aufgebaut und aus einem Wechselrichter gespeist. Dabei ist eine Leistung aufzubringen, die nur die Verluste des Kabels und der Induktivitäten decken muss. Vorteilhaft ist dabei, dass eine sinusförmige Prüfspannung im Bereich der Netzfrequenz zur Anwendung kommt.

- *Impulsschaltungen* – Aus Widerständen und Induktivitäten unter Einbeziehung der Kabelkapazität wird ein Netzwerk aufgebaut. Über einen Schalter (Funkenstrecke) wird diesem Netzwerk die Energie eines geladenen Kondensators zugeführt. Damit können unipolare und oszillierende Impulsspannungen erzeugt werden, die TE in Fehlstellen des Kabels auslösen und gemessen werden können.

Neben der Bereitstellung geeigneter Prüfspannungen stößt die eigentliche TE-Messtechnik auf die Schwierigkeit, dass erhebliche Störungen auftreten. Diese liegen sowohl in der Beeinflussung durch Rundfunksender, durch parallel verlegte in Betrieb befindliche Kabel als auch in Störungen aus dem Prüfspannungsgenerator (siehe Kapitel 3.6). Deshalb werden analoge und digitale Störunterdrückungsmaßnahmen erarbeitet und erprobt. Trotzdem wird derzeit bei vor-Ort Messungen noch nicht die Messempfindlichkeit erreicht, wie sie in geschirmten Prüfräumen bei der Werkstoffprüfung von Kabeln üblich ist.
Eine Verbesserung bei der vor-Ort-Prüfung insbesondere der Kabelgarnituren für Spannungen ab 110 kV liefern *Sensoren*, die bei der Herstellung der Garnituren in Form von koaxialen Elektroden dauerhaft eingebracht werden. Infolge der Anordnung unter dem Kabelschirm bzw. der Muffenkapselung können die Störungen reduziert werden (siehe Kap.4.6). Sind diese Sensoren jedoch bei der Planung der Kabelanlage nicht berücksichtigt, so gestaltet sich eine Nachrüstung oft als sehr kostenintensiv oder, wie bei direkt erdverlegten Kabelsystemen, sogar unmöglich.
Vorteilhaft ist dabei, dass auch während des Betriebes eine Überwachung der Anlage möglich ist (Online-Monitoring). Damit können auch Fehler die sich während der Betriebszeit entwickeln detektiert werden.
Bei Isoliersystemen wie EP oder Porzellan kann neben der elektrischen TE-Messung eine akustische Erfassung der TE-Signale gemacht werden. Bei kunststoffisolierten Kabeln ist diese Methode unempfindlich, da die Dämpfung der Schallwellen sehr groß ist.

In Öl-Papier- Kabeln entwickelt sich ein völlig anderes TE-Verhalten als in PE/VPE Kabel. In der geschichteten und imprägnierten Papierisolierung treten in trockenen Bereichen lokal verteilt TE auf, die durch Massewanderung bei thermischem Lastwechsel auch wieder verlöschen können. D.h. in der Isolierung werden durch Wärmezyklen Massewanderungen bewirkt, welche die vorhandenen Hohlräume ausfüllt bzw. sie ständig verlagern, wodurch die Auswirkungen der Teilentladungen nicht über längere Zeit den gleichen begrenzten Teil der Isolierung beanspruchen. Gleichermaßen wirken Karbonisierungen durch die einwirkenden TE als leitfähige Brücken, so dass die Potentialunterschiede „kurzgeschlossen" werden und die TE wieder aussetzen. Durch die Barrierenwirkung der geschichteten Papierisolierung wird die Ausbreitung von TE-Kanälen stark behindert, so dass Öl-Papier-Kabel auch über Jahre hinweg mit TE in der Isolierung betriebssicher sein können.
Dagegen sind die physikalischen Gegebenheiten in einem ungeschichteten Dielektrikum aus Feststoff wie bei Kunststoffkabeln anders, da alle Inhomogenitätsstellen (Fehlerstellen, Hohlräume, Lunker) örtlich praktisch unveränderbar sind, so dass stets nur bestimmte, eng begrenzte Bereiche der Isolierung permanent einer erhöhten Beanspruchung ausgesetzt sind.
Das sind dann die im vorigen Kapitel gezeigten Hohlräume (Lunker), welche in Feststoffisolierungen auftreten und die Stellen der innere TE sind.

4.3 Entwicklung der TE-Messtechnik an Kabeln

Die TE-Messung an Kabeln ist mit einigen Schwierigkeiten verbunden, die Aussagen für das Langzeitverhalten eines Kabels erschweren. Ein langes Kabel verhält sich wie eine Wanderwellenleitung und kann nicht mehr als konzentrierte Kapazität behandelt werden, was die TE-Messung aufwendiger macht, das in den kommenden Abschnitten beschrieben wird.
Bei den Kabelmessungen werden Empfindlichkeiten von der Größenordnung 1pC verlangt deswegen werden Kabelmessungen fast immer in einem geschirmten Raum durchgeführt. Die Messempfindlichkeit von $< 1pC$ ist heutzutage durch umfangreiche und kostspielige Einrichtungen, die eine beliebig programmierbare Bandbreite ermöglichen, erreichbar. Durch diese digitalen frei programmierbaren Filter können bestimmte Störquellen gezielt, je nach eigenschaften des unter Messung genommenen Betriebsmittels und den vor Ort herrschenden Bedingungen (bei einer vor Ort Messung), unterdrückt werden. Das ist mit diesen Geräten selbst an Kabellängen bis zu 2000 m Länge zu erreichen, die Kapazitäten bis zu etwa $1\mu F$ aufweisen. Die Messgerätehersteller streben auch bei diesen (Gesamt-) Kabelkapazitäten hohe Empfindlichkeiten bei der TE-Messung an, mit dem Ziel auf einen geschirmten Raum zu verzichten, wobei ein sauberes Versorgungsnetz vorausgesetzt wird. Für die Netzbetreiber sind folgende Punkte zur Beurteilung der Kabelanlagen von Bedeutung:

- Die Kabelanlage sollte bei Nennspannung U_0 TE-frei sein.
- Es darf bis zu $1{,}5U_0$ keine TE-einsetzen. Sollte dies der Fall sein, so muss die TE oberhalb von U_0 wieder aussetzen.

- Für die TE-Diagnose sollte eine Spannungsform benutzt werden, die vergleichbare TE-Parameter (Ein- und Aussetzspannung und TE-Pegel) erzeugt, wie die 50 Hz Betriebsspannung.
- Die Spannungsbelastung bei der TE-Diagnose soll die vorhandenen TE-Fehlstellen anregen, um diese zu detektieren, die Ladungsintensität zu erfassen und den Ort der Fehlstelle zu lokalisieren.
- Die TE-Diagnose soll zerstörungsfrei stattfinden, d.h., es dürfen keine zusätzlichen TE-Fehlstellen in Form von „electrical trees“ initiiert werden.

Die untenstehende Tabelle gibt die üblichen Grenzwerte für TE bei Kabel- und Kabelgarnituren.

Kabelelement	**Typ**	**Trend/Grenzwerte pC**
Isolierung	Papier PE/VPE	bis 10 000 < 20
Muffen	Öl-Isolierung Öl/Harz –Isolierung Silikon/EPR-Isolierung	>10 000 5 000 500 bis 1 000
Endverschluss	Öl-Endverschluss trockener Erdverschluss Schrumpf-/Aufschiebe-Endverschluss	6 000 3 500 250

Tabelle 4.1 Trend bzw. Grenzwerte für TE-Pegel

4.3.1 Herausforderungen bei der TE-Messung an Kabeln

Da das Kabel wie eine Wanderwellenleitung wirkt, wird ein TE-Impuls mit der Ladung Q in zwei Impulse der Ladung $Q/2$ geteilt (Abb. 4.3), die sich in Richtung der beiden Kabelenden bewegen. An einem Kabelende ist der Detektor (TE-Messgerät) über den Koppelkondensator C_k und den Ankopplungsvierpol Z_m angeschlossen. Die Hälfte der Ladung Q wird direkt zum Detektor laufen und zum Zeitpunkt t_1 dort detektiert während die andere Hälfte zum offenen Ende des Kabels läuft und dort reflektiert wird. Dieser reflektierte Impuls läuft Richtung Detektor und wird dort zum Zeitpunkt t_2 von diesem detektiert. Es wird der zeitliche Abstand $\Delta t = t_2 - t_1$ zwischen diesen zwei Impulsen für die quantitativ richtige TE-Messung an Kabeln ausschlaggebend sein. Der direkt ankommende Impuls regt den Detektor zu einer Schwingung an, deren Form von den Eigenschaften des Detektors bestimmt wird. Der im zeitlichen Abstand Δt ankommende reflektierte Impuls regt den Detektor ebenfalls zu einer Schwingung an, die sich derjenigen des direkten Impulses überlagert. Je nach dem Antwortverhalten des Detektors, d.h. der von einem Impuls angeregten Form der Schwingung, kann die

Überlagerung der beiden Schwingungen zu einer Verzögerung oder Verkleinerung des ursprünglichen Signals führen. *Entscheidend für die Form des resultierenden, überlagerten Signals ist dabei der zeitliche Abstand Δt zwischen den beiden ankommenden Impulsen, welcher der doppelten Entfernung der TE-Stelle vom offenen, detektorfernen Kabelende entspricht*. Der direkt ankommende Impuls legt den Weg x zurück, während der reflektierte Impuls den Weg $2 * l - x$ legen muss, und somit zeitlich in einem Abstand Δt zum direkten Impuls am Detektor eintrifft:

$$\Delta t = 2(l - x)/v \tag{4. 1}$$

Dabei ist v die Ausbreitungsgeschwindigkeit von Wellen auf dem Kabel. Da eine Vergrößerung des Messwertes nur einen erhöhten Sicherheitsfaktor gleichzusetzen ist, braucht lediglich darauf geachtet zu werden, dass eine negative Abweichung innerhalb zulässiger Grenzen bleibt. Der zusätzliche Fehler aufgrund der Dämpfung des Impulses beim Durchlaufen des Kabels muss bei der TE-Messung gesondert berücksichtigt werden.

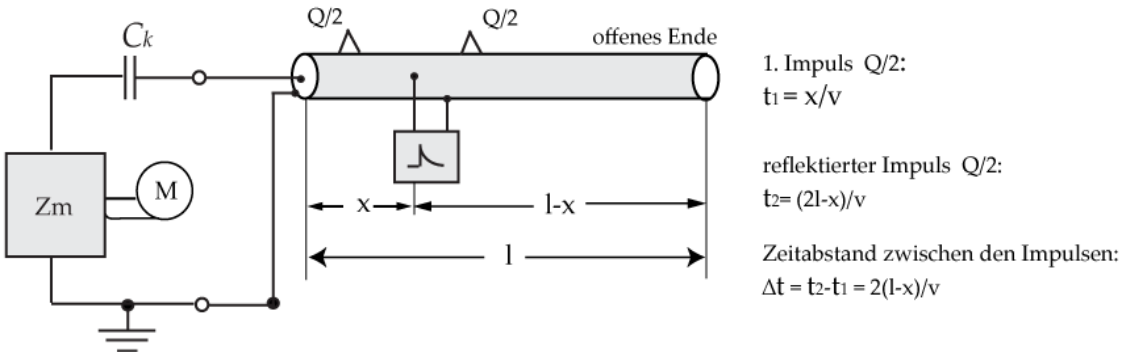


Abb. 4.3 Impulsausbreitung im Kabel [2]

4.3.2 Reflexionen und Überlagerungserscheinungen

Bei der TE-Messung an Kabeln ist wegen der schon erwähnten Reflexions- und Überlagerungserscheinungen darauf zu achten, mit welchem Messsystem welche Kabellängen getestet werden dürfen, damit das Messergebnis quantitativ richtige Messwerte liefert.
Somit stellt sich die Frage: Ab welchen Längen ist ein Kabel nicht mehr als konzentrierte Kapazität, sondern als Wanderwellenleitung zu betrachten, und ab welchen Längen sind besondere Vorkehrungen zu treffen? Eine direkte Längenangabe ist nicht möglich, da die negativen Überlagerungen, d.h. die Verkleinerungen, nicht nur von der Kabellänge und dem Fehlerort abhängen, sondern insbesondere von der Messanordnung und den Detektoreigenschaften (TE-Messgerät). Eine konzentrierte Kapazität, d.h. eine kurze Kabellänge l_k liegt vor und kann nur für den Einzellfall angegeben werden, wenn folgende Forderungen erfüllt sind:

- Im gesamten Längenbereich dürfen nur positive Überlagerungserscheinungen auftreten,
- Der zulässige Messfehler beträgt -30%, d.h. das ursprüngliche Signal darf nicht mehr als 30% reduziert werden (das bestimmt man indem man mit einem Doppelimpulsgenerator die Messanordnung und TE-Messgerät testet, im Folgenden beschrieben).

Mit dem für die TE-Messung vorhandenen Messkreis ist nun zu ermitteln, bis zu welchen Kabellängen diese Forderungen erfüllt sind.
Dies wird mit Hilfe eines Doppelimpulsgenerators gemacht, der in variablen Zeitabständen zwei Impulse erzeugen kann, so dass die am Kabelende auftretenden Reflexionen und damit die im Detektor auftretenden Überlagerungen simuliert werden können. Die Anordnung die dazu verwendet wird ist in Abb. 4.6 angegeben und besteht aus dem Doppelimpulsgenerator, Koppelkondensator, dem Ankopplungsvierpol und dem Detektor.
Das Kabel wird durch seinen Wellenwiderstand, der bei Mittel- und Hochspannungskabeln zwischen $10\,\Omega$ und $60\,\Omega$ liegt, ersetzt. Da das ein höherer Wellenwiderstand eine höhere Dämpfung des Signales bedeutet und somit das Übertragungsverhalten des Messkreises mit steigendem Wellenwiderstand ungünstiger wird, ist ein $60\,\Omega$ Widerstand zu verwenden.
Um die denkbaren Kabellängen und Fehlerorte möglichst praxisnah zu simulieren, sind Änderungen der Zeitabstände zwischen $0{,}2\ \mu s$ und $100\ \mu s$ sinnvoll. Dies entspricht bei VPE-isolierten Kabeln Kabellängen zwischen $17\ m$ und $8500\ m$.

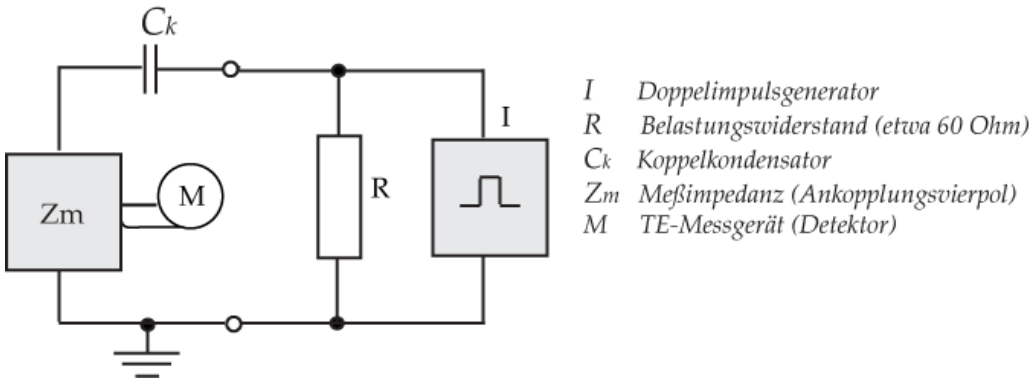


Abb. 4. 4 Anschluss des Doppelimpulsgenerators [2]

Wird die Detektorantwort bei einem Zeitabstand von $100\ \mu s$ aufgenommen, das bedeutet einen Fehler in unmittelbarer Nähe des detektornahen Endes, so sind auf alle Fälle zwei getrennte Antworten vorhanden, es kommt zu keinerlei Überlagerungen der beiden Impulse. Bein einem Abstand von $0{,}2\ \mu s$, das bedeutet einen Fehler in unmittelbarer Nähe des Detektorfernen Endes (Kabelende die nicht an den Messkreis angeschlossen ist), kommt es zu einer Überlagerung der beiden Impulse, so dass der Detektor ungefähr die doppelte Anzeige gegenüber $\Delta t = 100\ \mu s$ aufweist.
Je nach Antwortverhalten des Detektors kann es bei den dazwischen liegenden Zeitabständen zu negativen und positiven Überlagerungen kommen, wobei insbesondere die negativen ermittelt werden müssen. Zu diesem Zweck nimmt man ein so genanntes Doppelimpulsdiagramm auf. Das Doppelimpulsdiagramm gibt die Anzeige des TE-

Detektors (TE-Messgerätes) in Abhängigkeit vom Zeitabstand Δt zwischen den beiden Impulsen wieder. Mann unterscheidet zwischen drei Typen von Doppelimpuls-Diagramen, die sich bei den heute bestehenden verschiedenen Typen von Messgeräten und Schaltungen ergeben.
Beim ersten Typ, dem sogenannten Typ I (Abb. 4.5) gibt es keine negativen Überlagerungen (die mit t beschriftete Achse in den Abb. 4.7 bis Abb. 4.9steht für den Zeitabstand der beiden Impulse). Lediglich im Bereich von Kurzlängen wird durch Reflexionserscheinungen im Kabel eine Vergrößerung des Ursprungsignals wirksam. Dieser Kennlinienverlauf ist für eine TE-Messung an langen Kabeln am günstigsten [2]. Zudem ist aus dem Diagramm der Abstand zwischen den beiden Impulsen zu bestimmen, bei dem der Wert $A_t/A_{100} = 1{,}4$ (das Verhältnis der Amplitude nach der Zeit zu der Amplitude des detektierten Signales bei einem $\Delta t = 100\,\mu s$ wo es keine Überlagerung stattfindet) ist, d.h. hier wird ein Überlagerungseffekt von 30% erreicht ist. Das ergibt t_k , und aus der Beziehung

$$l_k = t_k * v/2\,, \tag{4. 2}$$

wobei v die Ausbreitungsgeschwindigkeit ist, lässt sich die Kabellänge ermitteln, bis zu der eine konzentrierte Kapazität vorliegt. D.h. l_k wird aus Gl.4.1 mit $x = 0$ und $\Delta t = t_k$ berechnet. TE-Impulse die am Anfang der Leitung entstehen haben die größte Δt für das Ankommen der reflektierten Welle zum TE-Entstehungsort und Detektionsstelle, die TE-Fehler die näher zum offenen Kabelende auftreten besitzen kürzere Δt und somit sind dabei berücksichtigt.

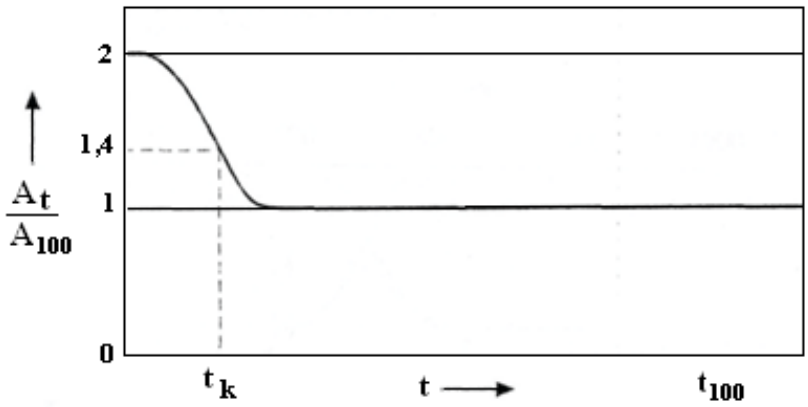


Abb. 4.5 Doppeldiagramm Typ 1, [2]

Abb. 4.6 zeigt ein Doppelimpuls-Diagramm vom Typ 2 mit einem Bereich einer negativen Überlagerung zwischen t_1 und t_2. Für Kabel der Länge $l_1 \equiv t_1$ bis $l_2 \equiv t_2$ ist eine Verkleinerung des TE-Werts durch Überlagerungserscheinungen möglich.
Das dritte Doppelimpuls-Diagramm vom Typ 3 zeigt mehrfache negative und positive Überlagerungen zwischen t_1 und t_2, (siehe Abb. 4.7). Das ungünstigste Verhalten zeigt also Typ 3 da der Bereich zwischen t_1 und t_2 sehr groß ist.
Für alle Doppelimpuls-Diagramme gilt generell:

- Eine kurze Kabelstrecke liegt in dem Bereich vor, in dem $A_t/A_{100} = 1{,}4$ ist. Je nach Detektor ergeben sich Kabelstrecken von $40m$ bis zu $100\,m$. A_{100} gibt uns die Amplitude des detektierten Signales ohne Überlagerung.

- Bei Kabelstrecken mit $l < l_k$ liegt eine konzentrierte Kapazität vor. Die Kalibrierung erfolgt vom detektorfernen Ende, die Messung von einem beliebigen Ende (Gl.4.1). Zusätzliche Maßnahmen sind nicht erforderlich.
- Für alle Kabellängen $l > l_k$ sind zusätzliche Maßnahmen notwendig, da das Kabel wie eine Wanderwellenleitung wirkt.

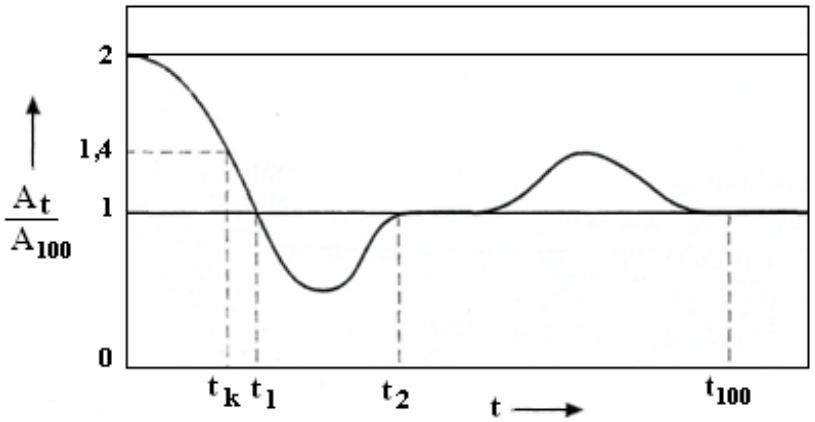


Abb. 4.6 Doppeldiagramm Typ 2, [2]

Durch die Möglichkeit, ein Kabel von beiden Enden zu messen wird erreicht, dass auch mit Detektoren mit Doppelimpuls-Diagrammen vom Typ 2 und Typ 3 bestimmte Kabellängen im Rahmen der zulässigen Grenzabweichungen messbar sind.
Da bei der vor-Ort Messung von Kabelanlagen mit eingebauten Kabelgarnituren die potenziellen TE-Fehlerorte Endverschlüssen und Muffen auftreten, kann mit den Doppelimpulsdiagrammen entschieden werden welche Kabellängen mit dem vorhandenen Messsystem messbar sind. D.h. die Fehlerorte sind meistens im $x = 0$ oder $x = l$, wobei die erste Reflexion von der TE-Fehler Ort $x = 0$ wo das Messgerät angeschlossen ist herrührt oder bei $l = x$ die sowieso nach eine Laufzeit am Detektor ankommt und somit keine Überlagerungsproblem darstellt.

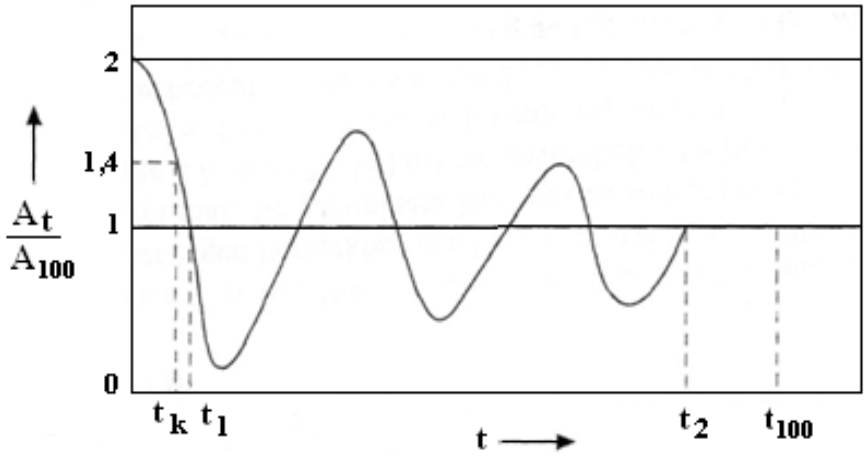


Abb. 4.7 Doppeldiagramm Typ 3, [2]

Abschließend zu diesem Punkt kann festgehalten werden, dass für eine Messung ohne Überlagerungseffekte durch Reflexionen folgende Bedingungen alternativ zu erfüllen sind:

- Ein Doppelimpuls-Diagramm vom Typ 1 liegt vor.
- Die geprüfte Kabellänge liegt außerhalb des verbotenen Bereichs bei Doppelimpuls-Diagrammen vom Typ 2 oder 3, oder
- Durch Hinzuschalten eines Reflexionsunterdrückers wird ein Doppelimpuls-Diagramm vom Typ 1 erreicht:
  Ein Analogschaltgerät, das den Eingang des TE-Detektors nach Auftreten des ersten T-Impulses so lange sperrt, bis dieser vollständig verarbeitet ist. Die Sperrzeit beträgt maximal 100 μs, nach dieser Zeit muss der Eingang für die ankommenden TE-Impulse wieder geöffnet werden. Durch den Einsatz dieses Reflexionsunterdrückers im Zusammenhang mit einem Detektor, der Bereiche negativer Überlagerung hat, erhält man i. A. ein Doppelimpuls-Diagramm vom Typ 1. Nur dann ist die Verwendung dieses Gerätes sinnvoll. Sonst besteht sogar die Gefahr, dass man TE verpasst und somit das Messergebnis zu gering ausfällt, falls das Kabel als konzentrierte Kapazität angesehen werden kann.
- Im Bereich verbotener Kabellängen wird das offene Kabelende reflexionsfrei abgeschlossen:
  Das offene Ende des Kabels wir mit dem Wellenwiderstand des Kabels abgeschlossen. Damit lassen sich prinzipiell Reflexionen unterdrücken. Der Verlauf des Wellenwiderstandes eines Kabels über der Frequenz zeigt, dass er in dem für die TE-Messung üblichen Frequenzbereich oberhalb weniger 10 kHz nahezu rein ohmsch und frequenzunabhängig wird. Zum Abblocken der Hochspannung muss jedoch der Abschlusswiderstand über einen Hochspannungskondensator an das Kabelende angeschlossen werden. Es handelt sich dabei um große, TE-freie Koppelkondensatoren, die sehr teuer sind. Je niedriger die Messfrequenz, desto größer muss der Koppelkondensator sein (100 nF und mehr). Eine niedrigere Messfrequenz ist aber im Hinblick auf eine geringe Kabeldämpfung von Vorteil, da der Leitungswellenwiderstand komplexwertig wird. Damit wird verständlich, dass der Abschluss eines Kabels mit seinem Wellenwiderstand nur sehr selten angewendet wird, da das Verfahren für Abnahmeprüffelder zu aufwendig ist.

4.4 Ortung von Teilentladungen

Die Ortung von TE-Stellen ist natürlich von besonderem Interesse für die Kabelhersteller. Die genaue Ortung ermöglicht ein Herausschneiden des Fehlers und führt damit meistens nur zu einem Verlust von ein paar Metern Kabel, wenn die verbleibenden beiden Schnittlängen dann teilentladungsfrei sind und der Kunde bereit ist, Kurzlängen zu nehmen. Es existieren mehrere Verfahren zur Ortung von Teilentladungen (Abb. 4.8) die aber entweder zu aufwendig oder unwirtschaftlich sind. Die TE-Ortung an halbfertigen Kabeln, das sogenannte Durchlaufverfahren, ist nicht zulässig (nicht IEC konform) da die Prüfung vor dem Aufbringen der Kabelschirmung durchgeführt wird.

Bei der Fehlerortung an fertigen Kabeln sind diejenigen Methoden am meisten verbreitet, bei denen die Reflexionseigenschaften des Kabels ausgenutzt werden. Der im Kabel entstandene Teilentladungsimpuls breitet sich vom Entstehungsort nach beiden Enden des Kabels aus. Der zum Kabelende hinlaufende Impuls wird am offenen Ende des Kabels reflektiert und kommt verzögert zum anderen Ende des Kabels wo der Detektor angeschlossen ist. Der Abstand zwischen dem direkt ankommenden und dem am Kabelende reflektierten Impulses ist ein Maß für den Fehlerort. Außerdem weist das Frequenzspektrum dieses Doppelimpulses gegenüber den Frequenzspektren der Einzelimpulse zusätzliche Maxima und Minima auf da bei kürzeren Kabellängen der reflektierte Impuls fast ungedämpft zu dem direkt zum Messgerät hinlaufenden Impuls überlagert. Diese Extrempunkte im Frequenzspektrum hängen von der Kabellänge und vom Fehlerort ab und können der Fehlerortung dienen.

4.4.1 TE-Ortung nach dem Impulsabstandverfahren

Prinzipiell handelt es sich um eine Laufzeitmessung. Betrachtet man die Teilentladung als Sender, der im Kabel Nadelimpulse bestimmter Folgefrequenz aussendet, so läuft von dieser Störstelle je ein Impuls zu den beiden Kabelenden. Sind die Kabelenden nicht mit dem Wellenwiderstand abgeschlossen, so werden die Impulse reflektiert. Koppelt man nun an einem Ende über einen Hochpass die unter Prüfspannung entstehenden TE-Impulse aus und triggert ein Oszilloskop mit diesen Impulsen, so ergibt sich Abb. 4.9. Der direkt auf das Ende A zulaufende Impuls wird ausgekoppelt und triggert das Oszilloskop. Der in die andere Richtung laufende Impuls wird am Ende B reflektiert und kommt um die Zeit später am Ende A an, die er benötigt, um die Strecke $l - x$ zweimal zu durchlaufen. Dieses hintereinander laufende Impulspaar wird je nach Kabellänge und Dämpfung einmal bis mehrmals durchlaufen und jeweils an den Enden reflektiert. Die Zeit zwischen dem Impulspaar ist die Messgröße für die Bestimmung des Fehlerorts.
Zum gewöhnlichen Messaufbau mit TE-Messgerät (Detektor), Koppelkondensator ($C_k = 1nF\ bis\ 10\ nF$), und Ankopplungsvierpol kommt noch ein Oszilloskop dazu. Dabei müssen die einzelnen Komponenten folgende Bedingungen erfüllen:

- Der Koppelkondensator sollte eine Kapazität von $1\ nF\ bis\ 10\ nF$ und völlig TE-frei sein, der für die TE-Messung erforderliche Koppelkondensator kann im Allgemeinen verwendet werden.
- Der Ankopplungsvierpol muss die $50\ Hz$ Hochspannung und deren Oberschwingungen so stark wie möglich unterdrücken und dabei die zur Messung notwendigen Frequenzanteile des TE-Impulses vollständig durchlassen. Es empfiehlt sich daher eine breitbandige Auskopplung zwischen $20\ kHz$ und $20\ MHz$. Bei dieser Auskopplung lassen sich Ausstiegszeiten bis $100\ ns$ erreichen, was die Ablesegenauigkeit auf dem Oszilloskop erheblich erhöht.
- Das Oszilloskop zur Fehlerortung muss die gleiche Bandbreite besitzen und sollte ein Speicheroszilloskop sein. Der parallel zum Oszilloskop angeschlossene TE-Detektor zur Intensitätsmessung sollte einen relativ breitbandigen Meßbereich besitzen, um Überlappungsfehler auszuschließen.

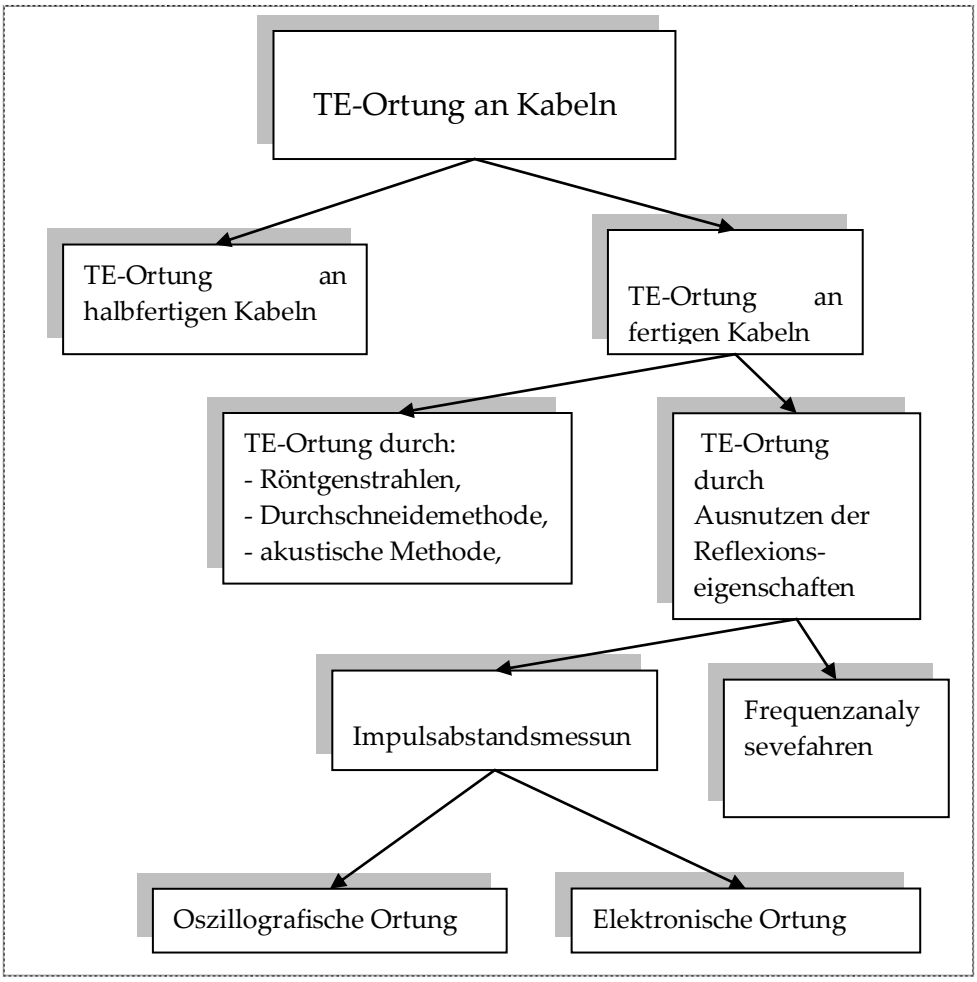


Abb. 4.8 Schematische Ortung der verschiedenen Ortungsverfahren [2]

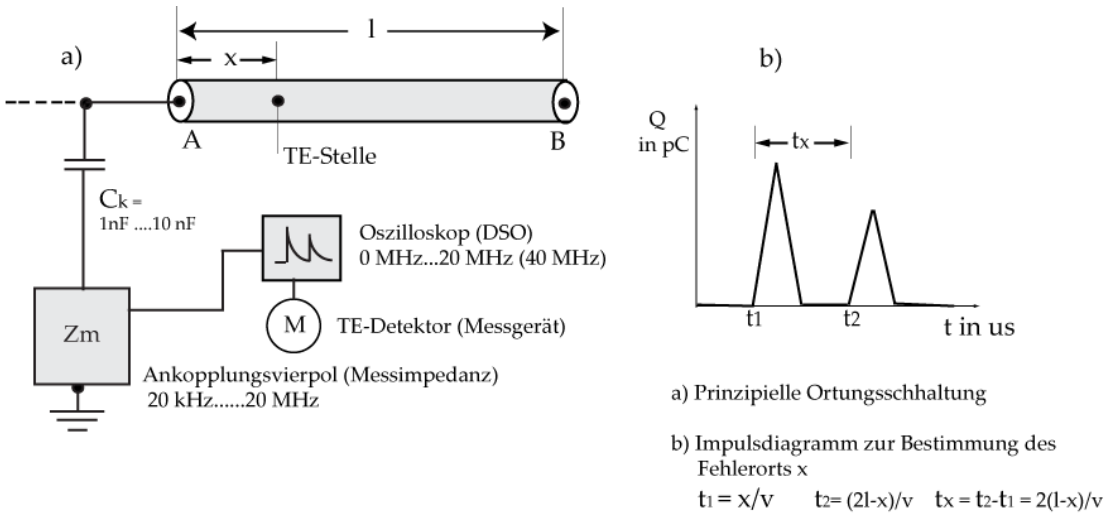


Abb. 4.9 Oszilloskopenbild eines TE-Impulses mit Reflexion

Mit diesem Messaufbau ist es möglich, Teilentladungen zu orten. Die Zeit zwischen dem ersten und zweiten Impuls auf dem Oszilloskop wird gemessen. Sie entspricht:

$$t_2 - t_1 = t_x = 2 * (l - x)/v \tag{4. 3}$$

da

$$t_1 = x/v \text{ und } t_2 = (2l - x)/v \tag{4. 4}$$

Die Ausbreitungsgeschwindigkeit kann, je nach Kabeltyp, zwischen $130\, m/\mu s$ und $180\, m/\mu s$ schwanken (allg. bei Koaxialkabeln ist die Ausbreitungsgeschwindigkeit von Kapazitäts- und Induktivitätsbelag abhängig), so dass günstiger ist, die Geschwindigkeit v bei einer Kalibrierung zu bestimmen. Mit einem geeichten Kalibriergenerator wird am Kabelende A eingespeist. Der Impuls läuft zum Ende B, wird dort reflektiert und läuft zurück zum Ende A nach der Zeit t_k.
Mit der bekannten Kabellänge l lässt sich die Ausbreitungsgeschwindigkeit bestimmen:

$$v = 2l/t_k \tag{4. 5}$$

Jetzt ist es möglich den Fehlerort x zu bestimmen:

$$t_x = 2(l - x)/v \text{ mit } \quad v = 2l/t_k \tag{4. 6}$$

$$t_x = \frac{2(l-x)}{2l} * t_k \quad \rightarrow \quad x = l * (1 - t_x/t_k) \tag{4. 7}$$

Um die Genauigkeit weiter zu erhöhen, ist es sinnvoll, die Ortung von der B Seite zu wiederholen. Dadurch erhält man zwei Fehlerortungsangaben, die sich überschneiden sollten. Mit größter Wahrscheinlichkeit liegt der Fehler dann in der Mitte des Überschneidungsbereichs. Es gilt, je weiter der Fehler vom Ende Entfernt ist und je länger das Kabel ist, desto unproblematischer ist die Ortung.
Bei dieser Ortungsmethode sind die physikalischen Grenzen durch die Impulsbreite gegeben, die bei etwa $0{,}4\ \mu s$ liegt da wie oben erwähnt das reflektierte Impuls nach $0{,}2\ \mu s$ (entspricht etwa $15\, m$ Kabellänge vom Fehlerort bis zum Kabelende) dem direkt ankommenden überlagert. $0{,}4\ \mu s$ entsprechen etwa $30\, m$ Kabel. Damit ist der TE-Ortung im Endenbereich von etwa $30\, m$ ein Ende gesetzt und die minimale Kabellänge zur Ortung mit einer höheren Genauigkeit mit $> 60\, m$ vorgegeben. Bei kürzeren zeitlichen Abständen als $0{,}4\ \mu s$ des ersten TE-Impulses und des reflektierten Impulses kommt es zur Überlagerung der beiden Impulse, so dass kein zeitlicher Abstand der beiden Impulse unterscheiden werden kann. Bei großer Erfahrung in der Auswertung ist es möglich, aufgrund der Einsattelung des Impulses vielleicht noch bis maximal $0{,}2\ \mu s$ zu orten, d.h. etwa $15\, m$ vom Ende (angenommen $v = 150\, m/\mu s$). Darüber hinaus ist nicht mehr zu unterscheiden, ob es Teilentladungen im Endverschluss oder im Kabel sind. Übliche Praxis ist es als erstes die Endverschlüsse zu erneuern. Führt diese Maßnahme zu keiner Veränderung des Messwerts, so ist von einem Fehler im Kabel auszugehen. Die Entscheidung, welches Ende betroffen ist, kann aufgrund einer Messung von beiden Enden erfolgen, um dann aufgrund der größeren Intensität und der Einsattelungen auf das Ende zu schließen. Diese Messung ist sehr ungenau und versagt bei kurzen Kabellängen ganz, da dann die Dämpfung sehr klein ist und der direkt ankommende und reflektierte Signal fast gleiche Höhe besitzen. Es wird daher häufig erst vom Außenende der Kabelrolle 20 m bis 30 m abgeschnitten und dann eine erneute TE-Messung

durchgeführt. Sind die Teilentladungen immer noch vorhanden, wird die Länge umgespult und vom Innenende der Rolle 20 m bis 30 m abgeschnitten und eine erneute TE-Messung durchgeführt [2].
Diese Art der TE-Ortung an Kabeln ist die gebräuchlichste. Heute gibt es TE-Messgeräte mit direkt eingebauten Ortungsgeräten, die vom Prinzip her auch Laufzeitmessungen durchführen. Die Genauigkeit wird erhöht, indem Stromimpulse ausgeblendet werden, die Erfassung der Impulse und Zeiten erfolgt elektronisch, so dass Ableseungenauigkeiten entfallen. Zudem ist heute es möglich, mit eingebautem Computer eine komplette Erfassung durchzuführen, wobei auch mehrere TE-Fehler gleichzeitig erfasst werden (Mehrstellen TE-Messung [1], mehr dazu im Kapitel 4.6).

4.5 Konventionelle TE-Auskopplung und Messkreise

Die in Kapitel 3.1 gezeigten Methoden der TE-Auskopplung und die allgemeinen TE-Messkreise gelten auch bei den TE-Messungen an Kabeln. Laut *IEC 60270 (High-voltage test techniques – Partial discharge measurement*) erfolgt die Messung von Teilentladungen am Kabelende [1]. Die Grundschaltung ist in Abb. 4.10 gegeben, bestehend aus der Prüfspannungsquelle, Filter, Ankopplungsvierpol (Messimpedanz Z_m), Koppelkondensator, TE-Messgerät, und dem Prüfling selbst. Der durch den lokalen Isolationszusammenbruch im Prüfling verursachte impulsartiger Nachladestrom des parallel zum Prüfling angeschlossenen Koppelkondensators C_k wird durch den Ankopplungsvierpol (Messimpedanz Z_m) in ein ladungsäquivalentes Spannungssignal konvertiert. Dieses Spannungssignal wird dann von dem TE-Messsystem erfasst und verarbeitet.
Es ergeben sich mehrere, mögliche Varianten des TE-Prüfkreises, mit geerdetem Prüfling (siehe Abb. 4.10**)** oder geerdetem Koppelkondensator (Abb. 4.11**)**.
In Abb. 4.11 liegt der Prüfling mit der Messimpedanz Z_m in Serie und somit bei Prüflingen mit kleinem Kapazitätswert zu einer hohen Messempfindlichkeit führt. Bei einem Durchschlag des Prüflings liegt allerdings die volle Prüfspannung an der Messimpedanz Z_m an, so dass die nachgelagerte Messtechnik durch entsprechende Überspannungsschutzeinrichtungen abgesichert werden sollte.

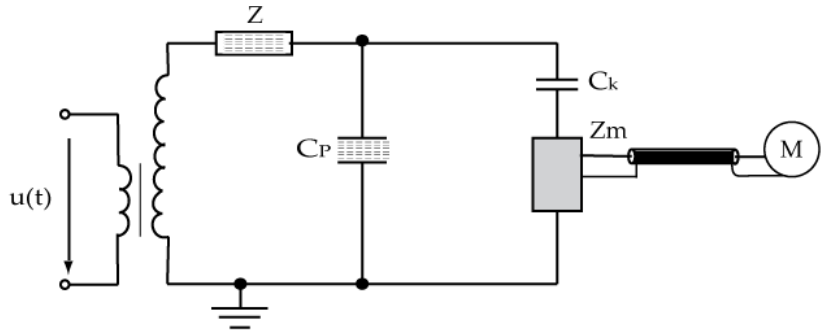


Abb. 4.10 TE-Prüfkreis mit geerdetem Prüfling

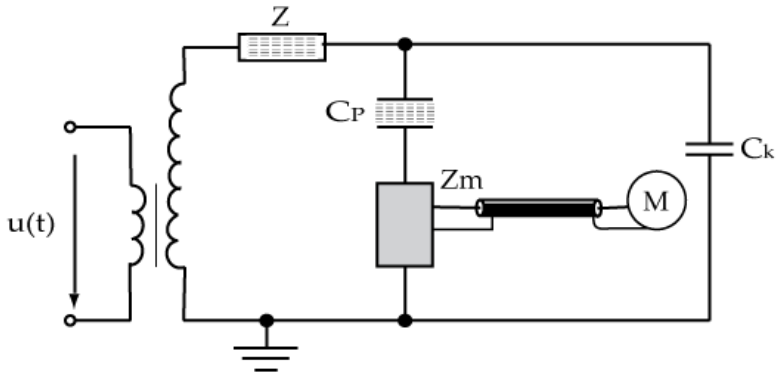


Abb. 4.11 TE-Prüfkreis mit geerdetem Koppelkondensator

Da bei den meisten Hochspannungsprüflingen eine isolierte Aufstellung oder eine Auftrennung der Erdverbindung nicht möglich ist, muss der Ankopplungsvierpol in der Regel in den Erdzweig des Koppelkondensators C_k eingebracht werden. Hierzu muss dieser isoliert aufgestellt werden, die Erdverbindung des Prüflings bleibt bestehen (Abb. 4.10).
Dabei wird die Empfindlichkeit der TE-Messung durch die Größe des verfügbaren Koppelkondensators bestimmt, und zwar durch die schon bekannte Beziehung in Gl.3.8 und Abb. 3.4.
Da in der Regel Kabelanlagen wegen ihrer großen Länge eine enorme kapazitive Last darstellen, ist eine große Empfindlichkeit sehr schwer zu erreichen (z. B. 400-kV-VPE-Diagonale Berlin: ca. 11,5 km, ca. 2,2 µF; London 400-kV-VPE: 20 km, 4,4 µF; Augsburg 110-kV-VPE: ca. 3,8 km, ca. 700 nF). Eine TE-Messung mit Koppelkondensator ist damit nicht sinnvoll (siehe Kapitel 4.6) [1].
Als Alternative ist bei einphasigen TE-Messungen an Kabelanlagen die Verwendung einer Nachbarphase (oder beider Nachbarphasen) als Koppelkondensator möglich. An dieser Stelle wird die Forderung nach TE-Freiheit des Koppelkondensators zu Gunsten einer deutlich erhöhten Messempfindlichkeit aufgegeben (siehe Gl.3.8 und Abb. 3.4).
Bei auftretenden TE-Signalen kann durch den Vergleich der Messergebnisse aller drei Phasen jedoch eindeutig geklärt werden, welche der Phasen TE-behaftet ist.
Eine weitere Variation bei der zeitgleichen Messung von zwei Phasen eines Kabelsystems ist die Auskopplung von TE-Signalen über eine Brückenschaltung (Abb. 4.12), die ein hohes Maß an Gleichtaktunterdrückung ermöglicht.

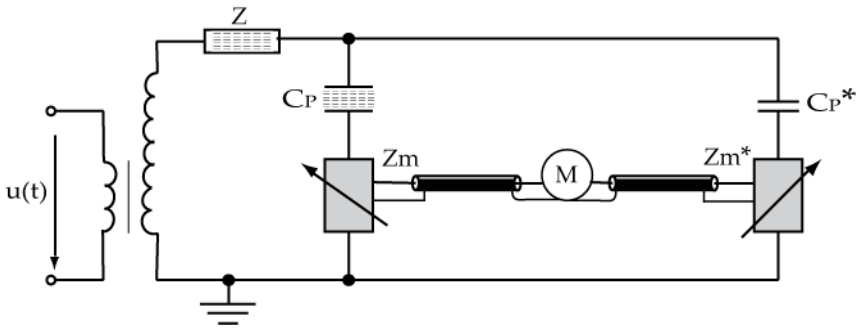


Abb. 4.12 Brückenschaltung als TE-Prüfkreis

Dieses Messprinzip basiert auf der Annahme, dass die messbaren Signale von auftretenden TE-Fehlern aus dem Prüfling zeitlich nicht zu Impulsen aus der als

Koppelkondensator fungierenden Nachbarphase korreliert sind, wo hingegen Störimpulse (hauptsächlich an den Kabelenden eingekoppelte Koronastörer von parallelen unter Spannung stehenden Systemen) durch beide an der Messung beteiligte Phasen laufen und zeitgleich (und polaritätsgleich) am Messort auftreten. Durch die Verwendung eines Ferritübertragers bei der TE-Auskopplung können diese Gleichtaktstörer wirkungsvoll unterdrückt werden, da ein Ferritübertrager die Signale induktiv auskoppelt und Frequenzselektiv ist. Bei diesem Messverfahren wird vorausgesetzt, dass die Prüfspannungsquelle vor Ort ausreichend Leistung für mehrere Phasen bereitstellen kann. Die Brückenschaltung eignet sich daher für TE-Prüfungen in ungeschirmten Messräumen.

4.6 Nichtkonventionelle Feldkopplung

Wegen der üblich hohe Kapazitätswerten von Kabelanlagen (bis μF), ist es mit der klassischen Auskopplung von TE-Impulsen an Kabelenden mit Koppelkondensatoren nicht möglich Messempfindlichkeiten von einigen pC zu erreichen.
Deswegen hat sich als Alternative zur klassischen TE-Auskopplung das Verfahren der TE-Detektion mittels Feldkopplung entwickelt. Bei diesem Verfahren werden durch geeignete Feldsensoren die von TE Impulsen erzeugten elektrischen und magnetischen Feldkomponenten erfasst und in messbare Spannungssignale umgewandelt.
Feldsensoren arbeiten im Allgemeinen in einem Frequenzbereich oberhalb von 1 MHz und sind daher nicht IEC-konform. Zudem gelten sie als nicht kalibrierbar in klassischem Sinne (Ausgangssignal in mV statt in pC). Durch eine Vielzahl von erfolgreichen Messungen, gerade auch unter gestörten Vor-Ort-Bedingungen, konnten sich diese Sensoren jedoch bereits bewähren. In kommenden Normen bzw. Normanpassungen werden Feldsensoren und deren Kalibrierung daher Berücksichtigung finden, jedoch noch nicht in der aktuellen Neugestaltung der IEC 60060-3 zur Normierung der Vor-Ort-Prüf- und Messtechnik [IEC60060]. Des Weiteren ist es im Prüfbetrieb für Hochspannungskabelanlagen üblich, dass Absprachen zwischen Kunde und Prüfern gültige Normen ergänzen bzw. ersetzen [1].
Der Einsatz von Feldsensoren ist bereits heute üblich und in vielen Fällen die einzig sinnvolle Methode zur Signalerfassung bei TE-Messungen ausgedehnter Kabelanlagen.
Feldsensoren werden meistens im Bereich der Kabelgarnituren eingebaut, weil das einerseits vor Ort ohne großen Aufwand gemacht werden kann, andererseits ist es möglich sie in Garnituren schon bei deren Herstellung im Werk zu integrieren.
Ein Hochspannungskabel wird nach seiner Herstellung im Kabelwerk auf TE-Freiheit untersucht, somit sind die potentiellen TE-Fehlstellen die Komponenten die vor Ort montiert werden. Somit sind die Kabelgarnituren, wie Muffen und Endverschlüsse, die als TE-Fehlstellen in Frage kommen.
Ein weiterer Grund für den Einsatz von Feldsensoren nahe der Umgebung von Kabelgarnituren ist die Möglichkeit der TE-Auskopplung mit Nutzung der störunterdrückenden Wirkung des Prüflings selbst. Aufgrund der großen Kabelkapazität wirkt der Prüfling als Tiefpassfilter und dämpft damit im relevanten Frequenzbereich größer 1 MHz externe Störimpulse soweit, dass diese von den Feldsensoren im Bereich der Muffen nur noch mit stark reduzierter Amplitude erfasst werden.

4.6.1 Synchrone Mehrstellen TE-Messung an allen drei Phasen mittels HF Trafos

Als Erweiterung der vorgestellten Brückenmessung mit einer Nachbarphase als Koppelkondensator gilt die zeitgleiche TE-Messung aller drei Phasen, wobei die Notwendigkeit eines Koppelkondensators nicht mehr besteht. In Abb. 4.13 ist eine dreiphasige Brückentechnik mit zweifach verkoppelter Auskopplung im Erdzweig gezeigt. Dabei werden alle drei Kabel miteinander verbunden und an die Prüfspannung angeschlossen. An den Erdverbindungen der Kabelendverschlüsse werden drei HF Trafos aufgebracht die die induktive Auskopplung jeweils zweier Leitungen machen.

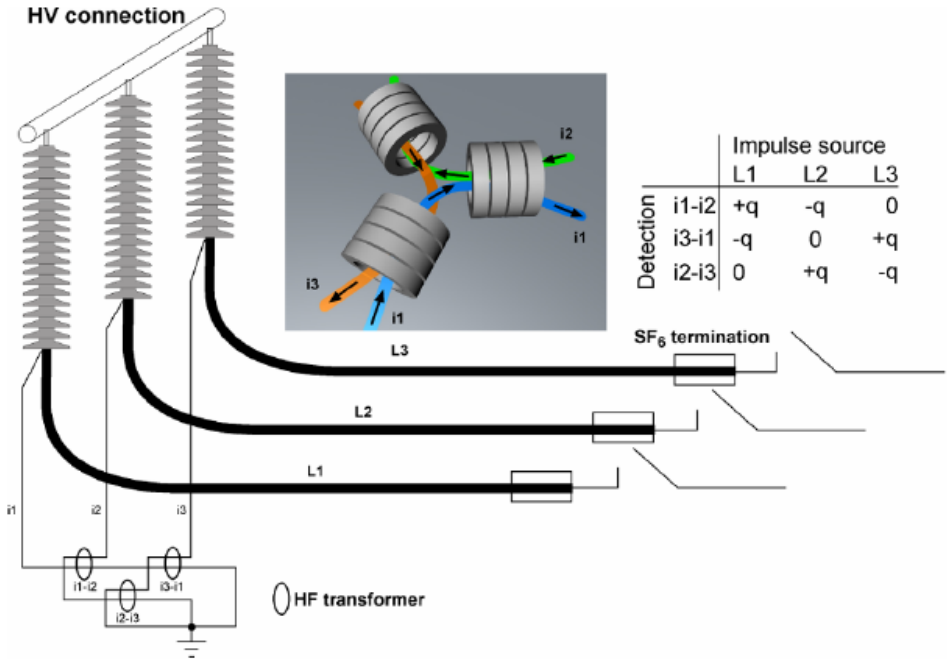


Abb. 4.13 Prinzip der dreiphasigen Brückenauskopplung im Erdzweig [1]

Es werden die Erdverbinden zweier Phasen gegensinnig durch jeweils einen Ringkern (HF Trafo) gezogen, so dass sich die Impulse von Gleichtaktstörern im magnetischen Kern des HF-Transformators gegenseitig eliminieren. TE-Impulse, die ihren Ursprung in einer der drei Phasen haben, werden als sog. Gegentaktimpulse ausgekoppelt. So kann man durch Vergleich der ausgekoppelten Signale von alle drei HF-Trafos entscheiden welches Kabel der Ursprung des TE-Signals ist. Diese Aufgabe der Zuordnung des TE-Ursprungs wird durch spezielle Software übernommen und auch graphisch dargestellt.

4.6.2 Kapazitive Sensoren

Mit einem kapazitiven Sensor wird die elektrische Komponente eines TE-Impulses erfasst. Wie in Abb. 4.14 a zu sehen ist, kann die Sensorelektrode als leitfähiger Streifen in Form eines Zylindermantels um die Kabelader realisiert werden. Dieser Typ vom Sensor muss aber vor Ort montiert werden und wird als CCS, Coaxial Cable Sensor genannt. Der

äußere Kabelschirm und die Sensorelektrode wirken dabei als Kapazität. Es entsteht ein kapazitiver Spannungsteiler aus Kabel und Sensor, der die Auskopplung von impulsartigen Signalen aus dem Energiekabel bzw. der Garnitur ermöglicht. Nach der Montage müssen der geöffnete Kabelschirm und der schützende Kabelmantel wieder hergestellt und ihr ordnungsgemäßer Zustand nachgewiesen werden. Als zusätzliche Schwachstelle ist auch die Messleitung zu nennen, die das Sensorpotenzial zur Messung aus dem Kabel nach außen führt. Diese durchstößt zwangsläufig den Kabelmantel und muss daher gegen möglichen Wassereintritt ausreichend geschützt werden.
In Abb. 4.14 b ist eine andere Form vom kapazitiven Feldsensor gezeigt, der schon bei der Herstellung der Garnituren direkt in diese implementiert wurden. Hier können die vorhandenen feldsteuernden Deflektoren als kapazitive Sensorfläche genutzt werden. Dabei wird der halbleitende und damit frequenzabhängige Charakter des Deflektorwerkstoffes ausgenutzt. Während der Deflektor für die betriebsfrequenten Felder die feldsteuernde Funktion innerhalb der Muffenkonstruktion übernimmt, können durch TE verursachte hochfrequente Felder an diesem über einen Shuntwiderstand zur messtechnischen Erfassung abgegriffen werden.

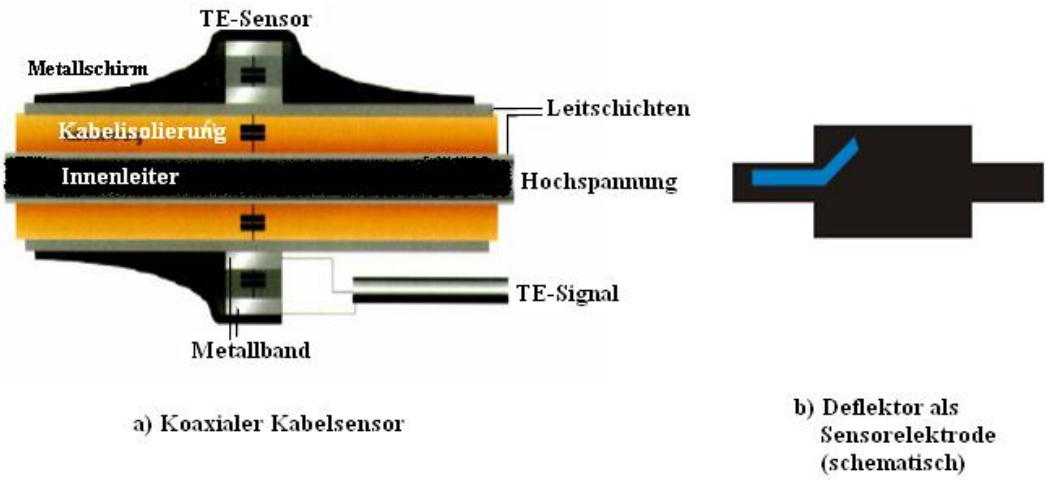


Abb. 4.14 Ausführungsformen kapazitiver Sensoren [1]

Durch die Zuordnung von kapazitiven Sensoren an mehreren Stellen kann eine Ortung der TE-Fehstelle mit größerer Genauigkeit gemacht werden. Dabei nutzt man die Tatsache, dass innerhalb des für kapazitive Sensoren typischen Frequenzbereichs von ca. 2 MHz bis 20 MHz, hochfrequente Impulse bei ihrer Ausbreitung im Kabel bereits so stark gedämpft werden, dass die Abnahme der Impulsamplituten vom Entstehungs- zum Messort sowie die Impulsverformung i. A. eine klare Unterscheidung des Impulsursprungs ermöglichen (Abb. 4.15).
Außerdem kann bei Hoch- und Höchstspannungskabeln davon ausgegangen werden, dass TE-Fehler lediglich in den erst vor Ort montierten Muffen und Endverschlüssen auftreten.
Damit ist unter Verwendung eines synchronen Mehrstellen-TE-Messsystems eine eindeutige Zuordnung von TE-Signalen zur jeweiligen fehlerbehafteten Garnitur mit an allen Muffen gleichzeitigen, hochpräzisen Messung der Absolutzeit der TE-Signale möglich.
So können z. B. auch Koronastörer eindeutig von TE aus der Muffe unterschieden werden. Unabhängig davon ermöglicht die hochpräzise Erfassung der Absolutzeit die

Feststellung der Richtung der Impulsausbreitung und damit ebenfalls eine sichere Unterscheidung des Impulsursprungs.
Aus den oben genannten Gründen ist es jedoch nicht möglich, den kapazitiven Sensor durch eine Einspeisung einer Referenzladung am zugänglichen Kabelende vor Ort zu kalibrieren. Der Kalibrierimpuls müsste das Kabel mehrere 100 Meter bis hin zum Sensor in der ersten Muffe durchlaufen und wäre dort stark gedämpft. Die für eine quantitative TE-Auswertung erforderliche Kalibrierung muss deshalb an einer zusätzlich aufgebauten Muffe mit kurzen Kabeln im Labor stattfinden.

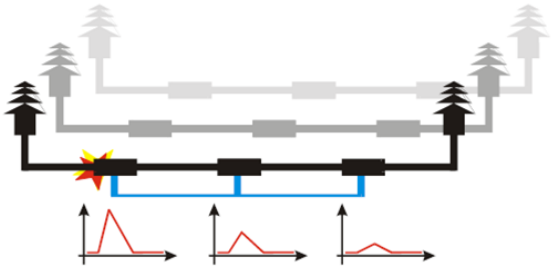


Abb. 4.15 Signaldämpfung in Abhängigkeit vom Messort [1]

4.6.3 Richtkopplersensoren

Die Richtkopplersensoren werden üblicherweise innerhalb des Muffengehäuses direkt auf die hiervon nicht beeinflusste äußere Leitschicht des Kabels montiert. Abb. 4.16 zeigt die Ausführungsvariante einer Muffe in Aufschiebetechnik mit zwei Richtkopplersensoren. Alternativ ist auch eine Montage außerhalb des Muffengehäuses möglich, was vor allem bei der Nachrüstung von TE-Sensoren vorteilhaft ist.
Ein Richtkoppelsensor hat die Fähigkeit vor- und rücklaufende Signale getrennt auszukoppeln. Das Koppelverhalten von Richtkopplersensoren beruht auf einer Überlagerung von induktiver und kapazitiver Kopplung. Dadurch können Richtkopplersensoren in einem weiten Bereich abgestimmt werden, d.h. es wird das Verhältnis von induktiver und kapazitiver Kopplung eingestellt.
Bei einem idealen Richtkoppler sind induktive und kapazitive Kopplung exakt gleich groß.
In Abb. 4.17 ist das Prinzip der konstruktiven und destruktiven Signalüberlagerung dargestellt, auf welchem die Funktion des Richtkoppelsensors beruht.
Ein Signal auf Leitung 1 (in Abb. 4.15 dargestellt durch den gerichteten Strompfeil I, grün) hat auf Leitung 2 sowohl eine gleichtaktförmige induktive Koppelkomponente (IM, blau), wie auch eine gegentaktförmige kapazitive Koppelkomponente (IC, rot) zur Folge, die sich jeweils an den beiden Messwiderständen überlagern [1].
Dadurch kann mit Richtkoppelsensoren die Impulsherkunft bestimmt werden.
Ein auf den Richtkopplersensor treffendes Signal ist jeweils an der Herkunftsrichtung zugewandten Seite der Richtkopplerausgänge (Koppelpfad) messbar (konstruktive Superposition der induktiven und kapazitiven Signalkomponente), während am anderen

Ausgang (Sperrpfad) idealer Weise kein Ausgangssignal erscheint (destruktive Superposition).

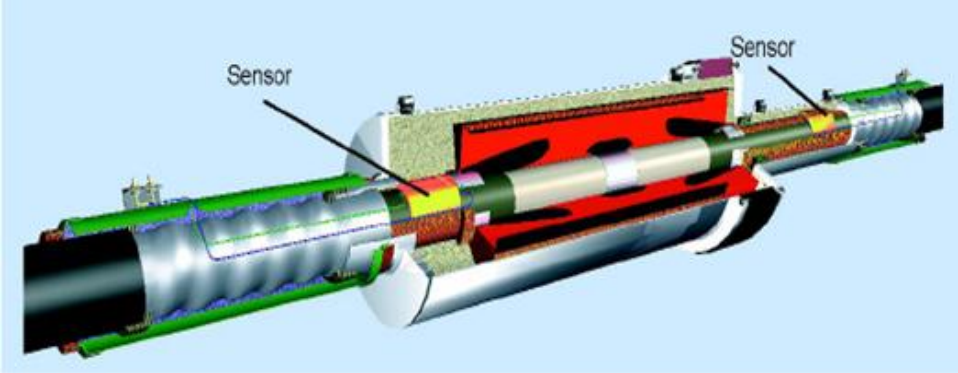


Abb. 4.16 400 kV-Aufschiebemuffe mit RKS innerhalb des Muffengehäuses [1]

Eine vollständige Auslöschung der Signale im Sperrpfad ist bei idealen Richtkopplern möglich, in der Praxis erreicht man ein Koppelverhältnis (Signalverhältnis Sperrpfad zu Koppelpfad) in der Größenordnung 1:10. Bis hinunter zu einem Signalverhältnis von 1:2 ist eine gesicherte Aussage über die Herkunftsrichtung der TE-Signale jedoch meist möglich.
Durch logische Verknüpfung der vier Ausgangssignale der beiden Richtkopplersensoren an einer Muffe ist eine eindeutige Klassifizierung der Signale in „von links kommend“, „von rechts kommend“ und „TE aus der Muffe“ möglich. Für maximale Entscheidungssicherheit, d. h. großes Richtverhältnis, sollte der Richtkopplersensor für jedes Kabel einmalig in seiner Geometrie speziell abgeglichen werden, da die mechanischen und elektrischen Eigenschaften des Kabels, z. B. die Dicke der Isolierung und die Leitfähigkeit der Leitschichten, in das Richtverhältnis eingehen.

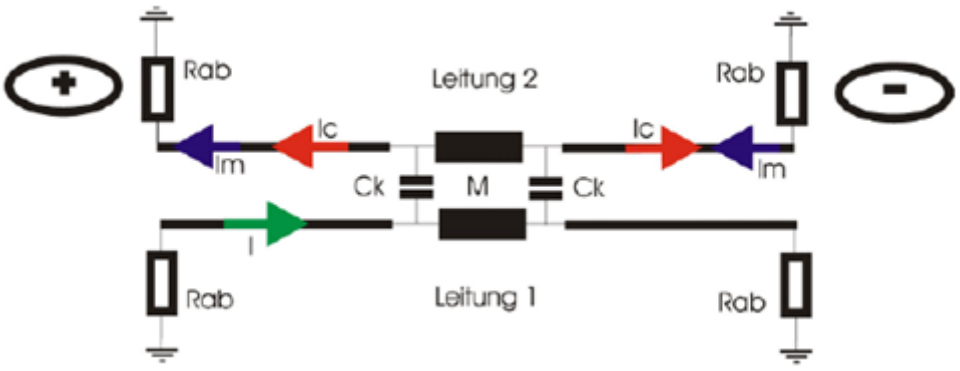


Abb. 4.17 Funktionsprinzip des RKS

Es gibt Richtkopplersensoren bei denen die induktive Kopplung überwiegt, und diese werden daher induktive Richtkoppelsensoren genannt.
Die Impulslaufrichtung wird beim induktiv abgestimmten Richtkoppler im Gegensatz zum bisher betrachteten Richtkopplersensor über die Polarität der Ausgangssignale zweier Sensoren bestimmt. Externe Störungen werden mit entgegengesetzter Polarität

ausgekoppelt. Signale mit dem Entstehungsort zwischen den beiden Sensoren, z. B. TE aus der Muffe, werden dagegen mit gleicher Polarität ausgekoppelt und sind somit eindeutig erkennbar (Abb. 4.18).

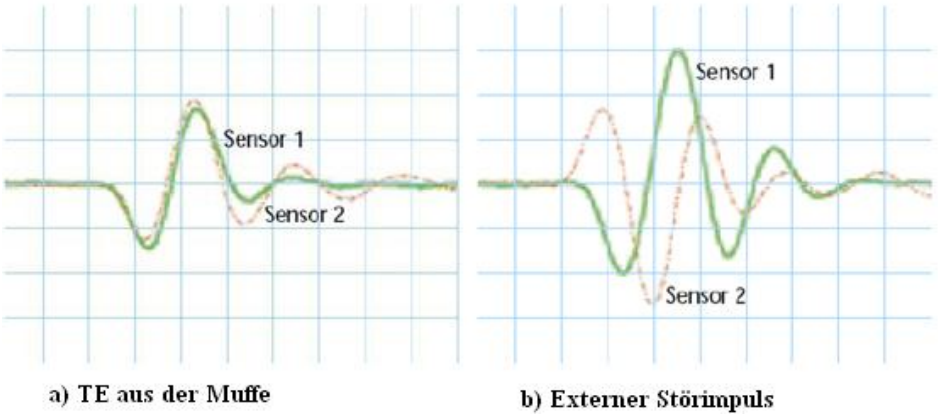


Abb. 4.18 Ausgangssignale induktiv abgeschirmter RKS [1]

Die Funktionsweise der induktiv abgestimmten Richtkopplersensoren leitet sich aus dem Grundprinzip eines Richtkopplers ab, bei dem die kapazitive Kopplung fehlt. Der Sensor und der Innenleiter des Hochspannungskabels bilden ein System von zwei verkoppelten Leitungen, die eine gemeinsame Induktivität besitzen. Der induktiv abgestimmte Richtkopplersensor hat nur ein Ausgangssignal pro Sensor. Der bei den Richtkopplersensoren notwendige zweite Ausgang entfällt, da er eine redundante Information enthält. Zur Überwachung einer Muffe wird je ein Sensor links und rechts der Muffe montiert.
Besonders vorteilhaft an induktiven Richtkopplersensoren ist, dass sie im Gegensatz zu „normalen“ Richtkopplersensoren nicht für jedes Kabel in ihrer Geometrie speziell abgestimmt werden müssen, und dass die Auswerteelektronik nur zwei Signale an einer Muffe auswerten muss. Zudem kann die erforderliche Bandbreite der Auswerteelektronik abhängig von der geforderten Empfindlichkeit, die bei voller Bandbreite wie bei Richtkopplern ist deutlich reduziert werden, ohne dass die Entscheidungssicherheit über die TE-Herkunft, d.h. TE aus der Muffe oder von extern, beeinflusst wird. Demgegenüber steht der für die praktische Anwendung in vielen Fällen vertretbare Nachteil, dass mit dem induktiven Richtkopplersensor die Herkunftsrichtung von externen Störsignalen die vom Kabel können nicht mehr differenziert werden kann.

4.6.4 Induktive Sensoren

Induktive Sensoren nutzen die magnetische Feldkomponente eines TE-Impulses und können außen über dem Mantel des Energiekabels montiert werden. Durch geeignete Schirmmaßnahmen ist dabei sicherzustellen, dass keine elektrischen Feldkomponenten das Messsignal überlagern. Eine verbreitete Ausführungsform eines induktiven Sensors ist die Rogowskispule, die aufgrund ihrer regelmäßigen geometrischen Eigenschaften und der Abschirmung gegenüber den elektrischen Feldkomponenten zur Auskopplung von TE Impulsen an Energiekabeln vorteilhaft ist (Abb. 4.19) [1].

Rogowskispulen zeichnen sich durch eine große Messbandbreite und durch einen breiten linearen Übertragungsbereich aus. Aufgrund der Verwendung von ausgedehnten Leitungselementen als Sekundärwicklung des zusammen mit dem Hauptstrompfad entstehenden Transformators müssen bei der Verwendung dieser Sensoren jedoch u. U. Wanderwelleneffekte berücksichtigt werden.

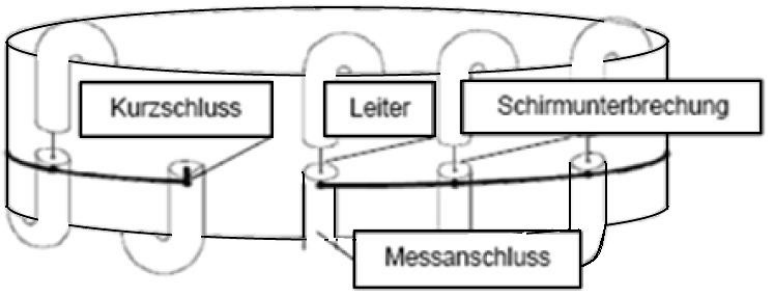


Abb. 4.19 Prinzip Rogowski Spule [1]

5. TE-Diagnose und Lebensdauerabschätzungsansätze

Während des Betriebes ist ein elektrisches Betriebsmittel mehrerer Belastungsfaktoren ausgesetzt. Diese verursachen erhöhte Verluste während der Lebensdauer und führen auch zur Alterung des Isoliermaterials. Neben den mechanischen, thermischen und Umgebungs- (mechanische Beanspruchung, Schmutz, Feuchtigkeit) Einflüsse spielt die elektrische (Über)Beanspruchung des Isoliersystems eines elektrischen Betriebsmittels eine entscheidende Rolle bei der Verminderung dessen elektrischer Festigkeit. Das in dieser Arbeit behandelte Phänomen der Teilentladungen ist eine der Methoden der *technischen Diagnostik*, die *zerstörungsfreie* Messungen vornimmt und mit den gewonnenen Daten eine „Abschätzung" der Restlebensdauer versucht. Die *technische Diagnostik* stellt das übliche Verfahren dar, die bei der Restlebensdauerabschätzung verwendet wird.
Eine Bewertung des Zustandes bzw. Abschätzung der Ausfallswahrscheinlichkeit von elektrischen Betriebsmitteln kann auch mit Verfahren die auf Grund von *mathematischen Modellen* beruhen gemacht werden. Diese Verfahren können vor allem bei Betriebsmitteln angewendet werden, welche in einem betrachteten Netz in einer hohen Anzahl vertreten sind. Ausgangspunkt dieser Betrachtungsweise ist das mathematische Werkzeug der *Statistik*, welches erlaubt, anhand von repräsentativen Stichproben auf eine Gesamtmenge zurückzuschließen. Dabei wird anhand *geführten Betriebsstatistiken* und *Datenbanken* eine Abschätzung der Ausfallwahrscheinlichkeit von Betriebsmitteln gemacht. Durch Bildung von Querverbindungen und der Korrelation mit aufgetretenen Fehlern und Ausfällen können Verhaltensmuster von Betriebsmitteln aufgestellt werden, deren Tendenzen abschätzbar sind und ein Bild über das Ausfallsverhalten wiedergeben.
Weiters wird auch eine dritte Methode verwendet die auf Zustandsbewertung durch Alterungsmodelle beruht. Hier werden die praktisch gemessenen Werte aus betrieblicher Alterung bewertet um eine Ausfallwahrscheinlichkeit anzugeben.

5.1 Alterung elektrischer Betriebsmittel durch Belastung und Beanspruchung

Im Mittelpunkt der Betrachtungen steht das Isoliersystem eines elektrischen Betriebsmittels, welches der Alterung, also der Abnahme der Spannungsfestigkeit über der Zeit, hervorgerufen durch Einflussparameter, ausgesetzt ist.
Bei der Produktion eines Betriebsmittels, sei das mit einem festen, flüssigen oder gasförmigen Dielektrikum, wird die mechanisch sorgfältige Konstruktion und Fertigung für eine Feldverteilung sorgen, welche unter den Festigkeitswerten hinsichtlich elektrischer Belastbarkeit liegt und diese somit nur gering beansprucht.
Aufgrund der Komplexität von Isoliersystemen können in diesen ebensolche Fehler entstehen, die sich als,

- Spalten und Risse quer oder längs zum elektrischen Feld sowie als
- Hohlräume oder dielektrische Inhomogenitäten äußern.

Die Produktionsbedingte und nach der Inbetriebnahme eines elektrischen Betriebsmittels auftretenden mechanischen Fehler, die in verschiedenen Betriebsmitteln meistens dieselben Ursachen und Wirkungen aufweisen, tragen zur Veränderung der Eigenschaften und zu beschleunigter Alterung des Isolierstoffes bei, welche auch mit wachsenden Verlusten verbunden ist.
Der wesentlichste Unterschied zwischen gasförmigen, flüssigen und festen Isolierstoffen ist die „Selbstheilung" gasförmiger und flüssiger Isolierstoffe. Die flüssigen und gasförmigen Isolierstoffe können als „bedingt alterungsfrei", bei genügendem Austausch des Isolierstoffs, eingestuft werden da sie auch nach dem Versagen ihrer Funktion als Trenner von zwei oder mehreren potantialführenden Leitern, durch Rekombination Ihre Isolierende Funktion wiedergewinnen. Bei festen Isolierstoffen ist das wegen der relativen Ortsfestigkeit der Fehlerstellen nicht möglich.
Im Allgemeinen werden die Faktoren die die „Alterung" elektrischer Betriebsmittel Beschleunigen als TEAM bezeichnet. Die Abkürzung steht für thermische, elektrische, ambiente und mechanische Beanspruchungs- bzw. Einfluss- oder Alterungsfaktoren, die auf ein Isoliersystem wirken (Abb. 5.1).

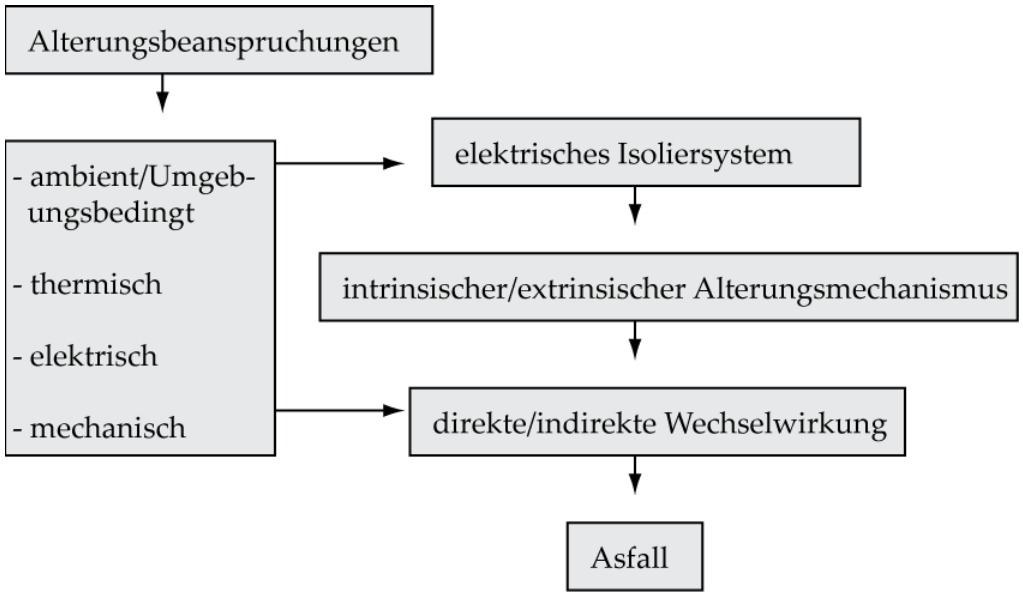


Abb. 5.1 Prinzip der Alterung eines elektrischen Isoliersystems

Abb. 5.2 zeigt die möglichen Alterungsmechanismen, die in *nichtselbstheilenden* festen Isolierstoffen vorkommen, als Funktion der Zeit.
Es ist ersichtlich, dass die Alterung die auf Fehlstellen im Isoliersystem beruht, mit höchster Wahrscheinlichkeit für Ausfälle verantwortlich ist, weil in dieser Phase Teilentladungen als Alterungsmechanismus überwiegend vorhanden sind und die Alterung am intensivsten stattfindet (siehe Zeitfenster D in Abb. 5.2).
Die Alterungsfaktoren bewirken Alterungsmechanismen, die bis zum Ausfall und Funktionsverlust der Isolierung führen können. Während der Alterung können auch Einflussfaktoren, die vorerst das Isoliersystem nicht beeinflussen, durch Synergieeffekte (Zusammenspiel) zu Alterungsfaktoren werden und damit die Geschwindigkeit der Änderung des Zustandes der Isolierung mitbestimmen.
Betrachtet man die in Abb. 5.2 gezeigten Zeitfenster für die verschiedenen Alterungsfaktoren, so sieht man deutlich, dass das Zeitfenster D den überwiegende

Faktor bei der Alterung ist, nämlich die Teilentladungsaktivitäten. Das Zeitfenster A zeigt die elektrische Alterungsbeanspruchung die mit erhöhten Verlusten und erhöhter Temperatur verbunden ist. Als Folge dieser Temperaturüberhöhung und Umweltbedingungen (T+A) entstehen chemische Veränderungen im Isoliersystem, die eine weitere Verschlechterung der dielektrischen Eigenschaften mit sich ziehen (Zeitfenster B).
Falls das Isoliersystem noch mechanischer Beanspruchung (M) ausgesetzt ist (Zeitfenster C), entstehen im Isoliersystem Risse, die durch elektrische, thermische, ambiente und mechanische Einflussfaktoren zu isolationszerstörenden Teilentladungsaktivitäten führen (Zeitfenster D).

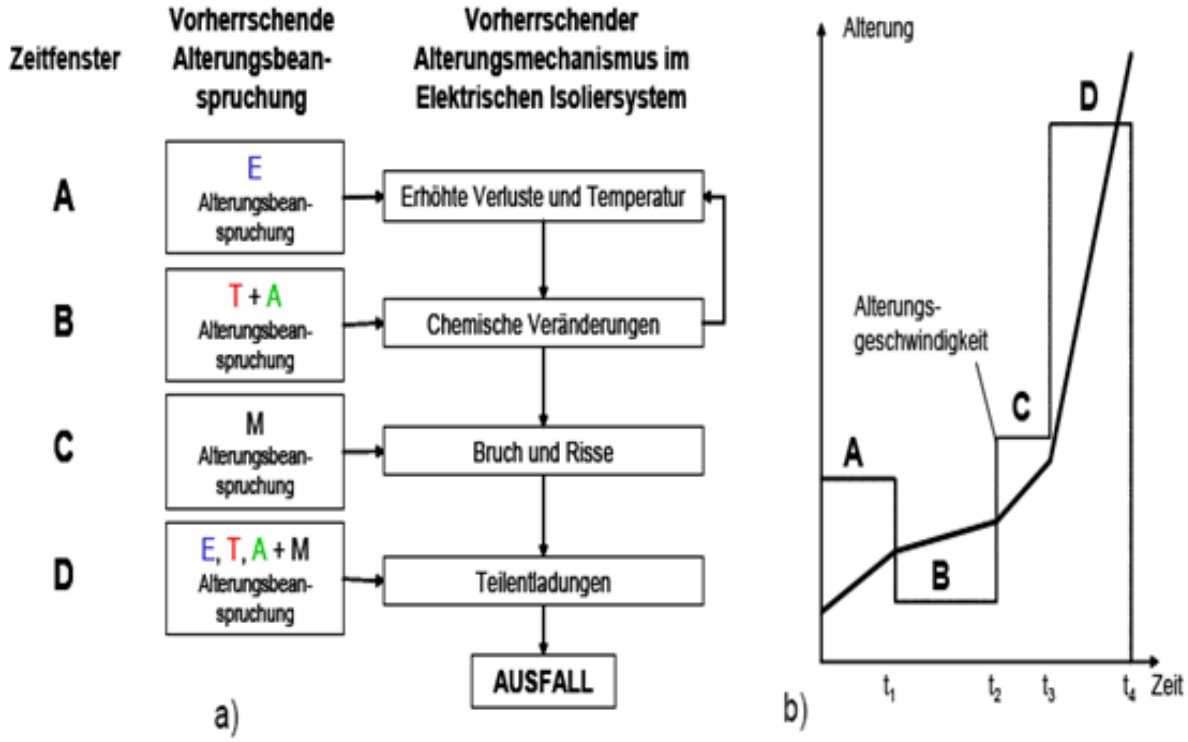


Abb. 5.2 a Beispiele möglicher Alterungsmechanismen nichtselbstheilender, fester Isolierung als Funktion der Zeit, b resultierende Alterung als Funktion der Zeit [5]

Deswegen ist die technische Diagnostik der Teilentladungsaktivitäten eines Isoliersystems ausschlaggebend für deren Ausfallwahrscheinlichkeit und die wichtigste messtechnisch erfassbare Größe für die Restlebensdauerabschätzung. In den Phasen vor D können andere technische Diagnosen gemacht werden die nicht auf TE-Messung beruhen, jedoch bietet die TE-Diagnostik die beste Grundlage für eine Lebensdauerabschätzung weil sie als Ergebnis aller anderen Faktoren zustandekommt.
Als grundlegende Literatur zum Thema der Alterung von elektrischen Isoliersystemen zählt die IEC Norm 60505, deren deutsche Übersetzung die VDE 0302 Teil 1 darstellt.
Es ist ersichtlich, dass eine einzeln auftretende Beanspruchungsart kaum eine Beanspruchung des Betriebsmittels zeigt, wohl aber durch Wechselwirkung mit anderen Effekten entsprechende Alterungs- bzw. „Verschleiß“ Erscheinungen hervorruft.
Die Alterung ist also ein sich zeitlich veränderliches Phänomen und durch mehrere sich mit der Zeit ablagernde, irreversible physikalische und chemische Faktoren bestimmt [5].

Dabei wird zwischen intrinsischer und extrinsischer Alterung unterschieden.

1. Als *intrinsische Alterung* gilt die stofflich bedingte Alterung des Isoliersystems durch die Einwirkung von Alterungsfaktoren.
2. Als *extrinsische Alterung* gilt das Auftreten irreversibler Eigenschaftsveränderungen des Isoliersystems durch die Wirkung von Alterungsfaktoren auf unbeabsichtigt eingebrachte Fehler in einem Isoliersystem.

Mit dem Begriff „Alterung“ (eng. Aging) sind in der internationalen Literatur auch die Begriffe „Deterioration“ was „Verschlechterung“ und „Degradation“ das „temporäre Verschlechterung“ bedeutet [5].

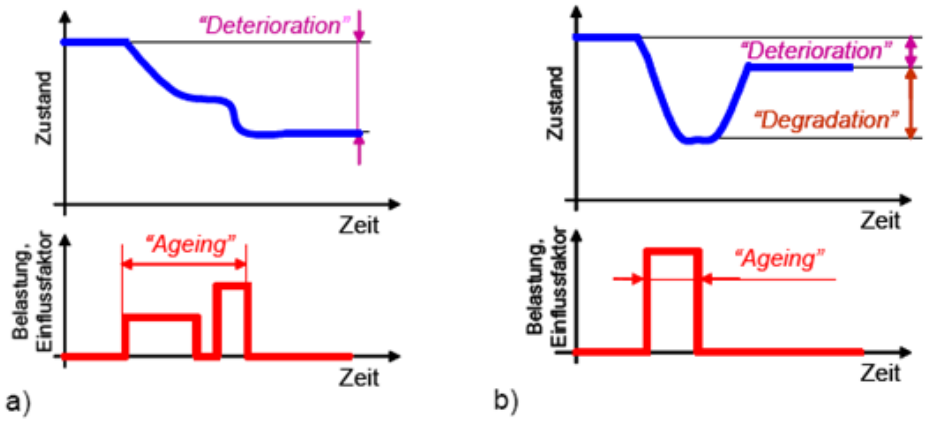


Abb. 5.3 Begriffe der Alterung, Deterioration, Degradation [5]

Der Begriff „Deterioration“ beschreibt die permanente Reduktion der physikalischen und chemischen Eigenschaften eines Materials, welche durch Belastungs- und Beeinflussungsfaktoren hervorgerufen wurde (Abb. 5.3).
Unter „Degradation“ wird eine vorübergehende negative Veränderung der Eigenschaften eines Materials verstanden, welche durch Einflussfaktoren beeinflusst worden ist. Entschwinden die Einflussfaktoren kann sich das Material größtenteils wieder regenerieren.

5.1.1 Elektrische Alterung

Elektrische Felder können verschiedene Wechselwirkungen in einem Isoliersystem hervorrufen. Alle möglichen Effekte eines elektrischen Feldes, sei es bei einer lokalen Langzeitbeanspruchung oder kurzzeitigen Überbeanspruchung tragen zu einer beschleunigten Alterung des Isoliersystem bei, zusammen mit den schon besprochenen mechanischen, ambienten und thermischen Einflussfaktoren.
Elektrische Felder verursachen Teilentladungen, Kriechstrombildung („Tracking“), Bäumchenbildung („electrical tree“), Elektrolyse, erhöhte Temperaturen und Raumladungen.

Die Intensität und das Fortschreiten der elektrischen Alterung ist, abgesehen von der elektrischen Stabilität des Isoliersystems, abhängig vom Erscheinungsbild des elektrischen Feldes im Isoliersystem. Elektrische Felder im Isoliersystem können in gleich-, wechsel- und impulsförmigen Felder sowie in Kombinationen dieser Formen auftreten.
In Abb. 5.5 sind die möglichen Mechanismen der elektrischen Alterung in Form eines Flussdiagramms dargestellt. Von den verschiedenen Ursachen im mittleren Teil des Flussdiagramms ausgehend sind die möglichen Wirkungen dargestellt. Wie man sieht, kann die Hohlraumbildung direkt zu einem Durchschlag führen. Abhängig von der Größe und Form können Hohlräume lange Zeit als Teilentladungsstelle (Fehlerstelle) bestehen die mit der Zeit sich zu „electrical tree“ entwickeln und schließlich zum Totalversagen des Isoliermaterials mittels eines Durchschlags führen. Ebenso stellt die Ladungsinjektion eines der wichtigsten Alterungsmechanismen dar. Auf Grund der Vorgänge in hohen elektrischen Feldern können sie zur Hohlraumbildung führen und Gebiete erhöhter Teilentladungsaktivität bilden. Diese führen auf direktem oder indirektem Wege zu Durchschlägen und dem Versagen des Isoliersystems.
Als „Lebensdauer“ eines Produktes wird die Zeit von der Produktfertigstellung bis zum Ende der Funktionsfähigkeit bezeichnet. Für die Ermittlung des Zusammenhanges zwischen der Lebensdauer der Isolierung und der auftretenden elektrischen Beanspruchung wird in vielen Fällen das „Inverse Power Law“ angewendet [5] (G. 5.1),

$$L \sim E^{-nt} \tag{5. 1}$$

wobei, L für Lebensdauer steht, E für elektrische Feldstärke, t Zeit und n ist der Exponent der elektrischen Lebensdauer.
Jedoch sei dabei erwähnt dass dieses einfache Gesetz nur unter bestimmten Bedingungen gilt und keinerlei Rückschlüsse auf die verwendete Form der Beanspruchung (Wechsel-, Gleich-, Impulsspannung, usw.) sowie der Alterungsmechanik zuläßt, es gilt nur als sein Modell.
Dieses Gesetz kann in unterschiedlichsten Formen dargestellt werden, wird jedoch meist im doppellogarithmischen Maßstab dargestellt, wodurch die Darstellung der auf der Abszisse aufgetragenen Spannung über der Zeit eine Gerade ergibt (Abb. 5.4).

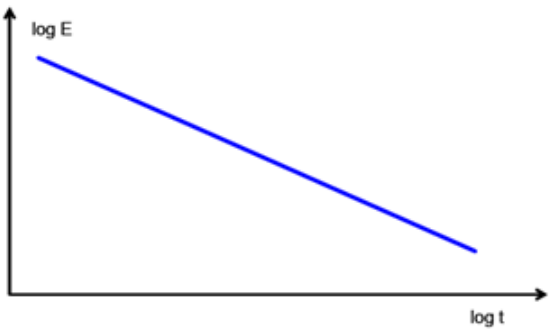


Abb. 5.4 Inverse Power Law [5]

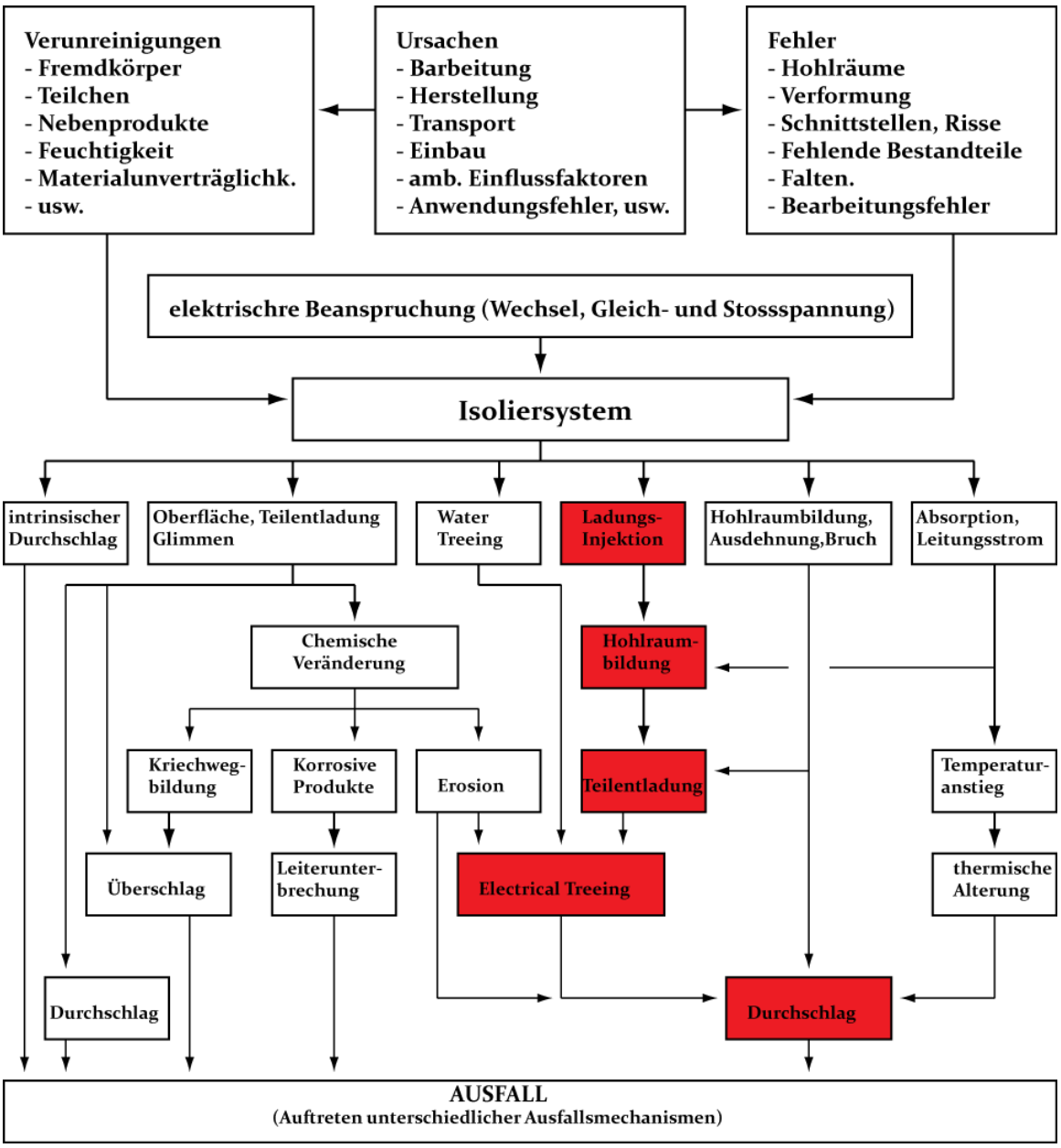


Abb. 5.5 Flussdiagramm der elektrischen Alterung von Isoliersystemen [5]

5.1.2 Multistress Alterung

Die Rate der Alterung, insbesondere der des Isoliersystems, hängt sowohl von den chemischen und den physikalischen Eigenschaften als auch von den Charakteren der auftretenden Belastungen sowie von dem Erzeugungsprozess und der Kombination der verwendeten Materialien ab. Bei den *Alterungsversuchen* für die Lebensdauerabschätzung werden elektrische Betriebsmittel neben der elektrischen Beanspruchung gleichzeitig thermischer und in manchen Fällen auch mechanischer Beanspruchung ausgesetzt. Diese und der Faktor der chemischen Belastung, die aus Wechselwirkungen zwischen einzelnen Einflussfaktoren resultieren, stellen die zu berücksichtigenden Faktoren der Multistress Alterung dar.

Um die Alterung bei Multistress Alterungsversuchen bewerten zu können, müssen die folgenden Punkte registriert und mitberücksichtigt werden:

- Materialart und Geschichte der Probenvorbereitung
- Dauer und Häufigkeit der auferlegten Belastung
- Art und Stärke der von den Belastungen hervorgerufenen Alterung
- Wechselseitige Veränderungen von Eigenschaften
- Betriebsmittelart, Betriebsmittelkonstruktion und Betriebsbedingungen
- Konkurrierende und kooperierende Einflüsse von chemischen und physikalischen Prozessen während Belastungen
- Grenzflächen- und Volumeneffekte
- Mikroskopische und makroskopische Phänomene

5.2 Möglichkeiten der Bewertung und Zustandsanalyse elektrischer Betriebsmittel

In diesem Abschnitt werden Methoden zur Bewertung elektrischer Betriebsmittel vorgestellt, welche auf Untersuchungen im Labor sowie auf forensischen und statistischen Untersuchungen beruhen. Als Grundlage dieser Untersuchungen gilt die technische Diagnostik, deren Verfahren eine Erkennung der Veränderungen des technischen Zustands von Betriebsmitteln ermöglichen. Diese Verfahren sind speziell auf die Funktion der elektrischen Betriebsmittel abgestimmt und zeigen Veränderungen an den elektrischen Komponenten auf.
Für die Feststellung der Alterung von Betriebsmitteln kann grundsätzlich zwischen drei verschiedenen Ansätzen unterschieden werden:

- Alterungssimulationen im Labor mit Vergleichen real betriebener Betriebsmittel
- Forensische Untersuchungen an real betriebenen Betriebsmitteln,
- Statistische Untersuchungen in Fehlerstatistiken.

Der gemeinsame Nenner der beiden erstgenannten Vorgehensweisen ist die Technische Diagnostik in der elektrischen Energietechnik und ihre Techniken und Prozeduren zur Zustandsanalyse elektrischer Betriebsmittel.
Die drei vorgestellten Ansätze zur Feststellung der Alterungsvorgänge können weiters in induktive und deduktive Untersuchungen unterteilt werden. Der klassische induktive Weg zur Erfassung eines Sachverhaltes schließt dabei von gemachten besonderen Erfahrungen auf das allgemeine Verhalten des Betriebsmittels zurück. Nach diesem Prinzip arbeiten die erwähnten Alterungssimulationen im Labor sowie die statistischen Untersuchungen. Die forensischen Untersuchungen beruhen auf dem Prinzip des deduktiven Weges zur Aufklärung eines Sachverhalts. Bei diesem wird von allgemein gemachten Erfahrungen an Betriebsmitteln auf das besondere Verhalten, in diesem Fall auf das Alterungsverhalten, zurückgeschlossen.

5.2.1 Technische Diagnostik

Die Methoden der technischen Diagnostik zur Findung der Ursachen für die Alterung von Betriebsmitteln und der Versuch deren Zustand zu beurteilen, sowohl beim induktiven als auch beim deduktiven Weg der Untersuchung, sind vielfältig. Auch die statistische Zustandsbeurteilung bedient sich der Messwerte zustandsbeurteilender Größen für die Bestimmung von Ausfällen und Ausfallsmodellen.
Beim deduktiven Weg der Bestimmung des Zustandes von elektrischen Betriebsmitteln werden die in der Vergangenheit gemachten und archivierten Messungen herangezogen, um an Hand dieser durch Vergleiche mit aktuellen Messungen auf eventuelle Änderungen am Betriebsmittel schließen zu können [5].
Die dabei gemachten Erfahrungen, d.h. Aufzeichnung der Änderungen von Kenngrößen, geben wichtige Ausschlüsse über die Alterung einer oder mehrerer Komponenten eines Betriebsmittels. Dieses Wissen wird dann auch auf die im Betrieb befindlichen, ähnlichen Betriebsmittel übertragen.
Der induktive Weg der Ermittlung des Zustandes von Betriebsmitteln beruht auf gemessenen Werten im Labor. Mit diesen Messungen werden dann Grenzwerte definiert und diese auf überwachte Betriebsmittel übertragen. Dazu werden Messeinrichtungen benötigt die eine Überwachung der Betriebsmittel während seines Betriebes benötigt, die sogenannten *Monitoringsysteme*. Diagnosesysteme schließen zusätzlich aus den von den Monitoringsystemen ermittelten und gespeicherten Werten der überwachten physikalischen Größen auf den Zustand des betrachteten Betriebsmittels.
Das Ziel der Technischen Diagnostik ist die automatische Ursachenfindung und gleichzeitige Maßnahmenempfehlung nach einer erfolgten Zustandsbeurteilung von elektrischen Betriebsmitteln.
In Abb. 5.6 sind die Komponenten und Aufgabenteilung der Technischen Diagnostik dargestellt. Als Ausgangspunkt jeder Diagnose dient dabei eine Messung von aussagekräftigen Kenngrößen des zu beurteilenden Betriebsmittels.

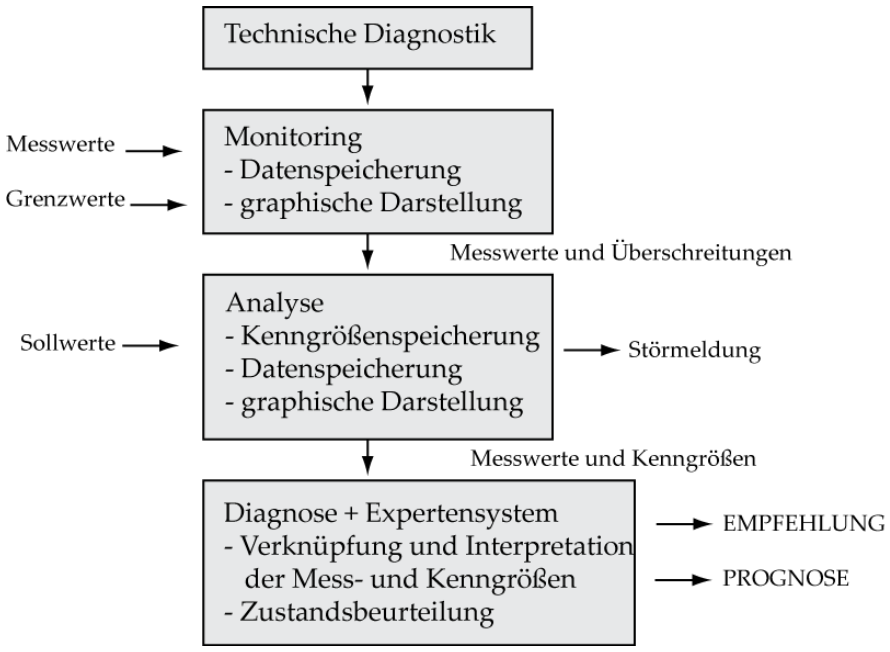


Abb. 5.6 Komponenten und Aufgabenaufteilung der Technischen Diagnostik

Durch Zusammenfügen und Analyse verschiedener Diagnoseverfahren und Techniken hat man eine große Datenmenge zur Verfügung, die eine relativ präzise Zustandsbeurteilung eines Betriebsmittels ermöglicht.
Entscheidend ist dabei welche Größen für bestimmte Betriebsmittel größere Aussagekraft haben. So kann man sich für die entsprechende Diagnose entscheiden.
Die hohe Anzahl physikalischer Größen die mittels Diagnoseverfahren gemessen werden, geben entweder direkt oder indirekt Information über den Betriebsmittelzustand wieder. Durch dementsprechende mathematische Verknüpfungs- und Analysefunktionen können daraus Prozessdaten für eine Frühdiagnose entwickelt werden.
Abb. 5.7 gibt einen Überblick der Disziplinen der Technischen Diagnostik an Geräten und Betriebsmitteln der elektrischen Energietechnik. Jedoch nicht alle Disziplinen der Technischen Diagnostik sind bei jedem Betriebsmittel einsetzbar und zielführend.

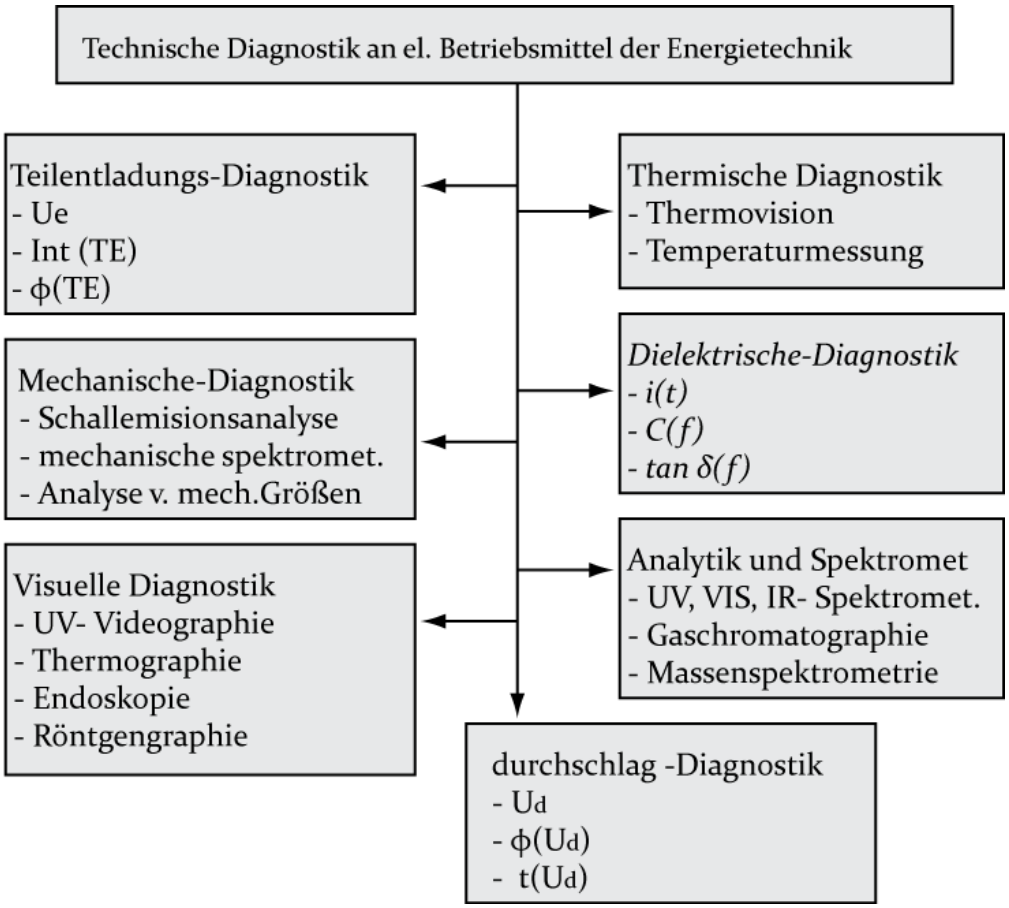


Abb. 5.7 Möglichkeiten der technischen Diagnostik

Im Folgenden werden neben der ausführlicheren Teilentladungsdiagnostik als Hauptanliegen dieser Arbeit, auch die akustische und optische Diagnostik als Teil der technischen Diagnostik elektrischer Betriebsmittel kurz beschrieben.

5.2.2 Akustische Verfahren

Technische Diagnosen mittels akustischen Verfahren basieren auf die Erfassung und Analyse mechanischer Schwingungen. Die eingesetzten Aufnehmer und Einrichtungen

umfassen dabei einen Frequenzbereich von mHz (Infraschall) bis in einen Bereich von einigen GHz (Hyperschall). Die üblichen Geräte die für die Detektion von Schalquellen von elektrischen Betriebsmittel gebaut sind, arbeiten in jedoch in einem Frequenzbereich bis zu einigen kHz (hörbarer Schall, Ultraschall). Schwingungs- und andere geeignete Aufnehmer können Geräusche, Vibrationen und Schallemissionen registrieren, welche durch mathematische Verfahren entsprechend analysiert werden. Nehmen wir als Beispiel elektrische Maschinen. Lagerschäden, Schwingungen an Wellen usw. zeigen unterschiedliche Frequenzspektren, die Aufschluss über Veränderungen und Fehler geben [5]. Im Bereich der Teilentladungsmessung können aufgrund des emittierten Schallfeldes der Entladungsvorgänge, unter Zuhilfenahme von akustischen Sensoren (Körperschallaufnehmer) und Richtmikrofonen, Ortungen von Fehlerstellen durchgeführt werden. Beeinflussungen durch z.B. Reflexion, Dämpfung und äußere Störungen müssen bei der Auswertung beachtet werden [5].

5.2.3 Optische und visuelle Verfahren

Mit diesem Verfahren der technischen Diagnostik wird versucht die optischen Effekte die bei einer Belastung des Betriebsmittels in zu messende und quantisierbare Größen umzuformen. Am Anfang vom Kapitel 5 und im Kap. 3 wurden die Ursachen der Verminderung der elektrischen Festigkeit eines Betriebsmittels dargestellt. Man hat gesehen dass insbesondre TE die in Form von Koronaentladungen bei Gleitanordnungen sich in Form von Glimmen bemerkbar machen. D.h. Elektrische Entladungen emittieren elektromagnetische Strahlung im UV-, sichtbaren und Infrarotbereich. Hier ist neben der Detektion und Messung auch eine direkte Ortung der Fehlerstelle mittels optischen Wandlern und Messgeräten (Entladungsstelle) möglich.
Unterschiedliche Geräte wie z.B. Röntgen-Detektoren, UV Koronaskope, Restlichtverstärker sowie Infrarotkameras bieten dabei die Möglichkeit das gesamte abgestrahlte optische Spektrum zu erfassen.
Die visuellen Verfahren der Technischen Diagnostik stellen Verfahren dar, welche auf Grund von beobachteten Vorgängen an einem Betriebsmittel auf dessen Zustand zurückschließen. Diese Vorgänge können zahlenmäßig schwer erfasst und quantisiert werden, können aber durch das menschliche Auge beschrieben werden [5].
Dabei zählen als Hilfsmittel unter anderem Videotechniken mit Zeitraffer-, Zeitlupen- und Standbildaufnahmen, Endoskopie und die bildgebenden Verfahren der Thermosvision sowie von UV-Kameras.
Die visuelle Untersuchung elektrischer Betriebsmittel ermöglicht die rasche Feststellung von Veränderungen. Fehlerbilder wie lockere Teile, Fugen, Risse, Verfärbungen und Schleifspuren können von Personen mit entsprechenden Erfahrungswerten leicht erkannt werden.

5.2.4 Teilentladungsdiagnostik

Das Erscheinen und die Intensität von Teilentladungen gilt als Qualitätskriterium für die Beurteilung von Betriebsmitteln. Das Auftreten von Teilentladungen ist charakterisiert durch lokale Erhöhungen der elektrischen Feldstärke im Bereich von Inhomogenitäten

des betroffenen Isoliermediums. Stellen Teilentladungen einer bestimmten Stärke und Dauer bei den meisten anorganischen Feststoffisoliersystemen wie Keramik oder Glas nur eine geringe Beeinträchtigungen des Isoliervermögens dar, so können Entladungen der selben Intensität und Einwirkungsdauer vor allem bei organischen Isoliersystemen eine starke Schädigung des Isoliermaterials und somit eine Herabsetzung der Isolationsfestigkeit hervorrufen.
Mit Hilfe der Teilentladungsdiagnostik und ihren Methoden kann daher auf Grund der auftretenden Intensität der Teilentladungen eine Abschätzung des Zustands der untersuchten Isoliersysteme durchgeführt werden. Die Detektion und die Bestimmung der Intensität von Teilentladungen können auf mehreren Wegen durch elektrische, akustische und optische Methoden erfolgen.
In den vorigen Kapiteln dieser Arbeit wurde versucht die physikalischen Vorgänge, die bei der Entstehung von Teilentladungen vorkommen, zu beschreiben. Außerdem wurden die klassischen und neuen nichtkonventionellen Methoden der TE-Erfassung und Bewertung untersucht. Dabei sind die beim Auftreten von TE verlaufenden physikalischen Vorgänge mit einiger Komplexität verbunden, wodurch die klassische und moderne TE-Messtechnik an ihre Grenzen stößt und bei der Bewertung der Ergebnisse meistens die subjektive, erfahrungsbezogene Entscheidung des Experten erfordert.
Die moderne Datenverarbeitungstechnik versucht durch Signalanalyse, durch statistische Verfahren und durch Verfahren der Mustererkennung Fortschritte zu erreichen. Es wird dabei versucht die folgenden Fragen zu beantworten, und zwar [7]:

- „Wo befindet sich die Fehlerstelle?“
- „Welche Art von Fehler liegt vor?“
- „Wie stark ist ihre schädigende Wirkung?“
- „Wie sind mehrere Fehler zu differenzieren?“
- „Was bedeutet dies für die Lebensdauer?

Die Antwort dieser Fragen ist mit einer begrenzten Genauigkeit möglich. Deshalb ist die TE-Diagnose einer der Gebiete der Hochspannungstechnik die eine große Herausforderung darstellt und verbesserungsbedürftig ist.
Im Folgenden werden einige Ansätze beschrieben, die versuchen die mittels TE-Diagnose gewonnenen Daten am effizientesten für die Zustandsbewertung eines Betriebsmittels zu nutzen, Daten die gleichzeitig als Grundlage für die allgemeinen Ansätze der Lebensdauerabschätzung liefern, sei es durch Alterungssimulationen im Labor, forensische oder auch statistische Untersuchungen.

a) Klassische TE Interpretation

Die in Kapitel 3 beschriebenen Methoden der TE-Mess und Erfassungstechnik geben die folgenden Größen wie die *TE-Intensität* bzw. die *scheinbare Ladung*, die *Ein- und Aussetzspannungen* und die *Phasenlage* der TE-Impulse.
Die *Teilentladungsintensität* bezieht sich auf die außen an den Prüflingsklemmen messbare *scheinbare Ladung* QS die über einem unbestimmbaren Faktor mit der *tatsächlichen Ladung* verbunden ist.
Die geltenden Größenordnungen der TE-Intensität für bestimmte Betriebsmittel (Kabel. Trafos, Garnituren, elektrische Motoren) werden durch internationale Normen bestimmt.

Die Grenzwerte werden von Erfahrungswerten abgeleitet. Eine allgemeine Aussage über Größe und Gefährlichkeit der TE im Inneren der Isolierung und über die zu erwartende Lebensdauer ist aber nicht möglich, da die spezifischen Beanspruchungen von Volumina bzw. Oberflächen und die Signalauskopplungsverhältnisse in einer (unbekannten) Fehlstelle nicht angegeben werden können. Dabei ist die *Häufigkeit* N der auftretenden Impulse die alterungsrelevante Größe, und nicht die Amplitude der größten Impulse.
Die *Ein- und Aussetzspannungen* U_{TEE} und U_{TEA}dienen als Indikator von Fertigungsfehlern und sie sollen zeigen, dass unter Betriebsbedingungen keine schädlichen Entladungen stattfinden können, und die bei einer spontanen kurzzeitigen Erhöhungen der Betriebsspannung auftretenden Teilentladungen beim Sinken der Spannung schon vor dem Erreichen der Betriebsspannung verlöschen.
Die *Phasenlage* der Impulse gibt in einfachen Fällen Hinweise auf das physikalische Umfeld der Entladung (ob das innere oder äußere Entladung, Anbindung an Elektroden usw. sind, im Kapitel 3 beschrieben). Dieser deterministisch physikalische Ansatz wird jedoch in vielen Fällen der Komplexität der Verhältnisse nicht mehr gerecht. Beispielsweise geht durch Überlagerung verschiedener Ereignisse die Eindeutigkeit der TE-Bilder meist verloren. Außerdem spiegelt die Interpretation oft subjektive Erfahrungen und Empfindungen wieder.

b) Statistische Ansätze

Die statistischen Ansätze für die TE-Analyse basieren auf einer möglichst vollständigen Erfassung der Impulse, der Datenreduktion durch Speicherung einiger Impulskennwerte, der Bildung neuer Kenngrößen, Ermittlung von *Verteilungsfunktionen* und dem Vergleich mit Referenzdatenbanken. Alles das ist nur mit moderner Datentechnik möglich, die neue Möglichkeiten zur Verarbeitung großer Datenmengen und zur statistischen TE-Analyse eröffnet.
Dadurch können *Wahrscheinlichkeiten* für das Vorliegen verschiedener Fehlerarten bzw. *„Übereinstimmungsgrade"* mit bekannten Fehlern angegeben werden. Dabei wird keine physikalische Erklärung geboten sondern lediglich eine statistisch begründete Ähnlichkeit festgestellt [7].
Das Verständnis der Entladungsphysik und des physikalischen Umfeldes, wird oft in der *phasenaufgelösten Darstellung* gesucht. Hierbei müssen die TE-Impulse zunächst mit hoher Bandbreite möglichst *unverfälscht aufgenommen*, digitalisiert und im Zusammenhang mit anderen Messwerten (Spannung, Zeit) *gespeichert* werden. Dabei beschränkt man sich auf einige Impulskennwerte, um die Datenmengen zu reduzieren.
Man versucht neben den klassischen Kenngrößen wie Ladung, Häufigkeit, Phasenlage, auch Informationen über die *Polarität*, *Energie* oder *Amplitude* und *Zeitkonstanten* zu bekommen. Auf diese Weise können aber Unmengen von *Daten* entstehen, die dann durch Bildung statistischer Verteilungsfunktionen *komprimiert* und nach unterschiedlichen Verfahren und Ansätzen *weiterverarbeitet* werden können [7].
Wichtige Verteilungen sind dabei die *Impulshäufigkeit* über dem Phasenwinkel oder die *Impulsamplitude* über dem Phasenwinkel. Es ist jedoch meist üblich, ein gutes Dutzend verschiedener Verteilungen zu analysieren. Entscheidend für die Aussagekraft der statistischen Analyse ist das Vorhandensein einer umfangreichen *Datenbank* mit eindeutig identifizierten Fehlerfällen.
Aufgrund der aufgenommenen Daten kann natürlich auch die Anzeige eines klassischen TE-Messgerätes numerisch simuliert werden.

Die Visualisierung der Datensätze erfolgt oft mit mehrdimensionalen Histogrammen, in denen z.B. die Größen Ladung, Q_s Impulshäufigkeit N und Phasenlage φ dreidimensional als sog. „φ, Q, N-pattern“ dargestellt werden. In der einfachsten Form handelt es sich dabei um sog. „Wolkenplots“, in denen die über viele Perioden summierten TE-Ereignisse als Ladungspunkte über der Phasenlage dargestellt sind. Die Häufigkeit N wird in der dritten Dimension entweder durch die Dichte der Wolkenpunkte, durch eine Farbabstufung (Abb. 5.6 Mitte) oder durch dreidimensionale Balken dargestellt [7].
Neben der subjektiven Bewertung der Teilentladungsbilder wird angestrebt, im Rahmen von Expertensystemen *Übereinstimmungen* gemessener Datensätze mit *Referenzmessungen* festzustellen, um eine Zuordnung zu *Fehlerart und -ort* zu erhalten. Hierzu werden Kenngrößen und Verteilungsfunktionen verglichen, Korrelationen ermittelt und Verfahren der *Mustererkennung* oder der unscharfen Logik (*„fuzzi logic“*) eingesetzt. Man kann auch versuchen, mit einem *neuronalen Ansatz* Entladungsparameter und Fehlerarten über ein neuronales Netzwerk in Beziehung zu setzen. Dadurch kann die Interpretation der TE-Ereignisse von der Ebene der subjektiven Bewertung auf die Ebene eines automatisierten objektiven Vergleiches gehoben werden. Dies ist für die Prüfpraxis ein großer Vorteil [7].
TE-Analysesysteme geben i. d. R. keine absolute Aussage über die Fehlerart, sondern ermitteln einen *Übereinstimmungsgrad* der gemessenen TE-Daten mit vorher gemessenen *Referenzen*. Bei ausreichend großer Datenbank mit bekannten Fehlerfällen ist dann die Zuordnung zu einer Fehlerkategorie möglich. Eine Aussage über die Gefährlichkeit der TE oder über die Lebensdauer ist damit höchstens sehr indirekt auf der Grundlage von Betriebserfahrung möglich. *Die Interpretation von phasenaufgelöste Darstellungen* wie Wolkenplots oder „φ, Q, N-pattern“ ist mit mehreren grundsätzlichen Schwierigkeiten verbunden:

1. Bei Summation mehrerer Perioden geht der *deterministische Zusammenhang* zwischen einzelnen aufeinanderfolgenden und zusammengehörenden Impulsen verloren.
2. Phasenaufgelöste Darstellungen sind *nicht eindeutig*, wenn die *Prüfspannung verzerrt* ist, insbesondere wenn Zwischenmaxima auftreten. Dann kann es mehrere steigende und fallende Flanken der Spannung geben, in denen Entladungen unterschiedlicher Polarität entstehen. Das TE-Bild wäre völlig verändert.
3. Die Phasenlage kann sich durch Überlagerung von *Raumladungsfeldern* verschieben.
4. *Mehrere Fehler* sind kaum auseinander zu halten.

c) Analyse der Impulsform

Die Analyse der Impulsform erfordert eine sehr breitbandige Signalerfassung um ein unverzerrtes Abbild des Signals zu erhalten (time resolved analysis). Theoretisch enthalten die Impulsform bzw. das hochfrequente Spektrum Informationen über Art und Größe der Fehlstelle. Leider können die Impulse nur in günstigen Fällen, wie z.B. in gasisolierten Schaltanlagen, über breitbandige Feldsonden ausgekoppelt werden (siehe Kap. 4). In den meisten Fällen ist die Erfassung der unverfälschten Impulsform nicht möglich, sie spiegelt immer mehr oder weniger die Systemeigenschaften des Übertragungsweges wieder, abhängig davon wie das Signal empfangen wird.

d) Elektrische TE-Ortung

Für die räumliche Lokalisierung von Teilentladungsquellen gibt es einige Methoden, die aber *nur in Spezialfällen* anwendbar sind: Mit der in Kap. 4 beschriebenen *Richtkopplertechnik* können nicht nur Störungen erkannt, sondern auch die Richtung von TE-Quellen ermittelt, werden. Durch die Messung des *TE-Stromes an zwei verschiedenen Stellen* (z.B. links oder rechts von einer Kabelmuffe) kann unterschieden werden, ob die Impulsquelle innerhalb oder außerhalb der Messstellen liegt [7]. Äußere Quellen verursachen *Gleichtaktströme*, Quellen zwischen den Messstellen Gegentaktströme. Für die Messung der TE-Ströme können breitbandige magnetische Sensoren oder Rogowski-Spulen eingesetzt werden. In ausgedehnten Systemen mit verteilten Parametern können Laufzeitmessungen von TE-Impulsen den Fehlerort anzeigen (Reflektometrie). Mit einem neuen Ansatz wird versucht mit einem rechnerischen „Kurven-Fitting“ von gemessenen Impulsformen die *Eigenschaften des Übertragungsweges in Transformatoren* zu ermitteln und dadurch auf den Entstehungsort der TE im Zuge einer Transformatorenwicklung zu schließen. Für unterschiedliche Übertragungswege wird dabei mit Hilfe von Netzwerkmodellen eine theoretische Impulsform berechnet und mit der gemessenen verglichen, um in einem iterativen Prozess den passenden Übertragungsweg identifizieren zu können [7].

e) Synchrone Mehrstellen-TE-Messung

Bei dreiphasigen Systemen wie Generatoren, Transformatoren oder Kabelanlagen können synchrone Vergleichsmessungen der Identifizierung betroffener Phasen oder unterschiedlicher Fehlerprozesse dienen.
An den drei Phasen werden die TE-Impulse synchron aufgezeichnet und mit Hilfe eines TE-Messgerätes hinsichtlich ihrer scheinbaren Ladung bewertet.
Zur Unterdrückung von Störungen bei Vor- Ort-Messungen ist u.U. eine schmalbandige Messung empfehlenswert. Bei Transformatoren sollte sichergestellt werden, dass die Mittenfrequenz außerhalb der Resonanzbereiche des Transformators fällt, um eine Verfälschung der Signalamplituden zu vermeiden.
Mit Hilfe zeitlich zusammengehörender (synchroner) „Impuls-Tripel“ kann eine Aussage über die Herkunft der Teilentladungen getroffen werden:
Jeder Fehlstellenort erzeugt aufgrund unterschiedlicher Übertragungs- und Kopplungswege zu den drei Messstellen charakteristische Intensitätsverhältnisse zwischen den drei Phasen. Zur Darstellung dieser Verhältnisse wird die größte der drei Ladungen, z.B. qL1 zu den beiden kleineren Ladungen in die Verhältnisse qL1/qL2-1 und qL1/qL3-1 gesetzt.
Diese Verhältnisse werden als Koordinaten benutzt, um den Fehler in einem dreiachsigen „Sterndiagramm“ zu lokalisieren, Abb. 5.8 [7].
Einem physikalischen Fehlerort im Gerät wird gewissermaßen in einen Punkt des Sterndiagramms transformiert, wobei allerdings der Zusammenhang zwischen tatsächlichem Fehlerort im Gerät und virtuellem Fehlerort im Diagramm weder einfach noch bekannt sein muss. Fehler zwischen L1 und Erde haben den gleichen „Abstand“ zu den Nachbarphasen L2 und L3 und sollten deshalb in der Nähe der Linie „L1“ liegen. Fehler zwischen L1 und L3 kommen auch im Sterndiagramm zwischen L1 und L3 zu liegen, weil die Koordinate qL1/qL3-1 wegen gleicher Ladungen qL1=qL3 den Wert Null annimmt.

Alle Impulse, die als Gleichtaktsignale in allen drei Phasen gleich stark gemessen werden, sind externe Störungen. Bei der Koordinatenbildung ergeben sie den Wert Null. Der Nullpunkt ist somit eine Art „Löschpunkt“ in den die Störimpulse verschoben werden.
Ein besonderer Vorteil des Sterndiagramms besteht darin, dass unterschiedliche Fehler jeweils charakteristische Cluster bilden. Dadurch kann jedes Impuls-Tripel gewissermaßen „markiert“ und einer Fehlerquelle zugeordnet werden. Die Sortierung der Impulse nach Fehlerquellen erlaubt es dann, individuelle phasenaufgelöste Diagramme, Pulssequenzanalysen oder anderen Auswertungen durchzuführen. Für eine bisher unlösbare Aufgabe der TE-Messtechnik, die Separierung verschiedener Fehlerquellen, scheint damit zumindest teilweise eine Lösung in Sicht [7].

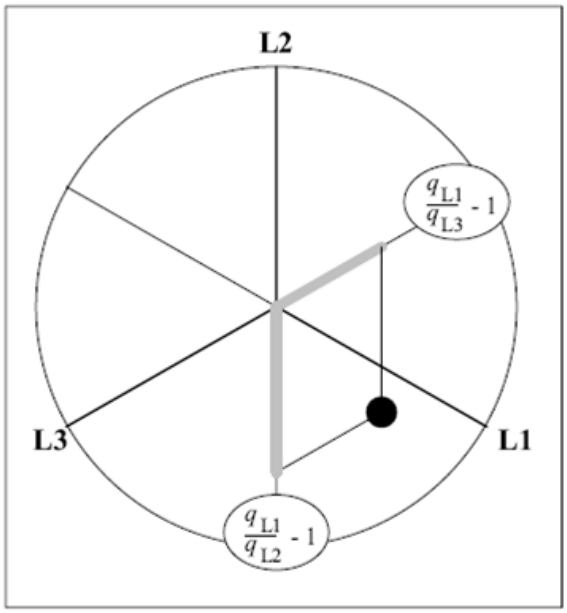


Abb. 5.8 Lokalisieren eines Fehlerortes im Sterndiagramm

5.2.5 Rechnerische Wege der Zustandsbewertungen

Bei den rechnerischen Methoden der Zustandsbewertung werden Betriebsstatistiken und mathematische Alterungsmodelle als Basis für die Berechnung von Ausfallswahrscheinlichkeiten und Ausfallsraten herangezogen. Hier setzt man voraus, dass jedes Betriebsmittel in Mehrzahl vorhanden ist und in der Vergangenheit verwendet wurde. Auf diese Weise macht man sich die Methoden der Wahrscheinlichkeitsrechnung und Statistik zu nutzen. Bei diesen Verfahren ist immer davon auszugehen, dass das erzeugte Wahrscheinlichkeitsprofil nicht für ein bestimmtes, sondern für irgendein Objekt einer betrachteten Menge gilt. Durch die meist hohe Anzahl von Betriebsmitteln sind die gemachten mathematischen Beobachtungen direkt auf den prozentualen Anteil von Betriebsmitteln zu übertragen (zum Beispiel bei der Bestimmung der Ausfallswahrscheinlichkeit) [5].

Dadurch ist bei der Analyse von Tendenzen eine Verbesserung von Instandhaltungs-Strategien möglich. Dabei versucht man möglichst qualitative Daten der Betriebsmittel zu bekommen, damit Abschätzungen von Trends und Tendenzen mit möglichst hoher Genauigkeit gemacht werden können.
Dabei kann man zwischen zwei Vorgehensweisen bei der rechnerischen Zustandsbewertung von elektrischen Betriebsmitteln unterscheiden, und zwar:

- *Zustandsbewertung auf Basis mathematischer Alterungsmodelle*
- *Zustandsbewertung auf Basis von Betriebsstatistiken*

Mathematische Alterungsmodelle werden auf Grund von Messwerten und gemachten Betriebserfahrungen entwickelt. Die dabei ermittelten Modelle erlauben einen Rückschluss auf die Lebensdauer der betrachteten Betriebsmittel.
Bei elektrischen Betriebsmitteln übernimmt die Lebensdauer bestimmende Größe zumeist die Spannungsfestigkeit der Isolierung. Im Allgemeinen wird bei der Erstellung mathematischer Alterungsmodelle die Ermittlung der Einflüsse und Gewichtung der Alterungsparameter sowie die Festlegung der Größen den wesentlichen Faktor spielen welche die Lebensdauer bestimmen. Werden Lebensdauerversuche mit beschleunigter Alterung durchgeführt, so ist die Bestimmung der für die Modellbildung erforderlichen Daten relativ einfach, da der Versuch im Labor stattfindet und die Einflussparameter ausreichend genau beschrieben werden können. Damit ist auch eine genügend genaue Erstellung von Lebensdauermodellen gegeben. Eine Übertragung der Werte für Betriebsmittel im realen Einsatz ist durch die Gegebenheit anderer Alterungsparameter und somit unterschiedlicher Alterungserscheinungen oft nur bedingt möglich [Körbler].
Die zweite Methode der Zustandsbewertung beruht, wie die Definition selber verrät, auf eine Zustandsbewertung auf Grund von *Betriebsstatistiken.*
Dabei bekommt die Genauigkeit der erfassten und gespeicherten Daten eine größere Bedeutung und diese Statistiken müssen eine genaue diskrete Beschreibung der Eigenschaften der Betriebsmittel aufweisen, um Häufigkeiten und somit ein Verhalten dieser Eigenschaften mathematisch formulieren zu können.
Dabei ist es sehr wichtig detaillierte Daten jedes Betriebsmittels, wie Typ, Baujahr usw. zu registrieren, um so eine Klasseneinteilung der in den Betriebsstatistiken enthaltenen Daten zu machen. Bei einer rechnerischen Ermittlung des Zustands auf Basis von Betriebsmitteldaten wird auch die Geschichte der Instandhaltungstätigkeiten, die auf bestimmte Betriebsmittel durchgeführt wurden mitgerechnet. Außerdem ist es wichtig, eine Unterscheidung von stochastischen und deterministischen Fehler zu machen. Alles das trägt zu einer genaueren Zustandsbewertung und somit einer besseren Lebensdauerabschätzung bei.

5.2.6 Zusammenfassung der Bewertungsverfahren

Die technische Diagnostik ist das zur Zeit am häufigsten verwendet Verfahren für eine Zustandsbewertung verschiedener elektrischer Betriebsmittel. Ihre Implementierung zeigt verschiedene Merkmale je nach der Art des Betriebsmittels. Die Monitoringsysteme als Teil der technischen Diagnostik stellen eine lebenslange Überwachung des elektrischen

Betriebsmittels dar. Dabei werden Informationen über den Zustand und dessen beschreibende Größen über die Lebensdauer des Betriebsmittels eingeholt und ausgewertet. Da Monitoringsysteme mit hohen Kosten verbunden sind, werden sie nur bei Betriebsmittel angewendet, die eine hohe Bedeutung für die Aufrechterhaltung des Betriebes des elektrischen Netzes und unternehmenspolitisch eine hohe Priorität besitzen.
Von untergeordneter Rolle bei der Zustandsbewertung elektrischer Betriebsmittel sind die Verfahren deren Grundlage mathematisch-statistischen Funktionen sind.
Mit Hilfe von Alterungsmodellen, deren Ursprung im Labor oder im idealen Fall von real im Betrieb gealterten Betriebsmitteln herrührt, können mit Hilfe von mathematischen Modellen Abschätzungen über das Ausfallsverhalten von bestimmten Betriebsmitteltypen durchführt werden [5].
Die mathematisch statistischen Funktionen werden auch in einem anderen Verfahren benutzt, nämlich bei der Betrachtung der Betriebsmittelstatistiken. Dabei werden neben Daten wie Ausfälle, Fehlerhäufigkeiten und Fehlerursachen, auch Informationen über Belastungen und Betriebsarten aufgezeichnet. Mit Hilfe mathematischer Funktonen wird versucht eine Zustandsbewertung zu ermitteln. Durch die Abschätzung von Tendenzen und Trends ist es möglich, vorausschauende Instandhaltungsstrategien zu entwerfen, wodurch die Kosten für die Lagerhaltung und Ersatzteilbeschaffung gesenkt, sowie Austauschprogramme von Betriebsmitteltypen optimiert und verbessert werden können [5].

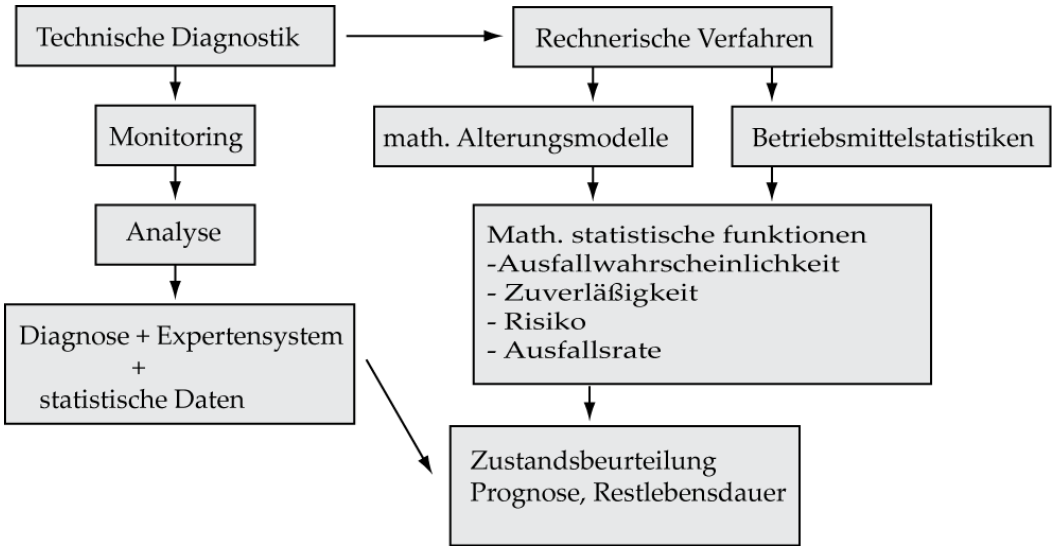


Abb. 5.9 Verfahren für eine Zustandsbewertung elektrischer Betriebsmittel

In Abb. 5.9 ist eine Übersicht über die Verfahren der Zustandsbewertung angegeben.
Die technische Diagnostik stellt dabei den bisherigen konventionellen Weg der Zustandsbeurteilung an einzelnen Betriebsmitteln dar.
Die technische Diagnostik wird aber auch bei der Erstellung von Alterungsmodellen von Betriebsmitteln verwendet. Während die technische Diagnostik eine Zustandsbeurteilung an einzelne Betriebsmittel ermöglicht, setzen die Methoden der mathematischen Alterungsmodelle voraus, dass das betrachtete Betriebsmittel in hoher Stückzahl in einem Energienetz eingebaut ist. Die Gesetzmäßigkeiten der mathematischen Statistik erlauben

dann, ausgehend von Stichproben, eine Abschätzung über den Zustand der Betriebsmittel in einer betrachteten Grundgesamtheit.
Der neue Weg der Zustandsbewertung auf Basis von Betriebsmittelstatistiken bedient sich ebenfalls an den mathematisch-statistischen Funktionen. In diesem Verfahren wird durch die Beobachtung der Ausfälle von Betriebsmitteln mit Hilfe mathematischer Ansätze versucht, Gesetzmäßigkeiten zu entwerfen und Tendenzen abzuschätzen. Dabei werden Ausfälle und Fehler während des Betriebes eines elektrischen Betriebsmittels registriert. Die Anzahl der Fehler und Ausfälle über die Zeit des Betriebes ist ausschlaggebend für eine Zustandsbeurteilung.

5.3 Mathematische Alterungsmodelle

So wie in vorigen Abschnitten erklärt erlauben die mathematischen Alterungsmodelle eine Beschreibung des Zustandes eine Betriebsmittels oder einer Betriebsmittelkomponente in Abhängigkeit von verschiedener Einflussfaktoren und der Zeit. In Abb. 5.10 ist ein grundsätzlicher Verlauf der Lebensdauerkennlinie dargestellt.

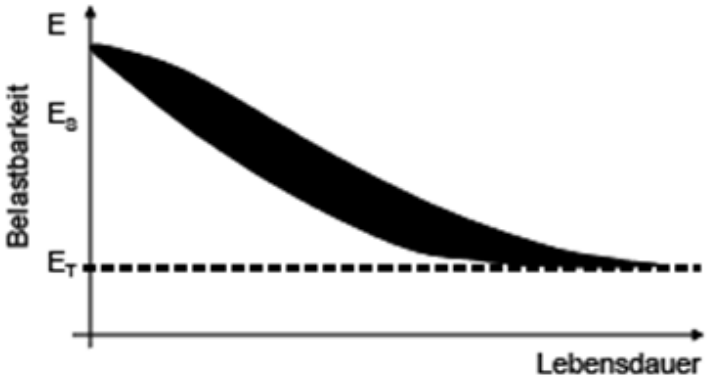


Abb. 5.10 Prinzipieller Verlauf einer Lebensdauerkennlinie

Et..Schwellenbelastbarkeit, Es… Anfangsbelastbarkeit [5]

Im Folgenden werden kurz die mathematischen Alterungsmodelle vorgestellt, bei denen die Modellbildung auf Lebensdauer-Untersuchungen im Labor unter beschleunigten Bedingungen beruht und von diesen abgeleitet wird.
Bei elektrischen Betriebsmitteln werden für eine Abschätzung der Lebensdauer Alterungsmodelle des Isoliersystems herangezogen, da das Isoliersystem die tragende Rolle der Funktion übernimmt.
Prinzipiell können Alterungsmodelle in drei Gruppen eingeteilt werden, wobei die Modelle a und b auf Lebensdauer-Untersuchungen im Labor unter beschleunigten Bedingungen beruhe, und c auf Betriebsmittelstatistiken beruhen:

a) Einzelfaktor Alterungsmodelle
   - Thermisches Einzelfaktor-Alterungsmodell
   - Elektrisches Einzelfaktor-Alterungsmodell

b) Multifaktor Alterungsmodelle
   - Schwellenfreies Modell nach Simoni & Montanari
   - Modell nach Ramu
   - Modell nach Fallou
   - Schwellenbehaftetes Modell nach Simoni & Montanari

c) Alterungsmodelle auf Basis statistischer Untersuchungen

Einzelfaktor-Alterungsmodelle versuchen, die Modelle der Alterung zu vereinfachen und eine generelle Aussage über die zu erwartende Lebensdauer von Isoliersystemen zu treffen. Bei den Multifaktor-Alterungsmodelle Modellen werden auch Einzelheiten im komplexen Alterungsverlauf berücksichtigt.
Für alle mathematischen Alterungsmodelle, die verschiedene Alterungsfaktoren berücksichtigen, gilt als gemeinsamer Faktor jedes Modells die im Isoliermedium herrschende Temperatur.
Die thermische Alterung ist mit Degradationsprozessen wie Polymerisation und Depolymerisation, Aufbrechen von Polymerketten und Verbindungen, Oxidation und weiteren chemischen Vorgänge verbunden. Diese bilden neue bzw. begünstigen die Vergrößerung der bereits vorhandenen Fehlerstellen, die durch die Einwirkung der elektrischen Feldstärke zu den bereits bekannten Teilentladungen, „electrical tree“, Hohlräume usw. führen.
D.h. die elektrische Feldstärke und die Temperatur sind die wichtigsten Einflussfaktoren (Parameter) bei der Erstellung von mathematischen Alterungsmodellen.
Im Folgenden werden zwei Gleichungen behandelt, welche die Grundlage für eine Abschätzung der Beanspruchung durch Temperatur bzw. durch das elektrische Feld bilden, nämlich die „Arrhenius-Gleichung“ und das „Inverse Power Law“.

5.3.1 Thermisches Einzelfaktor-Alterungsmodell

Die bereits erwähnten Zusammenhänge der Temperatur und die daraus entstehenden chemischen Prozesse im Isoliermedium ermöglichen zusammen mit den bevorstehenden Gleichungen eine Verkürzung der lang dauernden Versuche.
Die Arrhenius Gleichung verknüpft die Reaktionsgeschwindigkeit in einem Prozess mit der Temperatur.

$$k = Ae^{\frac{E_A}{R_g T}} \tag{5. 2}$$

k..... Reaktionsgeschwindigkeit
R_g..... allg. Gaskonstante (8,314510 $Jmol^{-1}K^{-1}$)
E_A..... Aktivierungsenergie
A..... präexponentiellen Faktor
T..... absolute Temperatur in Kelvin

Folglich dient dieses auch als Basis des thermischen Einzelfaktor-Alterungsmodells. Dieses wurde von Montsinger in den 30er und in den 40er Jahren für Öl-Papier

Isoliersysteme nachgewiesen und von Dakin in den 50er und 60er Jahren für polymere Isoliersysteme postuliert [5].
Die Reaktionsgeschwindigkeit hängt dabei im Allgemeinen von der Temperatur ab. Die für das Zustandekommen der Reaktionen benötigte Energie nennt man Aktivierungs- oder Anregungsenergie E_A Diese Energie wird im überwiegenden Teil durch thermische Energie gedeckt. Dadurch begünstigt eine höhere Temperatur die Reaktionsgeschwindigkeit.
Bei der Umsetzung dieser Gleichung in ein Alterungsmodell ist die genaue Kenntnis der ablaufenden Reaktionen und Parameter nebensächlich. Was hier wichtig ist, ist die Kenntnis der Gesetzmäßigkeit in Form eines exponentiellen Verlaufes. Durch Analogie mit der Gesetzmäßigkeit von Gl.5.2 ergeben sich Modelle in Form von Gl.5.3, die einen Zusammenhang für Reaktionen mit der Temperatur als vorherrschenden Alterungsfaktor und der Lebensdauer eines Isoliersystems herstellen.
Das Ergebnis solcher Gleichungen kann keinen exakten, sondern nur einen angenäherten Zeitpunkt des Ausfalls eines Isoliersystems mit entsprechenden statistischen Unsicherheiten wiedergeben.

$$L(T) = Ae^{\left\{\frac{E}{T}\right\}} \tag{5. 3}$$

$L(T)$.... Lebensdauer
T..... absolute Temperatur
A, B sind Konstanten; A entsprichtL_0, der Lebensdauer bei Bezugstemperatur T_0

Das Modell kann jedoch nicht die zeitliche Folge von Temperaturschwankungen oder Temperaturzyklen, sondern nur die Auswirkungen der konstant herrschenden Temperatur wiedergeben. Bei einfachen Versuchen zeigt sich das dieses Modell erfolgreich eingesetzt werden kann [5].

5.3.2 Elektrisches Einzelfaktor-Alterungsmodell

Ähnlich zu dem Alterungsgesetz mit der Temperatur als Alterungsfaktor (Gl.5.3), demonstriert das „Inverse Power Law“ den Zusammenhang zwischen der im Isoliermedium herrschenden Feldstärke und der Lebensdauer des Systems Gl.5.4.
Neben der Temperatur gilt die elektrische Feldstärke als Hauptbelastungsfaktor elektrischer Isoliersysteme.

$$L(E) = AE^{-n} \tag{5. 4}$$

$L(E)$..... Lebensdauer in t
E.....elektrische Feldstärke
A.....präexponentielle Konstante
n..... Konstante

In einem Diagramm mit logarithmierten Maßstäben auf der Abszisse und der Ordinate wird der Verlauf der Lebensdauer durch das „Inverse Power Law“ mit einer Geraden

dargestellt (Abb. 5.10). Da dieses nicht immer auf das Verhalten der Alterung zutrifft, wird versucht, dieses Verhalten durch ein weiteres exponentielles Modell besser anzunähern. Trotzdem gilt das „Inverse Power Law“ als erste Wahl bei der Ermittlung der Lebensdauer von Isoliersystemen unter elektrischen Belastungen [5].
Es wird wieder die Arrhenius-Gleichung als Grundlage für das Erstellen des Exponentialgesetzes der elektrischen Lebensdauer genommen Gl.5.5:

$$L(E) = AE^{\{-hE\}} \tag{5. 5}$$

$L(E)$..... Lebensdauer
E.....elektrische Feldstärke bzw. auch als $E - E_0$ mit E_0 als Bezugsgröße
A, h.....Konstanten; A entspricht L_0, der Lebensdauer bei Bezugsfeldstärke E_0

Es wir versucht durch entsprechende Wahl der Konstanten das Exponentialgesetz zumindest teilweise dem „Inverse Power Law“ anzupassen. Die beschleunigten Alterungsversuche finden im Labor statt, und man versucht genügend Daten für eine genaue Anpassung der Exponentialgleichung an dem Alterungsverlauf des Betriebsmittels.
In einem Labor-Alterungsversuch können aber nicht alle im wirklichen Betrieb auftretenden Effekte berücksichtigt werden.
Zusammenfassend ist über die Gültigkeit des „Inverse Power Law“ und des Exponentialgesetz zu sagen, dass deren Verwendung in der Wissenschaft nicht so stark verankert ist wie die Verwendung der Arrhenius-Gleichung. Die Gründe dafür liegen im Auftreten von Teil- und Raumladungen im Isoliermedium, welche zu einer Verzerrung der Ergebnisse von im Betrieb befindlichen Betriebsmitteln mit Labormessungen führen können [Körbler]. Einen weiteren Einfluss stellt eine durch elektrische Wechselfelder erzeugte Erwärmung des Isoliermaterials dar, wobei ein Verbindung zum thermischen Alterungsmodell erfolgt.
Die Abb.5. 11 und Abb.5. 12 stellen Wirkungsweise der Arrhenius-Gleichung und des „Inverse Power Law“ dar. Diese Abbildungen geben einen Versuch aus der Literatur (siehe Literaturverzeichnis von [5]) wieder, dessen Untersuchungsgrundlage durch Lebensdauerversuche an VPE-Modellkabel gebildet wird. Diese wurden unter konstanten Bedingungen mit konstanter herrschender Temperatur und elektrischer Belastung gealtert. Dabei wurden die Ausfallszeitpunkte aufgezeichnet und statistisch ausgewertet (Abb.5. 11) [5].
In Abb.5. 12 ist die Wirkungsweise der Arrhenius-Gleichung durch eine Verkürzung der Lebensdauer, d.h. einer Verschiebung der Lebensdauerlinien mit steigender Temperatur Richtung Ordinate zu erkennen.
Das „Inverse Power Law“ sorgt mit seinen Eigenschaften bei gleicher Betriebsdauer des Betriebsmittels für eine geringere Belastbarkeit des Isoliersystems. Ist das Ziel einer solchen Untersuchung die Bestimmung der Lebensdauer eines Isoliersystems unter bestimmten Betriebsbedingungen, so reicht es aus, diese Bedingungen zu schaffen und den Versuch mit mehreren Prüflingen durchzuführen. Für eine Bestimmung eines mathematischen Alterungsmodells ist eine Versuchsführung mit Variation der Einflussparameter unerlässlich. Für eine gute Aus- und Durchführung eines solchen Versuchs wie dem angeführten, sind mindestens 15 Proben je Spannungs- und Temperaturstufe notwendig, um aussagekräftige, statistisch gesicherte Werte zu erhalten.

Prüfverfahren für die Feststellung der Isolierfestigkeit von Isoliersystemen sind in der IEC-60060 bzw. VDE 0432 Teil 1 beschrieben. Die Werte der Isolierfestigkeit bzw. Ausfallszeitpunkte von Alterungsversuchen stellen die Grundlage für die Erstellung von Alterungsmodellen dar.

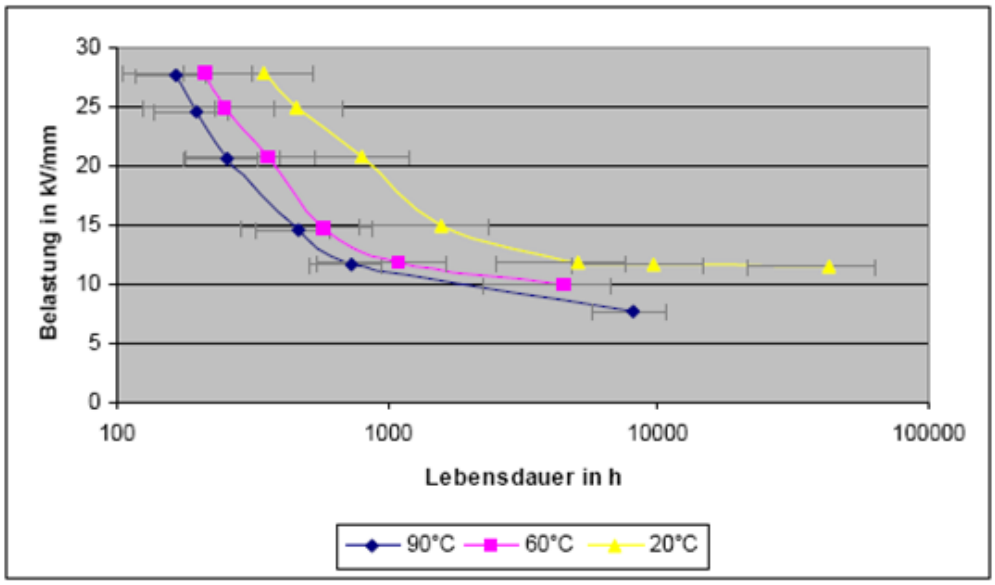


Abb.5. 11 Ergebnisse eines Alterungsversuchs mit Modelkabeln [5]

Es existieren auch mehrere mathematische Multifaktor Alterungsmodelle die hier nicht näher betrachtet werden, wie die Modelle von Montanari und Simoni sowie von Ramu, Fallou und Crine, die aber durch ihre Abstimmung auf spezielle Alterungsversuche nur teilweise die Alterungsvorgänge von Isoliersystemen im realen Betrieb beschreiben können (für weiteres sei auf die Literatur [5] verwiesen).

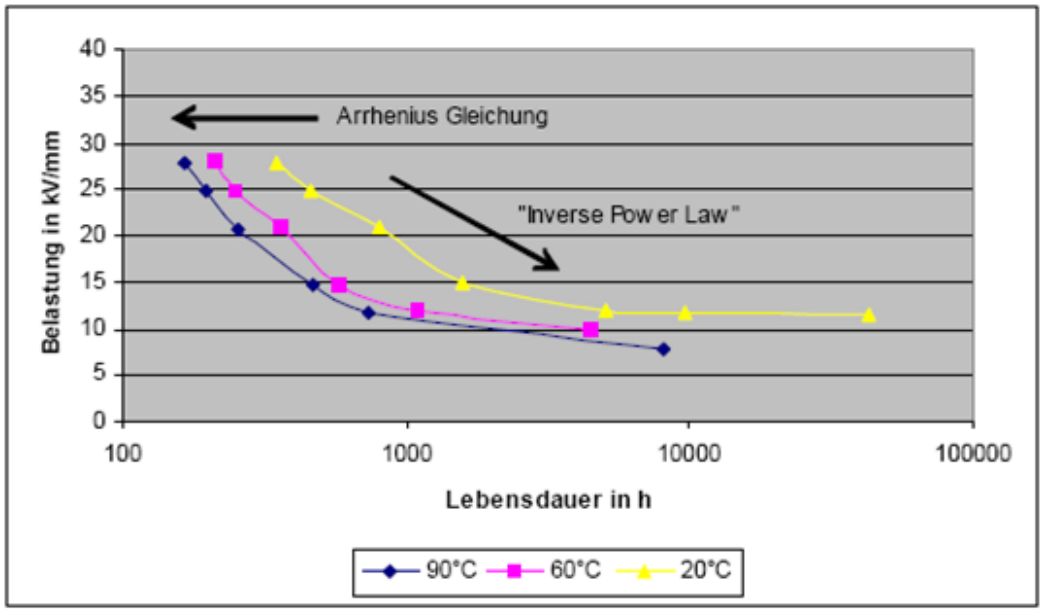


Abb.5. 12 Wirkungsweise von Arrhenius-Gleichung und „Inverse-Power Law“ [5]

5.3.3 Alterungsmodelle auf Basis statistischer Untersuchungen

So wie früher schon erwähnt basiert die Erstellung von einfachen Alterungsmodellen in der Praxis durch Untersuchungen an ausgeschiedenen Betriebsmitteln unterschiedlichen Betriebsalters. Man versucht die Spannungsfestigkeit der Isolierung der aus dem Betrieb ausgeschiedenen elektrischen Betriebsmittel zu bestimmen. Die verbliebene Spannungsfestigkeit stellt dabei ein Maß für die Funktionsfähigkeit und den Zustand dar. An Hand dieser Werte kann die Aufstellung mathematischer Modelle, wie in Abb.5. 23dargestellt, für den Verlauf der Spannungsfestigkeit der Isolierung über die Zeit erfolgen. Die dabei in Abb.5. 13 auf der Ordinate aufgetragene Spannungsfestigkeit der Isolierung wird mit „ACBD“ (Alternated Current Breakdown Field) bezeichnet, welche der in der betrachteten Isolierung herrschenden Feldstärke entspricht.

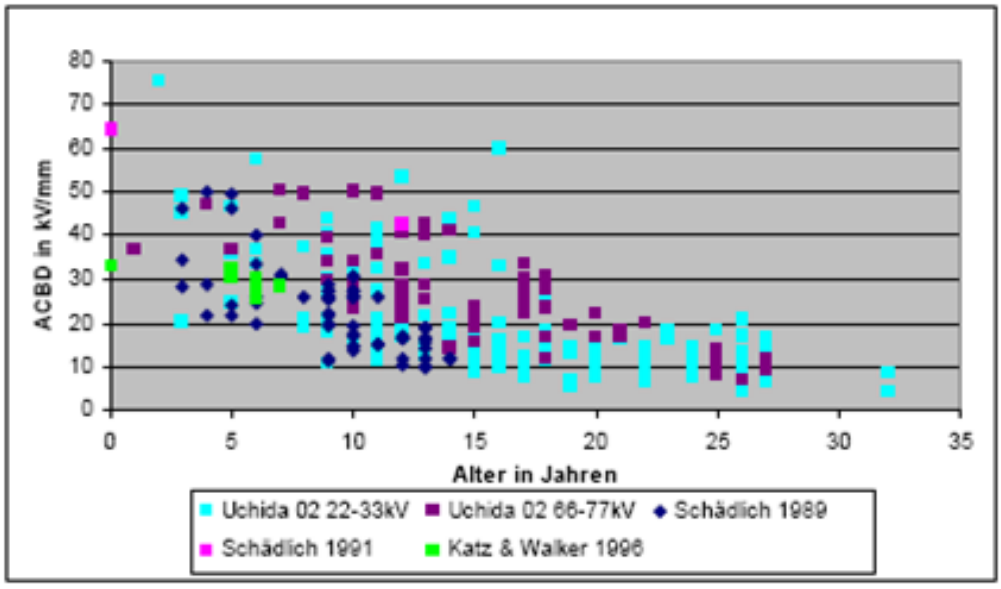


Abb.5. 13 Wechselspannungsfestigkeit von VPE-Kabel unterschiedlicher Bauart und Betriebsalter [5]

Die Streuung der Spannungsfestigkeit ergibt sich als Folge der unterschiedlichen Belastungen und Belastungsfaktoren der die zu überprüfenden Betriebsmittel ausgeliefert waren, sowie der unterschiedlichen Herstellung und Eigenschaften der Isolierungen.
Trotzdem können für eine grobe Abschätzung aus diesen Daten mit Hilfe von Regressionsanalysen Verteilungen der Spannungsfestigkeit berechnet werden (Abb.5.14).
Hier ist die aussagekräftigere Größe die minimale Spannungsfestigkeit, da viele Isoliersysteme in Zuverlässigkeitsbetrachtungen als Serienschaltung von Einzelelementen betrachtet werden können. Daher werden für die minimalen Spannungsfestigkeiten, unter Berücksichtigung von Ausreißern, Funktionen gesucht, die den zeitlichen Verlauf beschreiben. Die Erfahrung zeigt, dass die Tendenz der minimalen Spannungsfestigkeit sehr gut mit dem Exponentialgesetz in der Form nach Gl.5.5 beschrieben werden kann. Für die Minimalwerte und die Mittelwerte der in Abb.5. 13 abgebildeten Punktewolke von Spannungsfestigkeiten von Isoliersystemen unterschiedlichen Typs und Betriebsalters ergeben sich die Verläufe in Abb.5. 15.

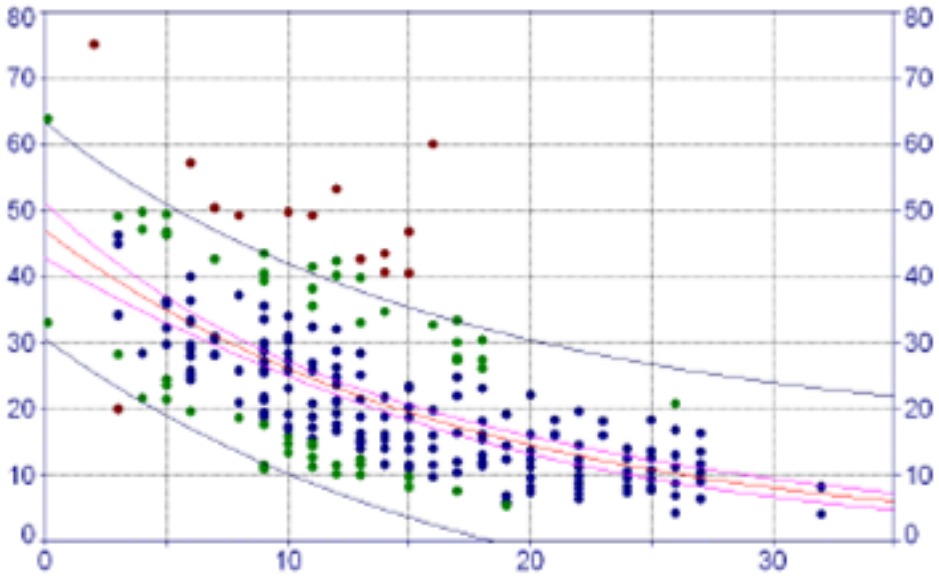


Abb.5.14 Bildung eines mathematischen Modells aus den Werten von Abb.5.14 [5]

$$L(t) = ae^{\left\{\frac{t}{b}\right\}} \tag{5. 6}$$

$L(t)$.....Lebensdauer
t.....Zeit
a, b.....Konstanten

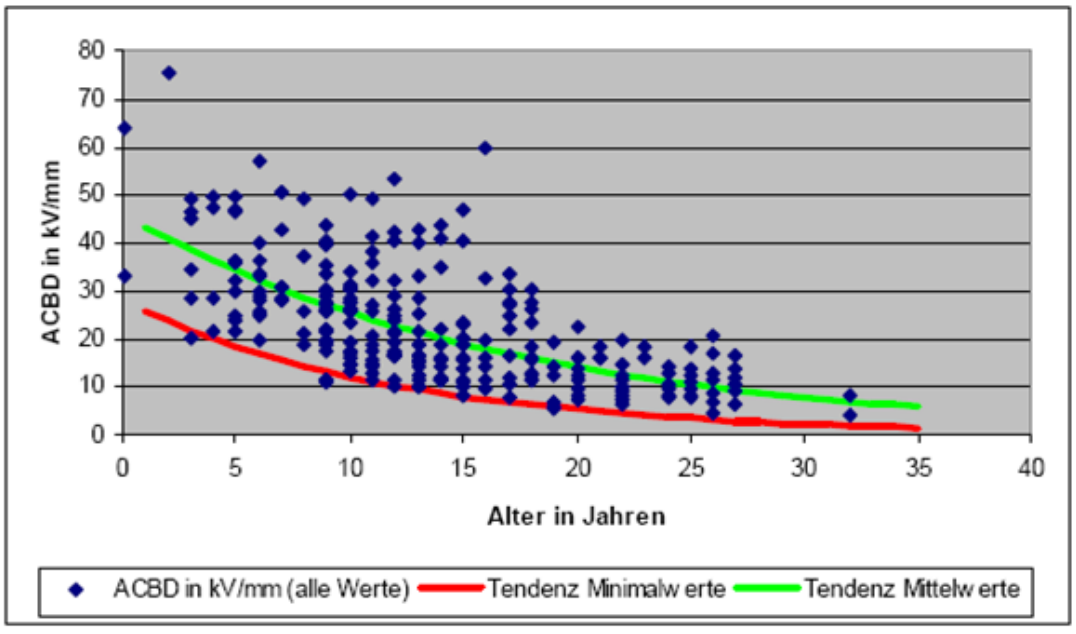


Abb.5. 15 Tendenz der Minimal-und Mittelwerte aus abb.5.14 [5]

Die Konstanten a und b der Gl.5.6 sind in Abb.5. 15 für die Minimalwerte mit a = 28 und b = 12 sowie für die Mittelwerte mit a = 46 und b = 17 bestimmt. Für eine Erkennung der abfallenden Tendenz der Spannungsfestigkeit reicht die durchgeführte Betrachtung der Spannungsfestigkeitswerte vollkommen aus. Möchte man sich diese Vorgangsweise für

eine genauere Betrachtung der Alterung und somit der Spannungsfestigkeitsreduktion von bestimmten Isoliersystemen zu Nutze machen, ist es wichtig, eine Trennung der Betriebsmittel hinsichtlich Typ und Hersteller durchzuführen. Für Vergleiche verschiedener Isoliersysteme ist es weiters unumgänglich, dieselben Verfahren zur Ermittlung der Spannungsfestigkeit zu verwenden [5].

5.3.4 Betrachtungen zu den Alterungsmodellen

Die Arrhenius Gleichung bietet die Basis alle hier vorgestellten mathematischen Alterungsmodelle. Es gibt auch Modelle die hier nicht gezeigt wurden, weil sie wenig Aussagekraft besitzen.
In den Multifaktor Alterungsmodellen spielt die elektrische Feldstärke die doppelte Rolle, weil sie die Alterungswirkung der Temperatur verstärkt und auch eine Einzelbelastung des Isoliersystems darstellt.
Diese Modelle beruhen auf Alterungsversuche, die im Labor stattfinden.
Praktischer und aussagekräftiger ist die Führung von Ausfallstatistiken von ausgeschiedenen Betriebsmitteln. Die verbliebene Spannungsfestigkeit stellt dabei ein Maß für die Funktionsfähigkeit und den Zustand dar. An Hand dieser Werte kann die Aufstellung mathematischer Modelle für den Verlauf der Spannungsfestigkeit der Isolierung über die Zeit erfolgen. Mit Hilfe von Regressionsanalysen wird ein Modell für den tendenziellen Verlauf der elektrischen Feldstärke gebildet. Grundlage der Ableitung von relevanten Ausfallsdaten aus den ermittelten Alterungsmodellen, wie zum Beispiel Ausfallswahrscheinlichkeit und Ausfallrisiko, sind die statistischen Funktionen der Mathematik. Diese können für eine Verbesserung der Instandhaltungsstrategien und der damit angestrebten Senkung der Instandhaltungskosten herangezogen werden.

5.4 Statistische Untersuchungen und ihre Größen

Im Folgenden werden die mathematischen Funktionen näher erklärt die anhand geführter Betriebsmittelstatistiken, nicht nur für die Übertragung von Alterungsmodellen auf Betriebsmittel im realen Betrieb benötigt, sondern auch dafür, um Auswertungen von Betriebsmittelstatistiken durchführen zu können.
Bei dieser Vorgangsweise stützt man sich nicht auf Messwerte und deren Tendenzen, sondern auf aufgetretene Fehler und Ausfälle, welche sich in zeitabhängigen Fehlerraten widerspiegeln.
Die bei im Betrieb befindlichen Betriebsmitteln auftretenden Ausfälle werden analysiert, um Fehler an zukünftig eingesetzten Betriebsmitteln zu vermeiden. Die Ergebnisse der Analysen ziehen im Idealfall konstruktive Änderungen an den Nachfolgemodellen des Betriebsmittels bzw. auch Austauschlösungen an anderen Betriebsmitteln selbiger Art mit sich.
Es werden konstruktive Änderungen auch auf die im Betrieb befindlichen elektrischen Betriebsmittel durchgeführt. Die Anschaffung elektrischer Betriebsmittel ist

kostenintensiv und mit einer langen Wiederbeschaffungsdauer verbunden, weil es meistens lange Zeitabstände zwischen Bestellung und Auslieferung bestehen. Als weiterer Punkt gilt die von den Herstellern gegebene Garantie, die z.B. bei Transformatoren maximal 2 Jahre beträgt [5]. Durch diese Besonderheiten ist es schwierig, vor allem auf Grund der langen Nutzungsdauer, Auswirkungen von konstruktiv gemachten Änderungen an den im Betrieb befindlichen Betriebsmitteln in kurzer Zeit festzustellen. Hinzu kommt, dass Betreiber Daten, die Ausfälle und Schwierigkeiten beim Betrieb dieser Betriebsmittel betreffen auf Grund wirtschaftlicher Überlegungen nicht bekannt geben [5].
Mit diesen Daten der aufgetretenen Fehler und Ausfälle wäre eine aussagekräftige Statistik möglich, da Schlüsse über das Alterungsverhalten von Betriebsmitteln gezogen werden könnten. Um eine solche Statistik zu erstellen, ist es jedoch erforderlich, sich mit den einzelnen Betriebsmitteln und den auftretenden Schadensbildern sowie mit grundlegenden statistischen Funktionen zu befassen und ihre Bedeutung zu ergründen. Grundlage für Untersuchungen auf Basis von Betriebsmittelstatistiken und für den Einsatz der im vorigen Kapitel vorgestellten Alterungsmodelle sind die Funktionen der mathematischen Statistik.
Im Folgenden werden die grundlegenden Funktionen und Größen der statistischen Untersuchungen kurz erläutert. Dabei spielt die Wahrscheinlichkeitsrechnung als ein Teil der mathematischen Statistik eine bedeutende Rolle.
Zufallsvorgänge, wie z.B. Ausfälle von Betriebsmitteln, sind dabei dadurch gekennzeichnet, dass ihre Funktionsdauer T oder ihre mittlere Dauer bis zu einem Ausfall (MTTF: Mean Time to Failure) kleiner oder auch größer als eine angenommene Zeitdauer t sein kann [5].
Die Frage, ob ein betrachtetes einzelnes Element vor oder nach dem Ablauf der angegebenen Zeitdauer t ausfällt oder nicht, kann nicht beantwortet werden. Es kann jedoch ein statistisches Maß angegeben werden, wie sich bei einer Vielzahl von Beobachtungen die Ausfallszeiten verteilen.
Die bei diesen mathematischen Rechnungen verwendeten Größen sind:

- Ausfallswahrscheinlichkeit $F(t)$,
- Wahrscheinlichkeitsdichte $f(t)$
- Zuverlässigkeit $R(t)$ und
- Ausfallsrate $\lambda(t)$

Mit Hilfe dieser Größen kann auch das Risiko Γ(t) berechnet werden, ein Maß für die Abschätzungen hinsichtlich der Auswirkungen von auftretenden Fehlern und Ausfällen. D.h. diese Größe ist die Antwort auf die Frage; wie viel würde ein möglicher Ausfall dem Betreiber dieses Betriebsmittels kosten.

5.4.1 Ausfallswahrscheinlichkeit F(t) und die Ausfallwahrscheinlichkeits-dichte f(t)

$F(t)$ gibt die Wahrscheinlichkeit dafür an, dass das betrachtete Betriebsmittel im Zeitintervall $[0 \ldots t]$ ausfällt. Sie wird als reelle Zahl zwischen 0 und 1 gebildet und als

Ausfallswahrscheinlichkeit $F(t)$ eines zufälligen Ereignisses bezeichnet. Die Größe der reellen Zahl hängt in diesem Fall von der Zeitdauer t ab.
Definiert man als Betrachtungseinheit eine Gesamtheit von Teilen, so gibt $F(t) * 100\%$ den Prozentsatz der Teile an, die bis zum Zeitpunkt t ausgefallen sind. Als Verteilungsfunktion und Summenhäufigkeitsfunktion besitzt $F(t)$ stets die Eigenschaften: $F(0) = 0$ und $F(\infty) = 1$.
In Abb.5. 16 stellt die blaue Linie die Wahrscheinlichkeitsfunktion $F(t)$ dar, und sie ist zu jedem Zeitpunkt monoton steigend.
Die rote Linie ist die Dichtefunktion f(t), und stellt die Ableitung der Verteilungsfunktion (Wahrscheinlichkeitsfunktion) $F(t)$ nach der Zeit dar. Da $F(t)$ monoton steigend ist, ist die Bedingung der Differenzierbarkeit einer Funktion erfüllt, somit gilt:

$$f(t) = dF(t)/dt \tag{5. 7}$$

$$F(t) = \int_0^t f(t)dt \tag{5. 8}$$

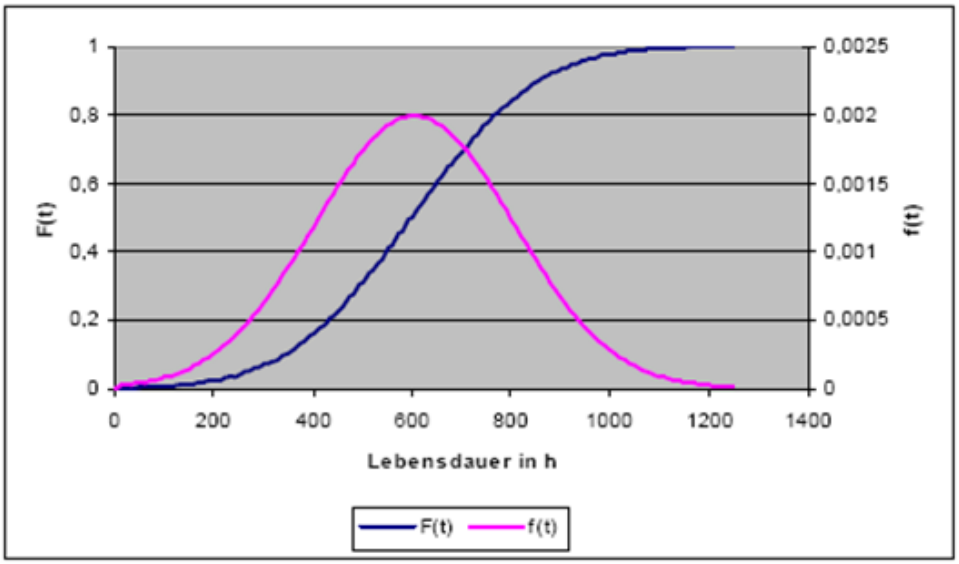


Abb.5. 16 Verlauf einer typischen Wahrscheinlichkeitsfunktion F(t) und ihrer Dichtefunktion f(t) [5]

5.4.2 Zuverlässigkeit R(t) (Überlebenswahrscheinlichkeit)

Die Zuverlässigkeit $R(t)$ ergibt sich aus der Ausfallwahrscheinlichkeit durch Gl.5.9. Sie ist gleichbedeutend mit der Überlebenswahrscheinlichkeit (eng. Reliability) des Betriebsmittels.

$$R(t) = 1 - f(t) \tag{5. 9}$$

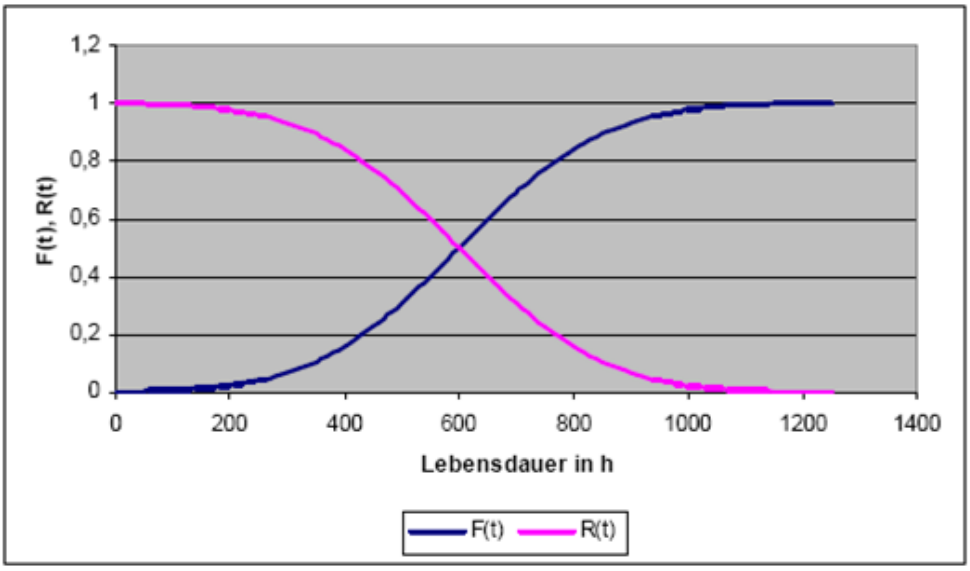


Abb.5. 17 Verlauf einer typischen Wahrscheinlichkeitsfunktion F(t) und ihrer Zuverlässigkeitsfunktion R(t) [5]

5.4.3 Ausfallsrate

Die Ausfallsrate $\lambda(t)$ beschreibt den Quotienten der Anzahl der Ausfälle im Intervall $t + dt$ zur Anzahl der zur Zeit t noch funktionsfähigen Einheiten.
Die Bedeutung der Ausfallsrate findet man in der zeitlichen Änderung $d\lambda(t)/dt$; diese ermöglicht Hinweise auf die Ausfallsursache von Betriebsmitteln [5].
Eine steigende Ausfallsrate bei elektrischen Betriebsmitteln ist charakteristisch für alterungsbedingte Ausfälle durch TEAM (thermische, elektrische, ambiente, mechanische Belastung) Beanspruchungen sowie für die stoffliche Alterung von Isoliersystemen. Daher können die Ausfallsrate und ihr zeitlicher Verlauf für die Beurteilung von Isoliersystemen herangezogen werden (Abb.5.18). Gl.5.8 zeigt wie die Ausfallsrate $\lambda(t)$ mathematisch ermittelt wird.

$$\lambda(t) = \frac{f(t)}{1-F(t)} = \frac{f(t)}{R(t)} = \frac{\frac{dF(t)}{dt}}{1-F(t)} \tag{5. 10}$$

Betrachtet man die Abb.5.18 so sieht man dass die Ausfallsraten $\lambda_1(t)$ und $\lambda_2(t)$ der beiden verschiedenen Wahrscheinlichkeitsfunktionen $F_1(t)$ und $F_2(t)$, einen Hinweis auf die Streuung der jeweiligen Funktion geben. Dabei sind die Funktionen $F_1(t)$ und $F_2(t)$ als normalverteilt mit demselben Mittelwert $\mu_1 = \mu_2 = 600\ h$ angenommen; die Streuung σ bei $F_1(t)$ beträgt $\sigma_1 = 200\ h$ und bei $F_2(t)$ $\sigma_2 = 50\ h$.
Durch die mathematische Verknüpfung mit den Ausfallswahrscheinlichkeiten von Betriebsmitteln stellen die Ausfallsraten, also die zeitliche Betrachtung von auftretenden Fehlern und Ausfällen, eine Möglichkeit für die Abschätzung des Zustandes des Betriebsmittels bzw. des Isoliersystems dar. Betriebsmittelstatistiken sollten daher so geführt werden, dass Ausfalls- bzw. Fehlerraten aus diesen entnommen werden können.

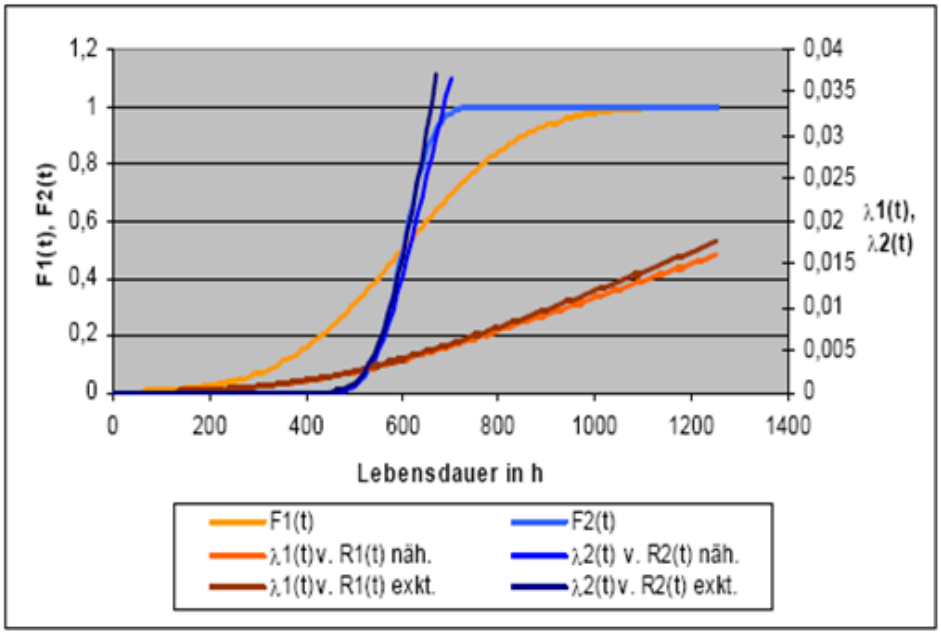


Abb.5.18 Verlauf typischen Wahrscheinlichkeitsfunktionen, und Ausfallsraten bei exakter und näherungsweiser Bestimmung [5]

5.4.4 Risiko Γ(t)

Das Risiko $\Gamma(t)$ stellt, bei der Zustandsbeurteilung elektrischer Betriebsmittel und allgemein in der Technik, das Produkt aus der Eintrittswahrscheinlichkeit eines Ereignisses, Ausfallswahrscheinlichkeit $F(t)$ und der daraus resultierenden Schadenshöhe (Gl.5.11).

$$\Gamma(t) = F(t) * H(t) \tag{5. 11}$$

H(t)..... resultierender Schaden
Γ(t)..... Risiko
F(t)..... Ausfallswahrscheinlichkeit

$F(t)$ ist zeitveränderlich und wird neben den zufällig auftretenden Fehlern auch durch die am Betriebsmittel auftretende Alterung bestimmt. Diese ist für die Ermittlung des Risikos alterungsbedingter Ausfälle heranzuziehen [5].
Der resultierende Schaden $H(t)$ ist ebenfalls eine Funktion der Zeit, da die Höhe eines Schadens vom Zeitpunkt des Eintretens abhängig ist. Wird $H(t)$ als konstant über die Zeit angenommen ist das Risiko $\Gamma(t)$ direkt von der Ausfallswahrscheinlichkeit $F(t)$ abhängig. Jedoch ist eine wirtschaftliche Bewertung des Risikos bei Ausfall eines Betriebsmittels nicht immer möglich, vor allem wenn der Schaden einen Verlust von Menschenleben, Umweltschädigungen oder einen Verlust von unwiederbringlichen Kulturgütern mit sich

bringt. Schließt man diese Schadensbilder jedoch aus, ist eine wirtschaftliche Bewertung des Risikos möglich.

5.4.5 Allgemeines über Implementierung der Statistiken für die Zustandsbewertung

Die Erfahrung zeigt, dass Statistiken, welche einen Überblick über den Zustand von Betriebsmitteln in elektrischen Netzen geben können, in der Praxis kaum angewendet werden, da Datenbanken mit Informationen über Betriebsmittel hinsichtlich Zustand nicht existieren und die Bedeutung solcher Einrichtungen unterschätzt wird. Werden Statistiken für eine Zustandsbewertung elektrischer Betriebsmittel erstellt, so ist bei diesen, neben der Sammlung der Daten in entsprechender Qualität, auf die Herleitung von signifikanten Kenngrößen für die Bewertung zu achten.
Für die Erstellung einer Datenbank und einer Statistik, welche es erlaubt, Rückschlüsse auf den Zustand von Betriebsmitteln zu ziehen, müssen Mindestanforderungen an das zur Verfügung zustellende Datenmaterial gestellt werden.
Zu diesen Mindestanforderungen gehört die Beschreibung:

- der Anzahl der in Betrieb befindlichen Betriebsmittel,
- der Bau- bzw. Einbaujahre der Betriebsmittel,
- der aufgetretenen außergewöhnlichen Betriebsfälle und Belastungen,
- der betriebsmittelspezifischen Zuordnung, der Anzahl und Art möglicher aufgetretener Fehler sowie
- der Zeitpunkte und örtlichen Zuordnung der aufgetretenen Fehler.

Trotz dieser relativ einfach zu erfüllenden Mindestanforderungen sind bei Netzbetreibern solche Daten nicht einfach zu erheben, da in den meisten Fällen keine Zuordnung dieser Daten an eine zentrale Sammelstelle erfolgt. Erst mit wirksam werden der am elektrischen Energiemarkt gegebenen Veränderung durch die Liberalisierung des Elektrizitätsmarktes versucht man, solche Daten im Rahmen von „Asset-Management“ Programmen zu erheben. Der Mehraufwand der zentralen Datensammlung und Verwaltung ergibt dabei den Vorteil, dass allgemeine Tendenzen des vermehrten Auftretens von Fehlern an den verschiedenen Betriebsmitteltypen besser erkannt werden können [5].
Die Erstellung von Statistiken für eine Beurteilung des Zustandes von Betriebsmitteln erfordert eine genaue Untersuchung und Zuordnung der auftretenden Fehler. Das bedeutet, dass vor allem die Fehler interner Einflüsse sowie deren Verteilung dem Schadensbild nach in die Fehlerstatistiken aufgenommen werden müssen. Fehler, die durch externe Einflüsse wie z.B. mechanische Beschädigungen an Erdkabel durch Grabungsarbeiten hervorgerufen werden, müssen in den Statistiken explizit angeführt werden, da diese Fehler nicht mit dem Zustand und der Qualität des Isoliersystems korrelieren. In Tabelle 5.1 werden die erfassbaren Parameter von Betriebsmitteln beschrieben sowie auf die Möglichkeiten der Bewertung dieser Daten hingewiesen.

Stufe	Parameter	Darstellungsmöglichkeiten	Bemerkung
1	- Betrachtungsintervall (Jahr) - aufgetretene Fehler im Betrachtungsintervall - Anzahl der betracht. Betriebsmittel	- Darstellung der (kumulierten) Fehler über der Zeit - Darstellung der kumulierten Fehler über der Zeit und Anzahl der betrachteten Betriebsmittel	Grundlegende Statistiken wie VEÖ- oder VDEW-Kabelstatistiken
2	- Betrachtungsintervall - aufgetretene Fehler im Betrachtungsintervall - Unterscheidung von Betriebsmitteltyp - Anzahl der versch. Betriebsmitteltypen (verlegte Kabellängen)	- Darstellung der (kumulierten) Fehler der verschiedenen Betriebsmitteltypen über der Zeit und der Anzahl (z.B. Kabellänge) der Betriebsmittel - Ermittlung von Ausfallsraten einzelner Betriebsmitteltypen - Aufzeigen von Trends und Tendenzen	Aufzeigen von Trends und Tendenzen des Alterungsverhaltens von verschiedenen Betriebsmitteltypen; Erstellen spezifischer Kennzahlen für den Gebrauch in der Instandhaltung
3	- Betrachtungsintervall - aufgetretene Fehler im Betrachtungsintervall - zeitliche Dokumentation des Fehlers - Unterscheidung von Betriebsmitteltyp - Anzahl der versch. Betriebsmitteltypen (verlegte Kabellängen) - Einbauzeitpunkte	- Darstellung des zeitlichen Verlaufs der (kumulierten) Fehler der verschiedenen Betriebsmitteltypen in Bezug auf Anzahl und Alter - Ermittlung von Ausfallsraten einzelner Betriebsmitteltypen und Einbaujahre - Prognose von Trends und Tendenzen des Betriebsmitteltyps eines Einbaujahres - Möglichkeit der Erstellung von Modellen für die Vorhersage von Ausfällen und Fehlern	Bestimmung der Ausfallsraten und Möglichkeit der Beurteilung des zukünftigen Ausfallverhaltens einzelner Betriebsmitteltypen

Tabelle 5.1 Parameter von Statistiken und deren Darstellungsmöglichkeiten [5]

5.5 Zustandsbeurteilung kunststoffisolierter Kabel

Im Kapitel 4 wurden Kabel, ihr Aufbau, die auftretenden Fehler und die daraus entstehenden Teilentladungen erläutert. In diesem Kapitel werden die Alterungs-mechanismen und als deren Folge die Verminderung der elektrischen Festigkeit, zusammen mit einigen Ansätzen für die Zustandsbeurteilung, im Betrieb befindlicher Kabel gegeben.

5.5.1 Alterung kunststoffisolierter Kabel

Die Bildung von „water trees“ die unter Einfluss der elektrischen Feldstärke und Temperatur „electrical trees“ verursachen können, stellt den stärksten Einfluss auf die

Alterung von Kunststoffisolierungen hinsichtlich elektrischer Festigkeit und der Isoliereigenschaften dar.
Um die Alterung und Lebensdauer von Kunststoffkabel abschätzen zu können, werden diese mittels beschleunigter Alterungsversuche verschiedener Spannungs-und temperaturzyklen ausgesetzt.

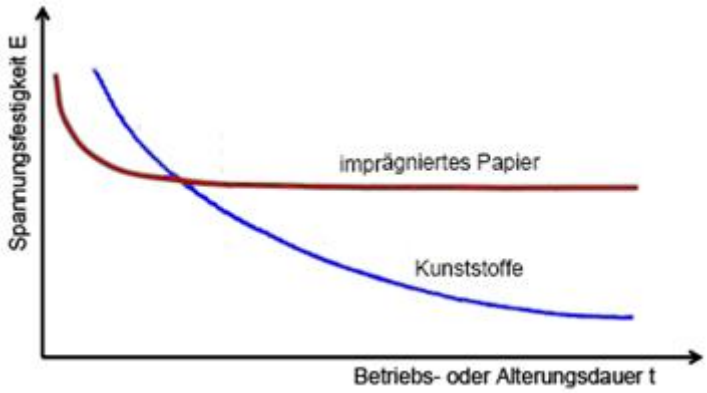


Abb.5.19 Prinzipielles Alterungsverhalten von Kunststoff- und Öl-Papier Isoliersystemen [5]

In Abb.5.19 Prinzipielles Alterungsverhalten von Kunststoff- und Öl-Papier Isoliersystemenist der Unterschied zwischen Kunststoff- und Öl-Papier-isolierten Kabeln graphisch gegeben.
Wie schon im Kapitel 4 erwähnt, werden messtechnische Sensoren an Kabeln und Kabelgarnituren schon bei ihrer Herstellung installiert. Dies erleichtert die Implementierung der On-und Offline Diagnosemethoden um die auftretenden Schäden erfassen zu können. Sind die Sensoren bei der Herstellung nicht eingebaut, gestaltet sich eine Diagnose schwieriger und ist mit höheren Kosten verbunden. Außerdem stellen Literaturquellen die Diagnosemethoden von Mittelspannungskabel überhaupt in Frage, da nur 1/3 aller auftretenden Schäden in Kabelnetzen durch entsprechende Diagnoseverfahren erfasst werden können. Die restlichen 2/3 der auftretenden Fehler sind mit den am Markt erhältlichen Methoden nicht erkennbar [5]. Daher erscheint es von Vorteil, eine Methode zu entwickeln, welche eine Aussage über zukünftige auftretende Fehler trifft und Abschätzungen für die daraus resultierende Instandhaltung zulässt. Für eine solche Methode müssen jedoch die Systematik der Alterung sowie die Arten der auftretenden Fehler bekannt sein.

5.5.2 Alterungsparameter Temperatur

Abb.5.20 zeigt den Einfluss der Temperatur auf die Durchschlagsspannung eines VPE-Kunststoffmodellkabels während eines zyklischen Belastungstests bei unterschiedlichen Belastungstemperaturen ohne anliegendes elektrisches Feld [5].

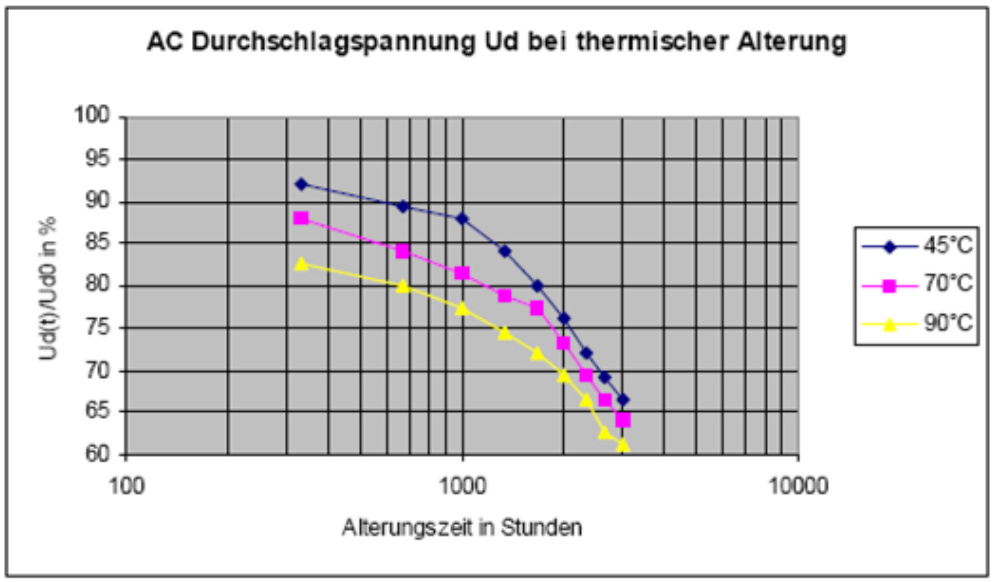


Abb.5.20 Einfluss der Temperatur auf die Alterung eines VPE-Modellkabels [5]

Der thermische Alterungsfaktor kann auf das Kabel direkt durch die dielektrischen Verluste oder durch passive Erwärmung durch sie von der Umgebung in das Kabel fließende thermische Energie beeinflussen. Den maßgebenden Effekt hat jedoch die von der Umgebung kommende Erwärmung des Kabels. Deswegen wird bei Alterungsversuchen im Labor eine passive Erwärmung des Kabels durchgeführt.
Dabei wird die Temperatur meist nicht auf konstantem Niveau belassen, sonder stufenweise verändert, um eine Erhöhung der Beanspruchung zu erreichen. Dadurch wird versucht die Verhältnisse im realen Betrieb zu simulieren. Für die Alterung bzw. die Veränderungen der Spannungsfestigkeit des Isoliersystems sind vor allem die vorherrschenden Temperaturen bzw. Temperaturgradienten im Isoliersystem verantwortlich [5].
Wie man aus Abb.5.20 entnehmen kann, ist eine Abnahme der Spannungsfestigkeit mit steigender Betriebstemperatur nachweisbar.

5.5.3 Alterungsparameter Spannung

In beschleunigten Alterungsversuchen kann der Einfluss der Spannung durch Variation der Amplitude und der Frequenz auf das betreffende Isoliersystem untersucht werden.
Kann durch die Erhöhung der Spannungsamplitude ein eindeutiger Zusammenhang zwischen der Spannungsfestigkeit und der Lebensdauer bei VPE-Isolierungen nachgewiesen werden, so ist der Einfluss der Form und der Frequenz der Spannung auf die Spannungsfestigkeit eines VPE Isoliersystems auf Grund verschiedener Durchschlags-mechanismen nicht mehr ganz eindeutig [5].
Abb.5.21 zeigt dass Frequenzen über 50 Hz zu einer beschleunigten Alterung beitragen. Als Beispiel sind die Versuche mit Frequenzen von 50 Hz bis 3 kHz angeführt, die eine eindeutige Tendenz zu beschleunigter Alterung des Isoliersystems zeigen [5].

Abb.5.21 a zeigt dass auch tiefe auf Grund der Bildung von Raumladungen eine Erhöhung der Alterungsrate verursachen. Durch diese tiefen Frequenzen wird ein beschleunigtes „water treeing“ hervorgerufen. Wie die Durchschlagspannung mit erhöhter Spannungsfrequenz geringer wird sieht man in Abb.5.21 b.

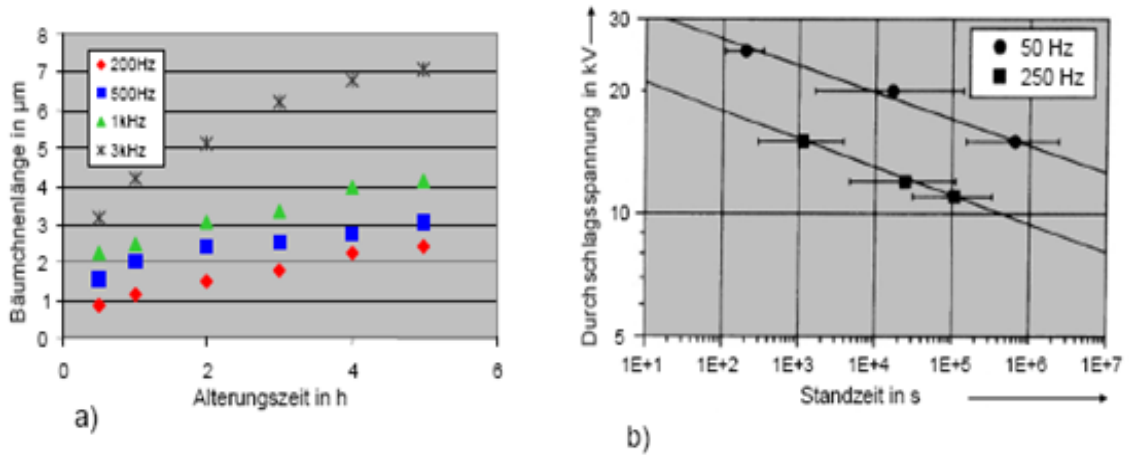


Abb.5.21 a) Bäumchenwachstum im PE Modell bei einer Feldstärke 49kV/mm in der Isolierung, b) Lebensdauermodell von VPE Kabelmodell [5]

Abb.5.22 zeigt den Einfluss der bei einem Alterungsversuch herrschenden Spannung auf die Durchschlagsspannung eines VPE-Kunststoffmodellkabels. Vergleicht man den Einfluss der Spannung in Abb.5.22 mit dem Einfluss der Temperatur in Abb.5.20, so ist erkennbar, dass eine Temperaturerhöhung im Isoliersystem eine stärkere Auswirkung zeigt als eine Erhöhung der elektrischen Feldstärke. Die Temperaturerhöhung Verursacht größere Unterschiede in der Durchschlagspannung beim thermischen Alterungsversuch (Abb.5.20) als die Erhöhung der Spannung beim elektrischen Alterungsversuch in Abb.5.22.

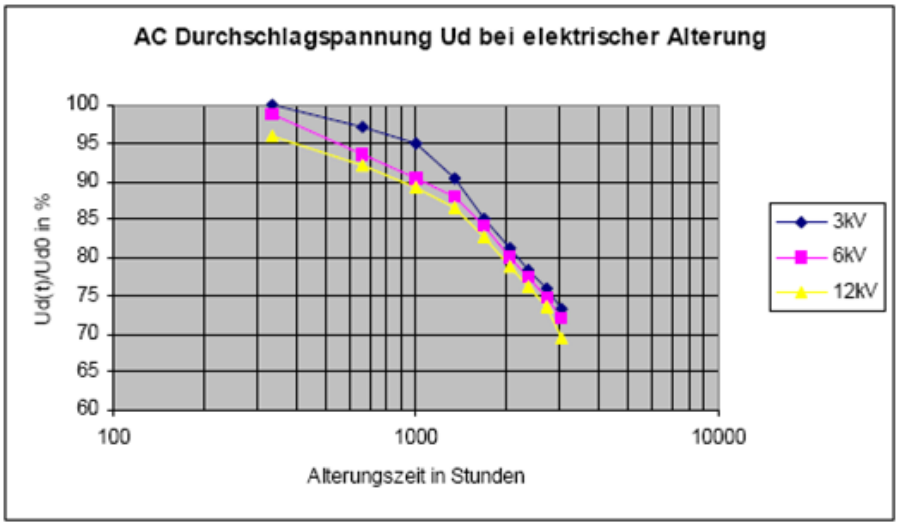


Abb.5.22 Einfluss der Spannung auf die Alterung eines VPE-Modellkabels [5]

5.5.4 Diagnosemethoden an kunststoffisolierten Kabeln

Fast man die Diagnosemethoden die für die Beurteilung des Zustandes eines Kabels zusammen, so ergeben sich unterschiedliche Verfahren angepasst auf die speziellen Eigenschaften des zu untersuchenden Kabels. Abb.5. 23 zeigt diese Methoden in Form einer Übersicht.
Dabei kann man hauptsächlich zwei Gruppen von Diagnosemethoden unterscheiden. Die erste Gruppe, die mit Hilfe von spannungsabhängigen Parametern auf den Zustand des Kabels zurück schließt, und eine weitere, welche auf nicht elektrischen Diagnoseverfahren (analytisch) basiert.
Nicht elektrische Diagnosemethoden beruhen auf der Untersuchung der Materialeigenschaften d.h. der chemischen und physikalischen Vorgänge im Isoliermaterial und tragen zur Verbesserung der Isoliermaterialien neuer Kabeltechnologien bei. Analytische Diagnoseverfahren können im Gegensatz zu den meisten elektrischen Messverfahren nicht im Betrieb und bei Vor-Ort Prüfungen eingesetzt werden.
Bei den elektrischen Diagnosemethoden kann zwischen den zerstörenden und den nicht zerstörenden unterschieden werden. Bei diesen Methoden wird die Antwort des Isoliersystems auf eine erfolgte definierte elektrische Beanspruchung analysiert. Da diese Antwort unmittelbar mit dem Isoliersystem verbunden ist, kann aus dieser auf den Zustand des Isoliersystems zurückgeschlossen werden. Nicht zerstörende elektrische Diagnosemethoden stellen die Basis der modernen technischen Diagnostik elektrischer Betriebsmittel dar. Unterteilt werden können diese in Analysen im Zeit- und Frequenzbereich. Hintergrund beider unterschiedlichen Betrachtungsweisen ist jedoch immer das dielektrische Verhalten des untersuchten Isoliersystems.

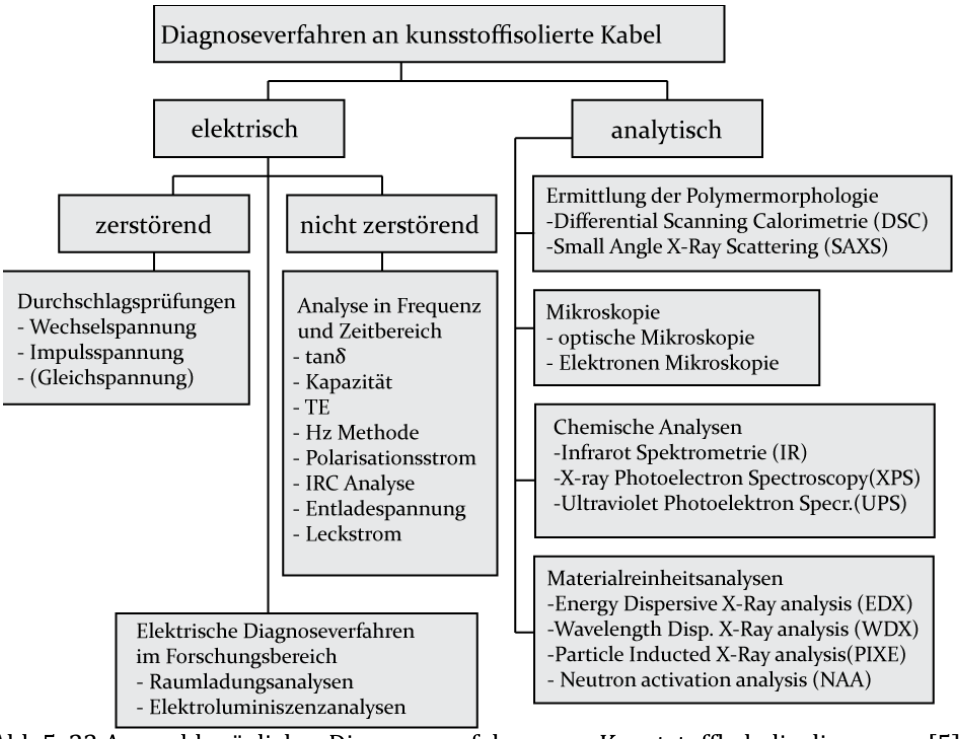


Abb.5. 23 Auswahl möglicher Diagnoseverfahren von Kunststoffkabelisolierungen [5]

Zu Beginn der Entwicklung der Energietechnik waren die zerstörenden Diagnosemethoden die einzigen Verfahren für die Beurteilung der Isoliereigenschaften von Isoliersystemen. Diese Diagnosen wurden auf die nicht im Betrieb befindlichen Kabel angewendet.
Heutzutage werden zerstörende elektrische Diagnoseverfahren hauptsächlich für Laboruntersuchungen im Rahmen von Alterungsversuchen angewandt. Mit dieser Art von Prüfung können elektrische Restfestigkeiten exakt bestimmt und dementsprechend statistisch aufbereitet werden. Resultat solcher Untersuchungen sind statistisch gesicherte Durchschlagspannungen, mit deren Hilfe die Dimensionierung von Isoliersystemen erfolgt. Weiters werden aus den Daten, die im Rahmen von Langzeitversuchen ermittelt wurden, Lebensdauerkennlinien konstruiert, aus denen – unter Vorbehalt – auf die Alterung von Betriebsmitteln unter realen Bedingungen zurückgeschlossen werden kann.

5.5.5 Alterungsversuche und - Modelle kunststoffisolierter Kabel

Im Allgemeinen gestalten sich die Alterungsversuche an Kabeln einfacher als bei anderen Betriebsmitteln, da wegen erfolgter Erdverlegung kaum externe mechanische Kräfte, wie Rütteln oder Zugkräfte oder Sonneneinstrahlung auf die Isolierung wirken. Die Alterung hängt im Prinzip nur von der Belastung (Temperatur), der Betriebsspannung und der Umgebungsfeuchtigkeit ab. Die Funktionsdauer des Kabels wird durch die Spannungsfestigkeit des Isoliersystems bestimmt. Kann die Isolierung diese nicht mehr aufrechterhalten, fällt das Kabel aus. Deswegen wird die Spannung als Belastungsparameter immer für die Abschätzung der Ausfallswahrscheinlichkeit eines Kabels herangezogen.
Die Alterungsversuche an Kabel werden für die Lebensdauerabschätzung und für die Bildung mathematischer Alterungsmodelle herangezogen. Diese Versuche sind nicht in Normen festgelegt, aber es existieren Prüfvorschriften für den Nachweis der Eigenschaften kunststoffisolierter Kabel wie z.B. der DIN VDE 0276-620 „Energieverteilungskabel mit extrudierter Isolierung für Nennspannungen U_0/U 3,6/ 6 kV bis 20,8/36 kV“ [5]. Meistens werden die Kabel einer kombinierten, gemeinsamen thermischen und elektrischen Belastung unterzogen, die dauernd oder zyklisch auf die Kabelisolierung wirkt. In manchen Fällen wird auch die Umgebung der zu alternden Kabel mit einem meist temperierten Wasserbad nachgebildet. Der Grund dafür liegt im damit erzwungenen rascheren Bäumchenwachstum, welches sich auf die Lebensdauer der Isolierung und somit ihrer Spannungsfestigkeit auswirkt.
Durch diese Prüfungen können Spannungsfestigkeiten der Isolierung bei verschiedenen Spannungsformen sowie Verlustfaktoren, Kapazitäten, Teilentladungsverhalten, Relaxationsströme, Rückkehrspannungen, Polarisationsströme usw. festgestellt werden, die in weiterer Folge auch zu einem Qualitätsvergleich zwischen verschiedenen Kabeltypen herangezogen werden können.
Die Ergebnisse der beschleunigten Alterungsversuche werden mit den Diagnosen die auch an in Betrieb gealterten Kabel verglichen, um so die Eigenschaften eines Kabels besser einschätzen zu können. Damit können im Idealfall Rückschlüsse auf die restliche Lebensdauer betrieblich gealterter Betriebsmittel gezogen werden.

In Abb.5.24 sind die Ergebnisse der Restfestigkeit der Isolierung einiger durchgeführter Alterungsversuche mit beschleunigter Alterung dargestellt.

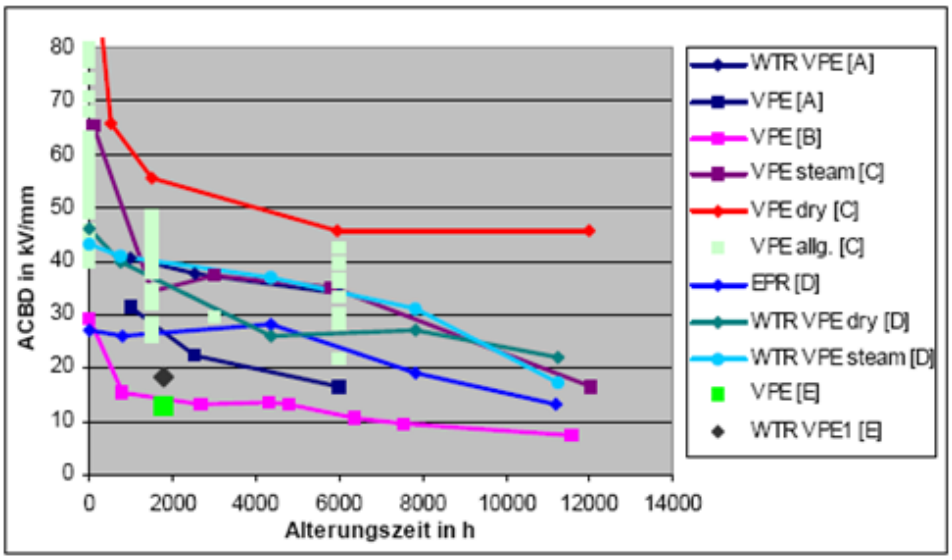


Abb.5.24 Wechselspannungsfestigkeiten von kunststoffisolierten Kabeln bei beschleunigter Alterung [5]

In Abb.5.25 sind die Restfestigkeiten unterschiedlicher betriebsgealterter Kabel gezeigt.
Die Ergebnisse der betrachteten durchgeführten Alterungsversuche lassen sich folgend beurteilen:

- Von der Art der Alterungsverfahren unabhängig zeigten die „water tree retardierenden“ (WTR in Abb.5.24) Kabel wie erwartet das stabilste Alterungsverhalten. Obwohl im allgemeinen zu Beginn der Alterungsverfahren eine geringfügig kleinere Spannungsfestigkeit vorliegt, fällt diese im Laufe der Alterung bzw. bei Betrieb dieser Kabel weit weniger stark ab, als dies bei „normalen“ VPE-Kabel der Fall ist. Gummiisolierte Kabel, wie sie in Europa nur selten eingesetzt werden, zeigen ein dem „normalen“ VPE-Kabel vergleichbares Alterungsverhalten in beschleunigten Alterungsversuchen [5].
- Wesentliche Unterschiede ergeben sich bei VPE-Kabeln durch deren Fertigungsverfahren. VPE-Kabel, deren Vernetzungsprozess trocken unter Gasatmosphäre erfolgte, zeigen ein stabileres Alterungsverhalten als dampfvernetzte Kabel [5].
- Betrachtet man die unterschiedlichen Alterungsbedingungen und die Vorkonditionierung der Kabelproben vor der eigentlichen Alterung, so ist erkennbar, dass sich diese Vorkonditionierungen zwar auswirken, jedoch bei länger anhaltender Alterung die Unterschiede zu nicht vorkonditionierten Kabeln geringer werden [5].
- Ein wichtiger Parameter, der die Restfestigkeit bei beschleunigter Alterung wesentlich beeinflusst, ist die Temperatur des Leiters sowie die Temperatur des Wasserbades, in dem das Kabel gealtert wird. Alterungsversuche mit höheren Wasserbadtemperaturen und höheren angelegten Spannungen zeigen ein niedrigeres Niveau der Restfestigkeit [5].

- Werden Vergleiche von Kabeln durchgeführt, welche einer betrieblichen Alterung unterlagen, so weisen die betrachteten Kabel eine relativ große Streuung auf. Für eine weitere Betrachtung hinsichtlich Zuverlässigkeit sind jedoch die minimalen Werte der Restfestigkeit der Isolierung heranzuziehen. Die allgemeine Tendenz der minimalen Restfestigkeit von VPE-Kabel in Mittelspannungsnetzen strebt bei einem Betrieb von ca. 30 Jahren auf einen Wert von ca. 4 kV/mm zu (Abb.5.25). Kabel, welche für höhere Spannungen dimensioniert sind, weisen eine langsamere Alterung auf. Die minimalen Restfestigkeiten des Isoliersystems der betrachteten Kabel liegen stets auf höherem Niveau als die der Mittelspannungskabel.

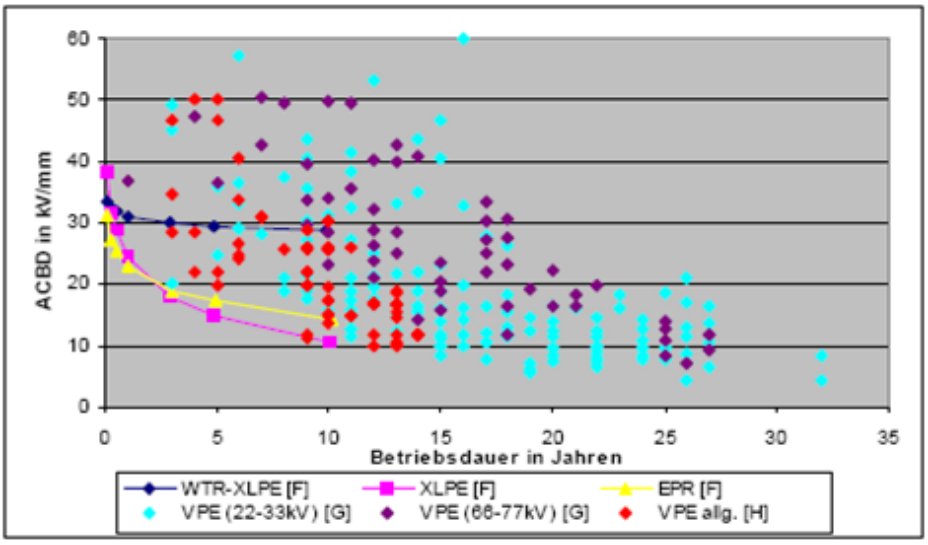


Abb.5.25 Wechselspannungsfestigkeiten von im Betrieb gealterten VPE-Kabeln [5]

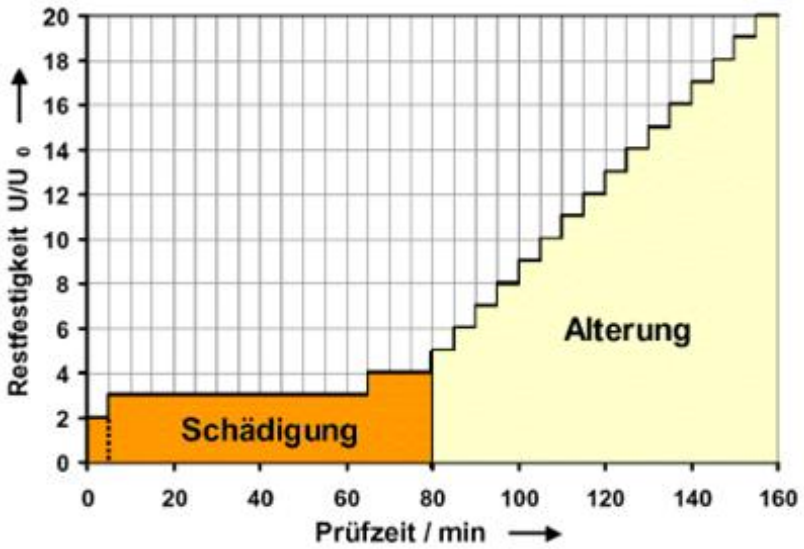


Abb.5.26 FGH Stufentest für Isoliersysteme [5]

Eine Methode die bei den Alterungsversuchen verwendet wird ist der Stufentest (Abb.5.26). Sie dient der Bestimmung der Spannungsfestigkeit von Isoliersystemen durch eine stufenweise Steigerung der Prüfspannung. Dieses Prüfprinzip wurde von der Forschungsgemeinschaft für elektrische Anlagen und Stromwirtschaft (FGH) entwickelt.
Bei der mathematischen Abschätzung des Ausfallverhaltens eines Prüfobjektes wird meistens so vorgegangen, dass das Prüfobjekt zuerst einer beschleunigten Alterung mit unterschiedlichen Belastungen unterzogen wird. Mit dem Stufentest wird die Spannungsfestigkeit zu verschiedenen Versuchszeitpunkten bestimmt. Dann werden auch die Ausfallszeitpunkte der im Alterungsversuch beanspruchten Kabel angegeben. Die Kombination der Angabe der Ausfallszeitpunkte und der Spannungsfestigkeit zu bestimmten Versuchszeitpunkten stellen in Verbindung mit der Anzahl der für jeden Versuch eingesetzten Prüfobjekte eine sehr gute Möglichkeit dar, die mathematische Abschätzung des Ausfallverhaltens zu überprüfen.

5.5.6 Beispiel eines Versuchs mit Kabel

Als Verfahren für die beschleunigte Alterung wurde ein zyklischer Dauerversuch angewandt. Die zu untersuchenden Kabelstücken mit einer jeweiligen beanspruchten Länge der Isolierung von 8 m wurden einer Dauerbelastung mit einer Feldstärke von 6 kV/mm (in der Isolierung) und 60 Hz ausgesetzt. Zusätzlich wurde die Kabelisolierung einer zyklischen thermischen Belastung durch den Leiter ausgesetzt. Der Leiter wurde dabei für 8 Stunden am Tag auf eine Temperatur von ca. 90°C erwärmt. Nach diesen 8 Stunden konnte das im Wasserbad liegende Kabel 16 Stunden lang abkühlen, bevor der nächste Zyklus wieder begann. Vor der Alterung wurden an der für die Versuche eingesetzten Kabellänge Proben genommen, an denen Wechselspannungsprüfungen mittels Stufentest durchgeführt wurden, um einen Überblick über die Spannungsfestigkeit des Kabels zu erhalten.
Wie auch bei anderen durchgeführten Versuchen konnte auch bei dem betrachteten Kabeltyp eine typische große Streuung der Festigkeitswerte wahrgenommen werden (Abb.5. 27). Bei einer angenommenen Normalverteilung ergeben sich für die Werte in Abb.5. 27 eine mittlere Spannungsfestigkeit U_m mit ca. 26,8 kV/mm und eine Streuung σ von 5,6 kV/mm die einem Wert von 20,7% entspricht [5].
Trotz der unterschiedlichen Vorbehandlung der untersuchten Kabelstücke mit Gleichspannungen unterschiedlicher Amplitude konnte kein signifikanter Unterschied nach erfolgter Alterung festgestellt werden (Abb.5. 28). Dieser Umstand schließt daher zusätzliche zu berücksichtigende Einflussfaktoren für die mathematische Abschätzung von Ausfallswahrscheinlichkeiten weitgehend aus [5].
Für die Ermittlung der Ausfallsrate werden die aufgetretenen Zeiten der Ausfälle herangezogen. Ursprünglich wurden für jeden durchgeführten Versuch 20 Kabelstücke eingesetzt, die nach den erfolgten Gleichspannungsbeanspruchungen dem Alterungszyklus ausgesetzt wurden. Aus diesen wurden nach einer Zeitdauer von 199 Tagen jeweils 5 gealterte Kabel, nach 266 Tagen 3 gealterte Kabel, nach 313 Tagen 6 gealterte Kabel und nach 481 Tagen die verbleibenden noch nicht ausgefallenen Kabel auf ihre Restfestigkeit hin überprüft. Die Zeitpunkte der während des Alterungsversuches

ausgefallenen Kabel sowie die dazu ermittelten als $\lambda(t)$ benannten Ausfallsraten sind in Tabelle 5.2 und Tabelle 5.3 angeführt und in Abb.5. 29 graphisch dargestellt [5].

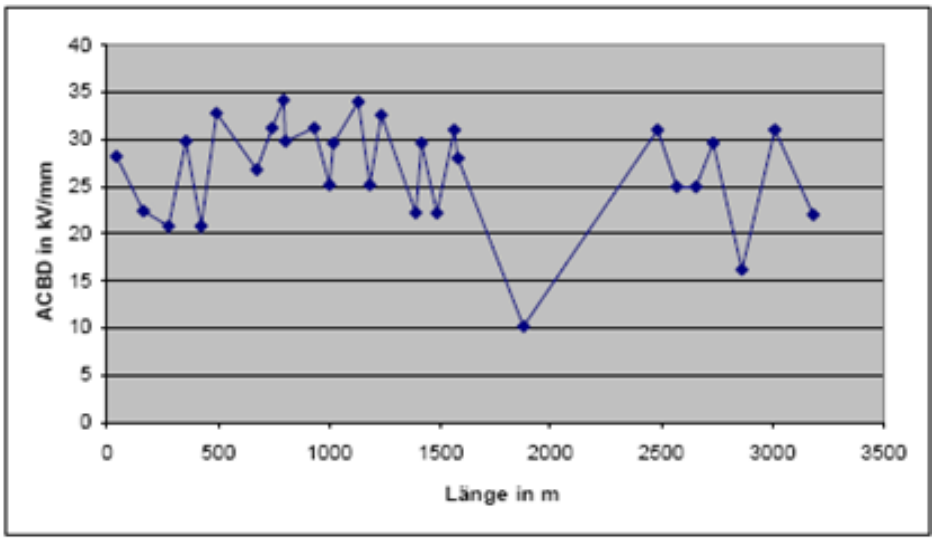


Abb.5. 27 Wechselspannungsfestigkeit eines VPE-Kabels über dessen Produktionslänge [5]

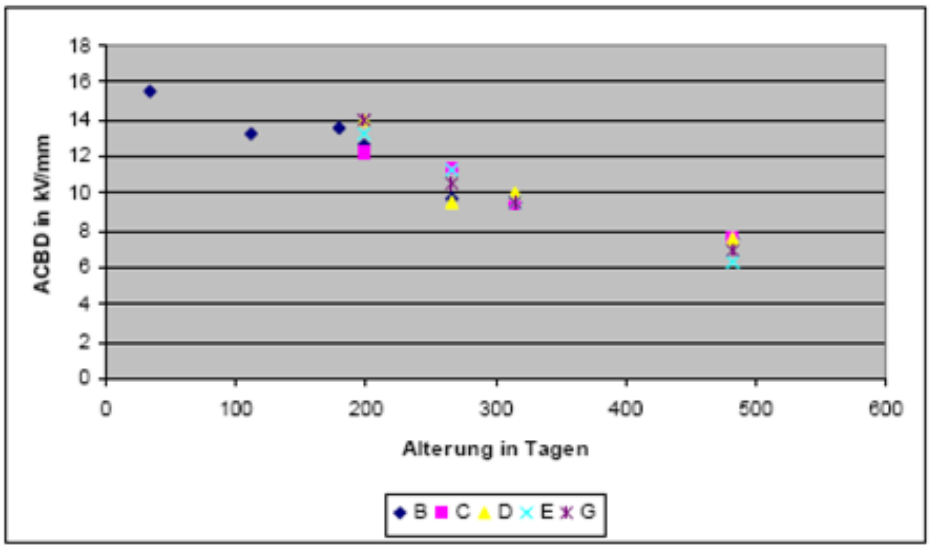


Abb.5. 28 Wechselspannungsfestigkeiten von Kabeln während beschleunigter Alterung [5]

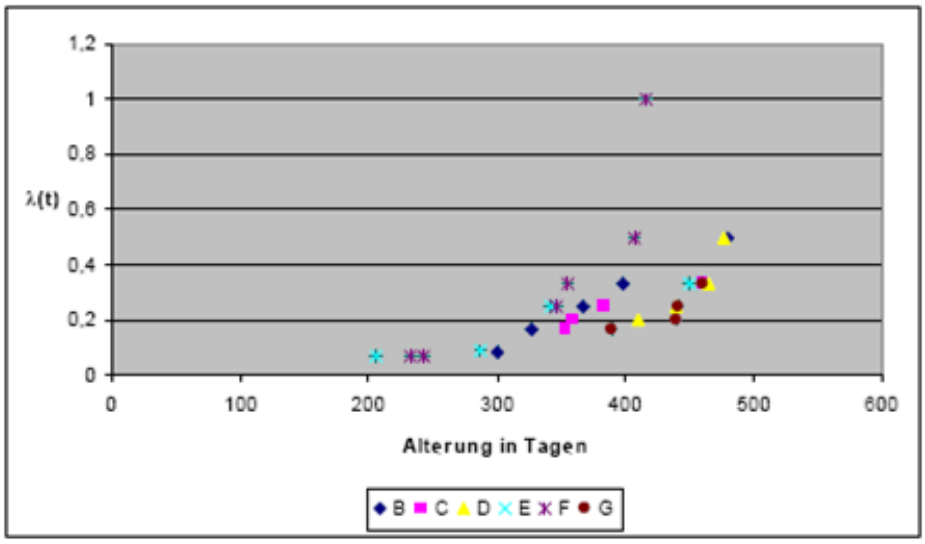


Abb.5. 29 Zeitpunkte und Ausfallsraten der durchgeführten Versuche [5]

Versuch B		Versuch C		Versuch D	
Zeit in Tagen	Ausfallsrate λ(t)	Zeit in Tagen	Ausfallsrate λ (t)	Zeit in Tagen	Ausfallsrate λ (t)
301	1/12	354	1/6	410	1/5
328	1/6	360	1/5	440	1/4
368	1/4	384	1/4	465	1/3
398	1/3	461	1/3	477	1/2
480	1/2				

Tabelle 5.2 Zeitpunkte und Ausfallsraten der Versuche B, C und D [5]

Die in Tabelle 5.2 und Tabelle 5.3 angegebene Ausfallsrate $\lambda(t)$ gibt an wie hoch die Ausfallswahrscheinlichkeit zum Zeitpunkt t liegt. Eine Ausfallrate von z.B. ¼ bedeutet daher, dass von 4 im Test verbliebenen funktionierenden Kabeln, ein Kabel zum Zeitpunkt t ausfällt.

Versuch E		Versuch F		Versuch G	
Zeit in Tagen	Ausfallsrate λ (t)	Zeit in Tagen	Ausfallsrate λ (t)	Zeit in Tagen	Ausfallsrate λ(t)
206	1/15	233	1/15	390	1/6
288	1/11	243	1/14	440	1/5
342	1/4	346	1/4	441	1/4
451	1/3	356	1/3	460	1/3
		407	1/2		
		417	1		

Tabelle 5.3 Zeitpunkte und Ausfallsraten der Versuche E, F, und G [5]

5.5.7 Beispiel der Abschätzung der Ausfallsrate

Der wichtigste Parameter in dem mathematischen Modell ist die Feldstärke. Sie wird wie üblich in kV/mm angegeben. In diesem Beispiel wird ein durchgeführter Versuch genommen. Dabei beträgt der Mittelwert dieser Feldstärke 6 kV/mm mit einer Streuung von ca. 0,2 kV/mm. Damit ist die Verteilung der Belastung $f(u)$ bestimmt (Abb.5. 31).
Die in Gl.5.12 angeführten Parameter und der bereits vorgestellte Exponentialgesetz eignen sich für die Bestimmung der Spannungsfestigkeit mit der Zeit (Alterung).
Die erstellte Gleichung stimmt dabei mit einem ermittelten Regressionskoeffizienten von $R^2 = 0{,}923$ mit den gemessenen Werten überein. Mit Gl.5.12 ist der Verlauf der mittleren Spannungsfestigkeit der Kabel gegeben. Die auftretende Streuung der gemessenen Abb.5. 30 gibt vollständig den Verlauf und die Verteilung der Spannungsfestigkeit des Isoliersystems der Kabel über der Zeit an.
Wie aus Abb.5. 32 zu entnehmen ist, kann eine Abschätzung von Ausfallsraten und Ausfallswahrscheinlichkeiten über mathematische Modelle erfolgen. Die eingezeichnete (Trend-) linie der gemessenen Werte ergibt sich aus der Mittelung und der Regressionsanalyse der gemessenen Werte mit einer Exponentialfunktion.
Abweichungen des Modells von der Trendlinie der realen Werte und deren Streuung lassen sich auf die Streuung der Festigkeitswerte der Kabel sowie auf die relativ geringe Stichprobengröße der Kabel bei fortgeschrittener Alterung zurückführen. Trotzdem lassen sich mit dem Modell Zeitpunkte des Versagens von Isoliersystem bei beschleunigten Alterungsversuchen im betrachteten Zeithorizont gut nachmodellieren.

$$\overline{U}(t) = 16{,}296\, e^{-\left\{\frac{t}{606{,}04}\right\}} \tag{5. 12}$$

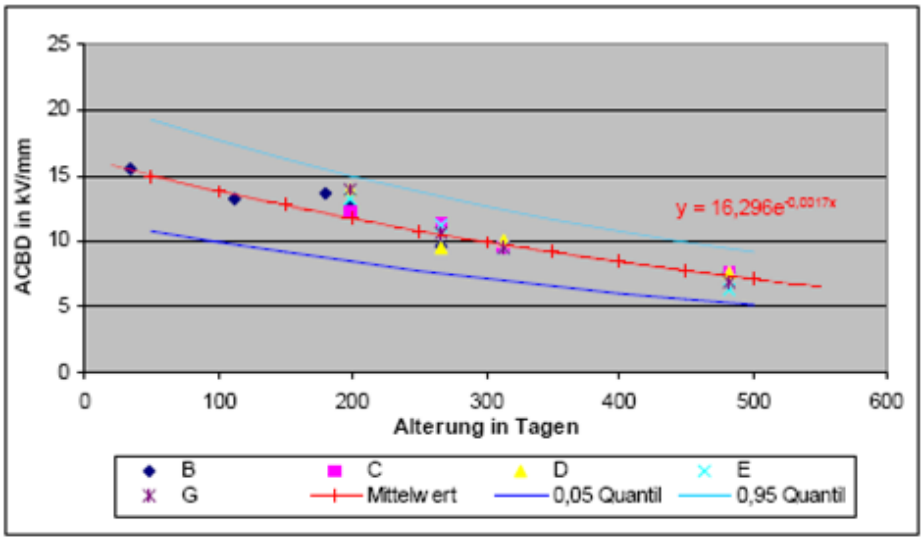


Abb.5. 30 Mittelwert, 5% und 95 % Quantil der Wechselspannungsfestigkeit von Kabel während beschleunigter Alterung [5]

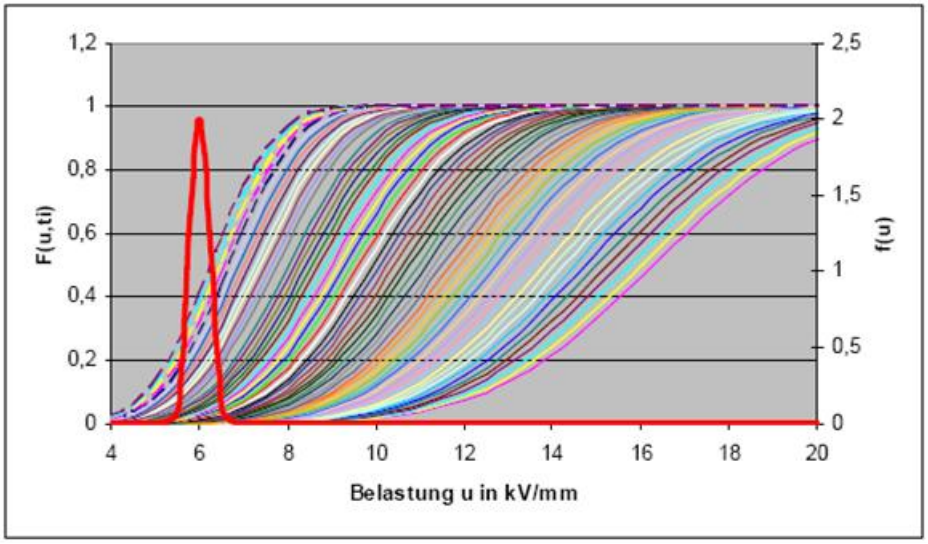


Abb.5. 31 Verteilung der Belastung f(u) und Belastbarkeit F(u, ti) [5]

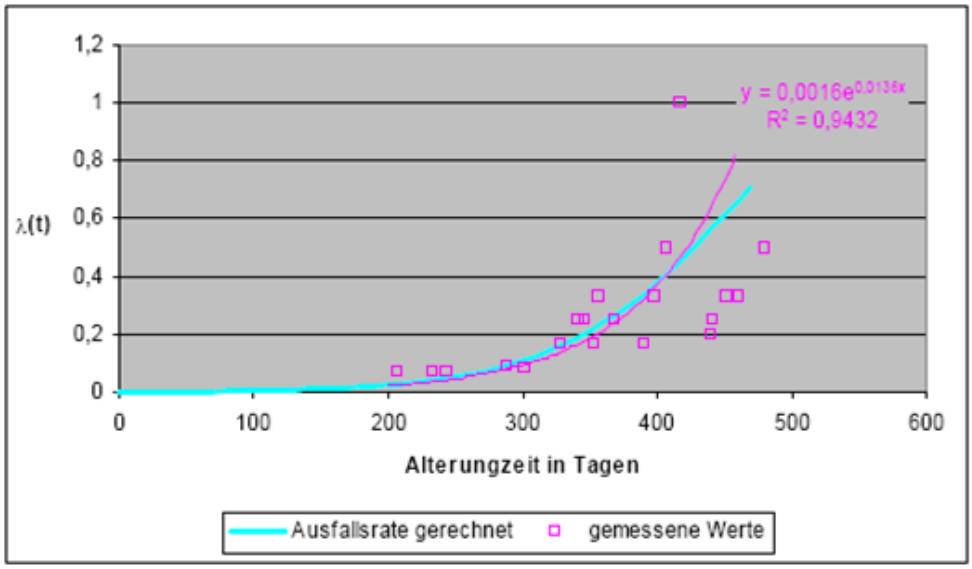


Abb.5. 32 Gegenüberstellung der berechneten Ausfallsraten mit Werten aus den Versuch [5]

6. Laboraufbau und Messungen

In diesem Kapitel sind der aufgebaute Messplatz und die verwendeten Geräte zur Teilentladungsmessung beschrieben. Das Ziel des Laboraufbaus war, die in dieser Arbeit behandelten Teilentladungen, zumindest qualitativ experimentell mit relativ einfachen Anordnungen zu zeigen. Weiters sind in einem Abschnitt die bei Arsenal Research gemachten TE-Messungen mit einem moderneren TE-Messgerät gezeigt.

6.1 Der TE-Prüfkreis

Es wurde die folgende Schaltung aufgebaut:

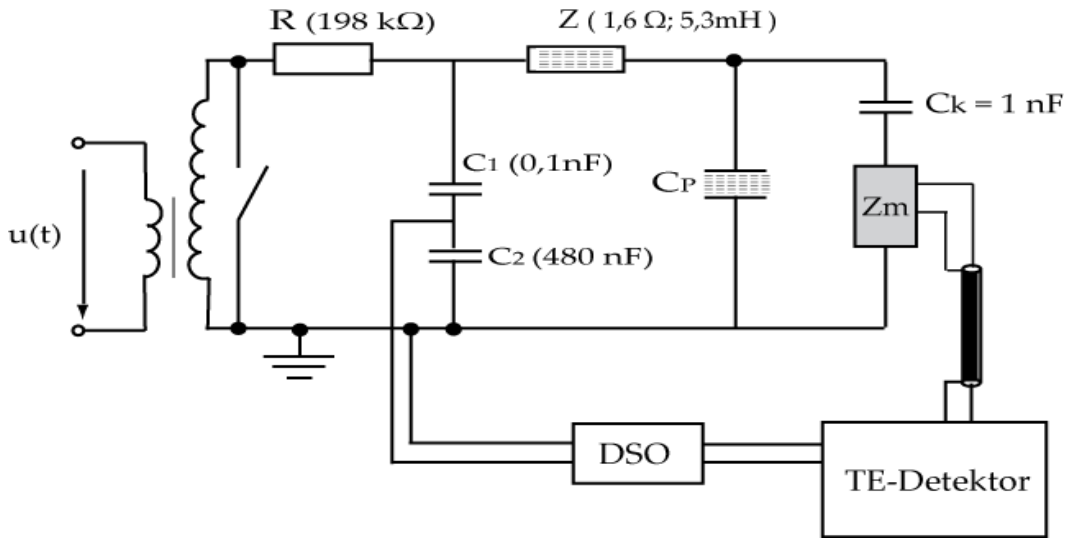


Abb.6.1 TE-Prüfkreis

- Prüftransformator 380V/100 kV;
- Strombegrenzungswiderstand R=196kΩ;
- Netzfilter: 5,3 mH, 1,6 Ohm;
- Kapazitiver Spannungsteiler 1/4800;
- Ankopplungsvierpol (Messimpedanz Z_m);
- (alternativ) Messpannungsteiler 1/10 für den DSO
- DSO – Tektronix 1001B
- TE-Messgerät „Discharge Detector: F.C. Robinson & Partners Ltd“; Breitbandige Erfassung in „Lissajou- Darstellung“
- Geschirmter Hochspannungsraum

6.1.1 Die Geräte

Als TE-Messgerät wurde der „Discharge Detektor Type 652/5G; F.C. Robinson & Partners Ltd“ verwendet. Dieser Entladungsdetektor eignet sich zur Anzeige von Einzelentladungen am Prüfobjekt auf dem Bildschirm einer Kathodenstrahlröhre und besteht aus mehreren Teilen und Ein/Ausgängen. Die Entladung wird von der Eingangsschaltung des Verstärkers (AKV, Messimpedanz) aufgenommen. Dieser AKV (Abb.6.3) wandelt den TE-Strom in eine Ladungsproportionale Spannung und führt das Signal zum Verstärker des Messgerätes.

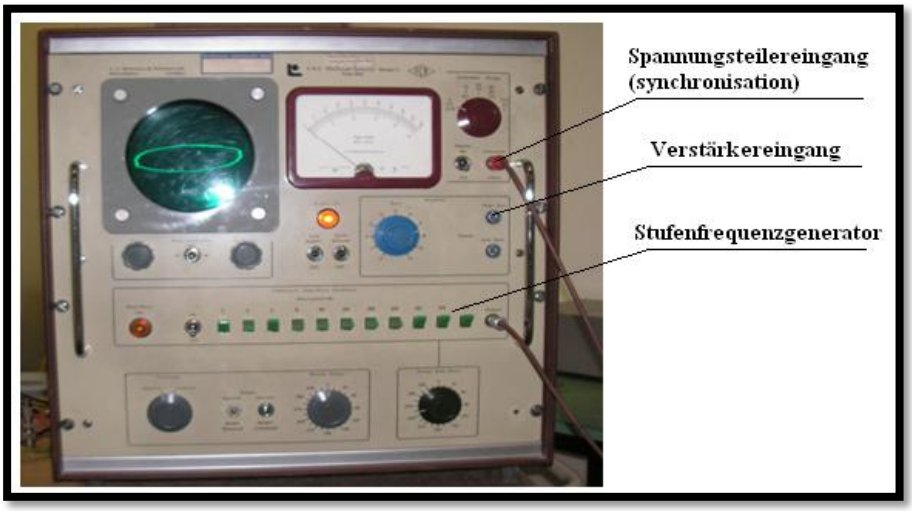


Abb.6.2 Der TE-Detektor „Robinson“

Dieser Impuls wird verstärkt auf dem Bildschirm der Kathodenstrahlröhre über einen elliptischen X-Achse liegend (Lissajou- Darstellung, siehe Abb.6.4) dargestellt.

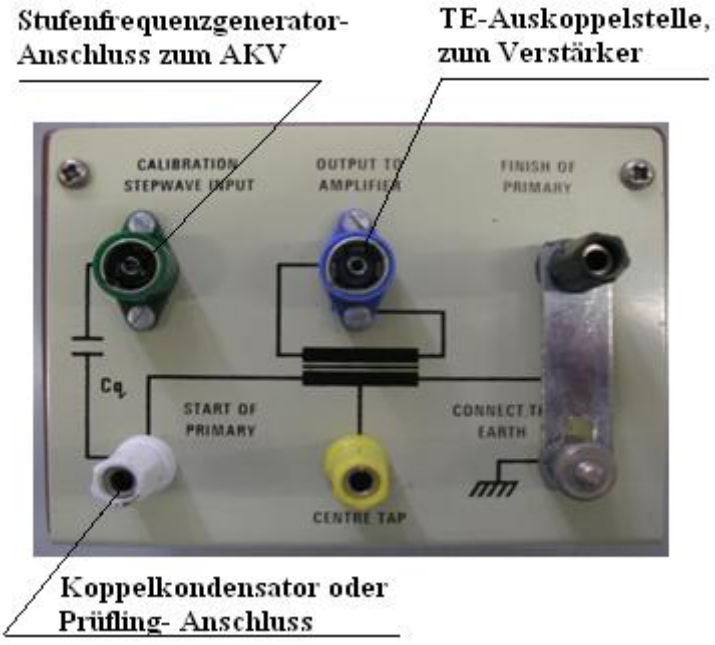


Abb.6.3 Messimpedanz AKV (Zm)

Die Prüfspannung wird von einem internen Voltmesser gemessen, das auch die Nullmarken für die Prüfspannung liefert. Die Prüfspannung wird vom kapazitiven Spannungsteiler abgenommen und mittels Koaxialkabel am Voltmetereingang angeschlossen. Es werden von der Prüfspannung zwei Markengeber für die Nulldurchgänge der Prüfspannung abgeleitet, die dann den Bereich der negativen bzw. positiven Spannungshalbwelle markieren.
Die Entladungen können mit einer Stufenfrequenzspannung bekannter variabler Größe verglichen werden. Der dazugehörige Stufenfrequenzgenerator befindet sich intern und wird über den Ausgangs-Stecker mit dem Eingangsteil (AKV) gekoppelt. Dieser Anschluss muss durch $2500\,pF$ abgeschlossen werden, die sich aus der Summe der Kapazität des Verbindungskabels ($500\,pF$) und der Kapazität des Eingangsteils ($2000\,pF$ AKV, Messimpedanz) ergibt (C_q in Abb.6.3).
Der Stufenfrequenzgenerator enthält einen elfteiligen Dämpfer. Die ungedämpfte Stufenfrequenzspannung beträgt $100\,V$ und die Gesamtdämpfung ist die Summe jedes einzeln getätigten Dämpfers. Um ohne Rechnerei auf die Höhe der gedämpften Stufenfrequenzspannung zu kommen ist im Betriebshandbuch des Messegerätes eine Tabelle mit der jeweiligen Spannung für jede eingestellte Dämpfung in dB enthalten.
Für den Vergleich wird der vom Stufenfrequenzgenerator erzeugte Impuls mit dem Impuls eines direkt an den Prüflingsklemmen angeschlossenen Kalibrierimpulsgenerators verglichen um den Kalibrierfaktor zu erhalten (siehe Kap. 3.2). Der erhaltene Kalibrierfaktor in pc/mV wird im Anschluss bei der TE-Messung für die Bestimmung der messbaren Ladung benötigt. Mittels Einstellung der Dämpfung des Stufenfrequenzgenerators wird der mittels Kalibierimpulsgenerator erzeugte Impuls abgeglichen. Die im Abgleichpunkt angelegte Spannung kann direkt aus der $dB-mV$-Tabelle entnommen werden.
Anschließende Multiplikation dieses Wertes mit dem Kalibrierungsfaktor gibt die gemessene Ladung in pC (die scheinbare Ladung, falls gilt $C_K \gg C_P \rightarrow Q_m = Q_S$).

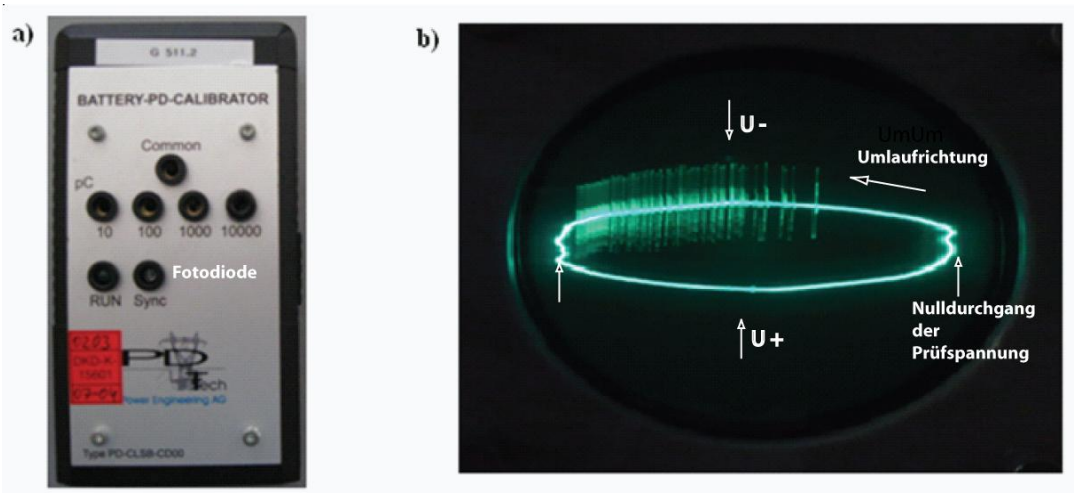


Abb.6.4 Kalibrierimpulsgenerator a) und b)Lissajou-Ellipse

Der verwendete Kalibrierimpulsgenerator (Abb.6.4 a) liefert Impulsladungen von 10, 100, 1000, 10000 pC mit einer Folgefrequenz von 100 Hz. Die Synchronisation erfolgt durch eine Fotodiode welche direkt mit einer 50 Hz gespeisten Glühlampe beleuchtet wird (siehe Kap.3.2). Durch Eigenstromversorgung (eine 9 V Batterie) kann der

Kalibierimpulsgenerator potentialfrei betrieben werden. Durch die geringen Abmessungen und den Batteriebetrieb besitzt der Eichgenerator nur eine sehr kleine Erdkapazität, so dass die Messkreiseigenschaften bei der Kalibrierung nicht beeinflusst werden. Die auf dem Markt erhältlichen Kalibrierimpulsgeneratoren arbeiten alle nach dem ähnlichen Prinzip. Einige haben auch einen Direktausgang (Stufenfrequenzspannung in Volt mit 100Hz), der bei Anschluss entsprechender Kapazitäten die Erzeugung beliebiger Impulsladungen ermöglicht, um eine bessere Anpassung an den jeweiligen Messaufgaben zu gewährleisten.
Neben den Eingängen besitzt der TE-Detektor auf der Rückseite zwei Verstärker-Ausgänge die mit den Gegentaktausgängen zur Kathodenstrahlröhre parallel geschaltet sind. Einer dieser Ausgänge wurde an einem Kanal des DSO geschaltet um die Phasenlage der TE-Impulse mit der Prüfspannung linear auszugeben. An einem der Kanäle des DSO wurde die Prüfspannung vom kapazitiven Spannungsteiler mit einem Messpannungsteiler mit 1/10 angeschlossen. Somit ergibt sich ein Teilerverhältnis 1:48000.

Abb.6. 5 Der geschirmte Hochspannungsraum und die Prüfschaltung

6.2 Messungen

Die im Folgenden gezeigten Messungen mit verschiedenen Anordnungen versuchen zumindest qualitativ die im Kapitel 3 gezeigten Arten von Teilentladungen zu zeigen. Außer der Lissajou-Darstellung wird die Phasenlage der TE mit Hilfe der Oszilloskopbilder beobachtet, wobei das DSO für jedes gespeicherte Bild auch ein CSV Datei ausgibt. Es werden jeweils 2500 Datenpunkte für jede Achse gespeichert, für jedes Kanal getrennt. In MS-Excel können diese Daten im selben Diagramm gezeigt werden, womit die Phasenlage der beiden aufgezeichneten Größen, Prüfspannung und Teilentladungen gezeigt werden kann. Es wurde festgestellt da es ein Phasenfehler zwischen der Prüfspannung und dem TE-Signal, welches am Ausgang des TE-Messgeräts zur Verfügung steht, bestand. Ein Vergleich der Nullmarkenphasenlage am Oszilloskop und in der Lissajou-Darstellung des TE-Messgerätes hat ergeben, dass dieser Fehler ungefähr 17° beträgt. Der Grund für diese Abweichung wurde nicht weiter untersucht, es

wurde angenommen dass es ein alterungsbedingter Fehler des TE-Detektors ist. Durch die CSV Daten ist es möglich diesen Fehler zu beheben, womit sich die theorieentsprechend richtige Phasenlage der TE-Impulse zur synchronen Prüfspannung ergibt. Die CSV Bilder dienen nur eines besseren Phanselagevergleiches zwischen den beiden Größen Prüfspannung und TE. Sie machen keine Aussage über die Höhe der TE-Impulse relativ zu Prüfspannung.
Bei jeder Messung werden die wichtigsten Größen wie, UTEE, UTEA und Qm gemessen und protokolliert.
Zu Beginn der TE-Messungen wird die Einsetzspannung der TE vom Prüfkreis bestimmt. Dadurch ist eine Obergrenze für die maximale Messspannung vorgegeben, da oberhalb keine Unterscheidung der TE-Quelle (Prüfling oder Prüfkreis) mehr möglich ist. Beim Aufbau nach Abb.6.1 ergibt sich im Prüfkreis eine TE-Einsetzspannung von $U = 46\ kV$ ergeben.

6.2.1 Spitze-Platte Anordnung, Äußere Entladungen

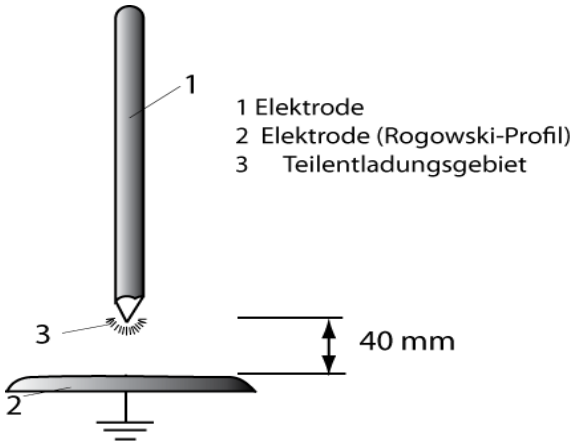


Abb.6.6 Spitze-Platte Anordnung (Spitze an Hochspannung)

Abb.6.6 stellt eine Spitze-Platte Anordnung mit einem Elektrodenabstand von40 mm dar. Die untere Elektrode besitzt ein Rogowski Profil. Dieses Profil dient der Feldsteuerung an den Rändern und verhindert lokale Feldstärkeüberhöhungen.
Die hier beobachteten Größen betragen:

$k_c = 2{,}5\ pC/mV$
$U_{TEE} = 7{,}7\ kV$
$U_{TEA} = 7{,}1\ kV$
$Q_M = 178\ pC$

Wie erwartet erfolgt der Einsatz der Teilentladungen wegen des Polaritätseffekts in der negativen Halbwelle im Bereich des Scheitelwertes und nahe dem Nulldurchgang der Prüfspannung (Abb.6.7 bis Abb.6.9).
Der TE-Einsatz erfolgt bei der negativen Halbwelle und mit der Erhöhung der Spannung nehmen die TE-Impulse an Häufigkeit zu aber nicht an Größe. Eine weitere Erhöhung der

Prüfspannung hat zu keinem TE-Einsatz in der positiven Halbwelle geführt. Eine Erhöhung der Prüfspannung bis zum Durchschlag wurde nicht durchgeführt.

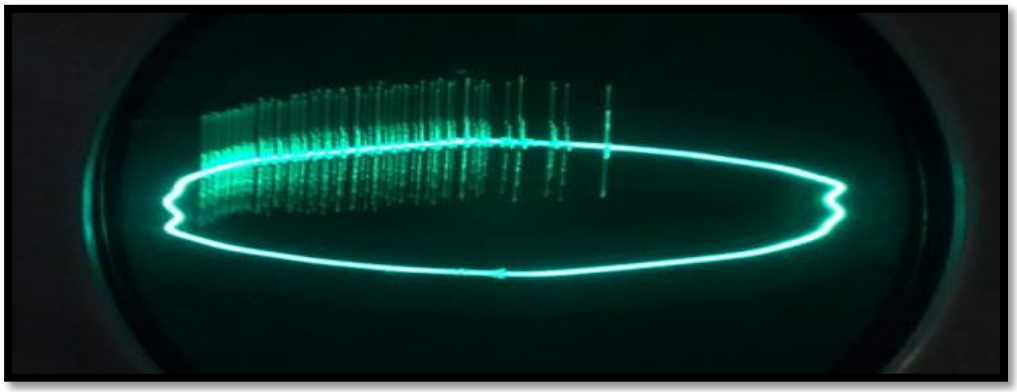


Abb.6.7 Lissajou-Darstellung Spitze-Platte

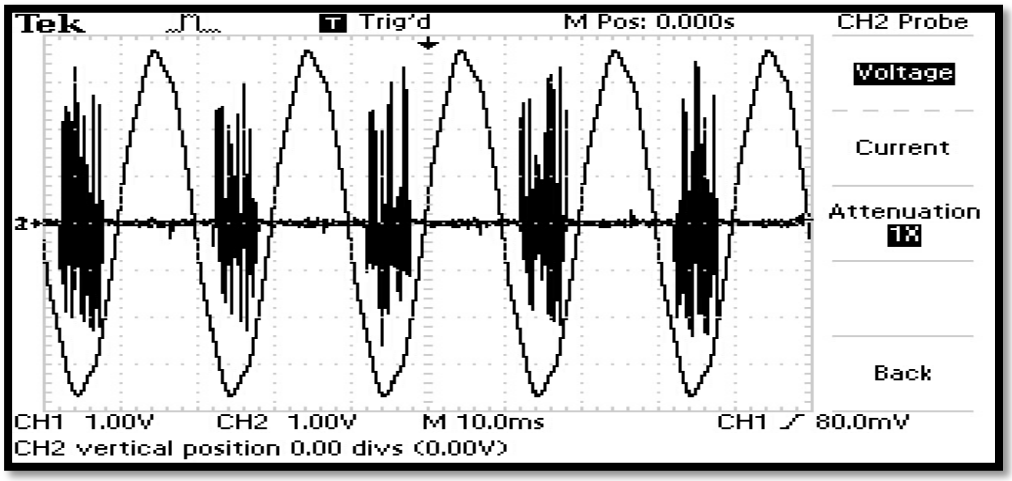


Abb.6.8 Oszilloskopenbild Spitze-Platte

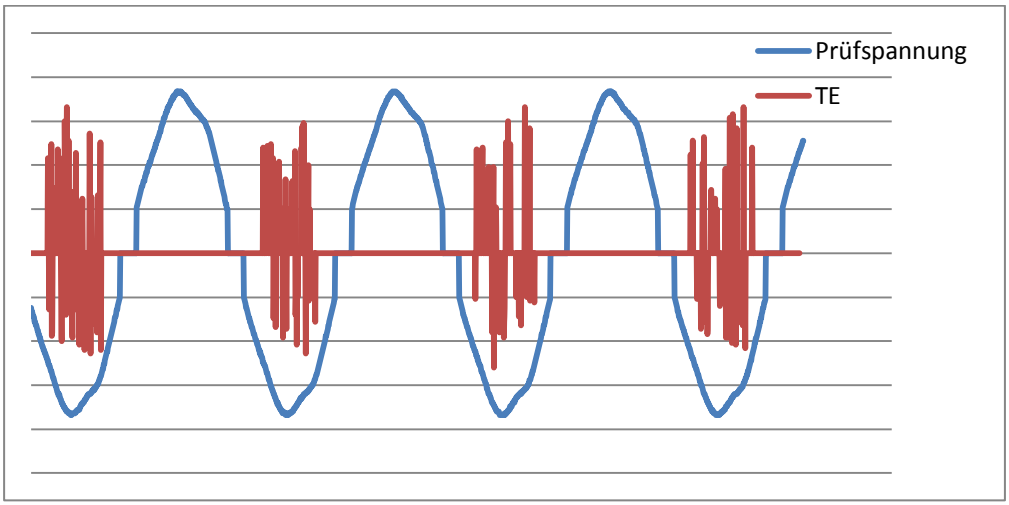


Abb.6.9 CSV Spitze-Platte (korrigiert)

6.2.2 Kugel-Platte Anordnung, Gleitentladungen

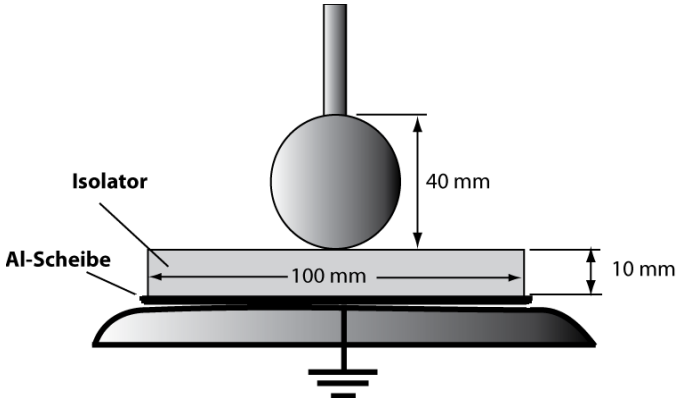


Abb.6.10 Kugel-Isolator-Al-Scheibe Anordnung

Abb.6.10 stellt eine Kugel-Platte Anordnung mit einem Isolator aus Plexiglas zwischen den Elektroden. Die Kugelelektrode hat einen Durchmesser von $40\,mm$ und die Isolierscheibe aus Plexiglas einen Durchmesser von $100\,mm$ und eine Dicke von $10\,mm$. Die Al-Scheibe zwischen der unteren Elektrode und der Plexiglasscheibe sorgt für eine Äquipotentialfläche ohne Hohlraumbildung unter der Isolierscheibe und vermeidet einen Luftspalt zwischen Isolator und Elektrode, welcher sich wegen des Rogowski-Profils der unteren Elektrode ergeben würde.
Wegen der elektrischen Permeabilitätsunterschiede der beteiligten Objekte in der Anordnung, treten an der Kontaktfläche Kugel-Plexiglas Feldstärkeunterschiede die dann zu Streamer Entladungen führen. Im Vergleich zu vorigen Anordnung Spitze-Platte ist die Feldverteilung hier homogener was auch in einer höheren TE-Einsatzspannung erkennbar ist. Bei dieser kapazitiven Kopplung Kugel-Plexiglas kommt es zu Entladungen, die über die Plexiglasoberfläche seitlich in Richtung untere Al-Platte verlaufen. Es treten Oberflächenentladungen als unregelmäßige und intensive Streamer-Entladungen, Gleitentladungen mit unregelmäßigem Verlauf und großem Ladungsumsatz auf.
Ein direkter Vergleich mit der vorigen Spitze-Platte Anordnung mit $Q_M = 178\,pC$ zeigt dass hier die messbare Ladung um ein Vielfaches höher ist ($Q_M = 1400\,pC$).
Bei einer höheren Spannung können die Streamerentladungen die ganze Plexiglasisolierstoffoberfläche seitlich bis zu Al-Scheibe überbrücken und somit einen Überschlag einleiten, vorausgesetzt es sind genügend Elektronen vorhanden.
Diese Luft-Strecke steht in Analogie mit dem Fall des Hohlraums eines fehlerhaften Dielektrikums. Es ist diese Luft-Teilkapazität die entladen wird, deswegen kann man, um diese zu beschreiben, das Ersatzschaltbild für innere Teilentladungen (Abb. 2.6 Ersatzschaltbild eines Hohlraumkapazitäts [2]) verwenden.
In Abb.6.11 und Abb.6.12 ist erkennbar, dass die TE-Impulse im Bereich der Spannungsnulldurchgänge auftreten, in Übereinstimmung mit der Theorie des Ersatzschaltbildes für innere- bzw. Oberflächenentladungen.
Die hier beobachteten Größen betragen:

$k_c = 1{,}78\ pC/mV$
$U_{TEE} = 9{,}4\ kV$
$U_{TEA} = 7{,}7\ kV$
$Q_M = 1400\ pC$

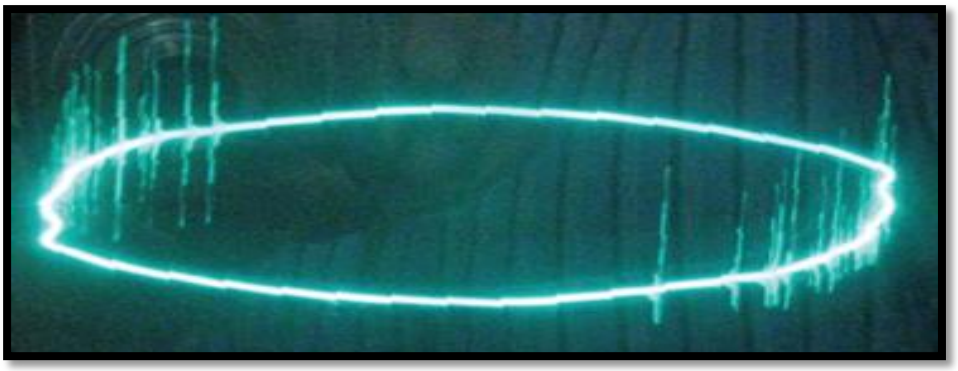


Abb.6.11 Lissajou-Darstellung _Kugel-Platte

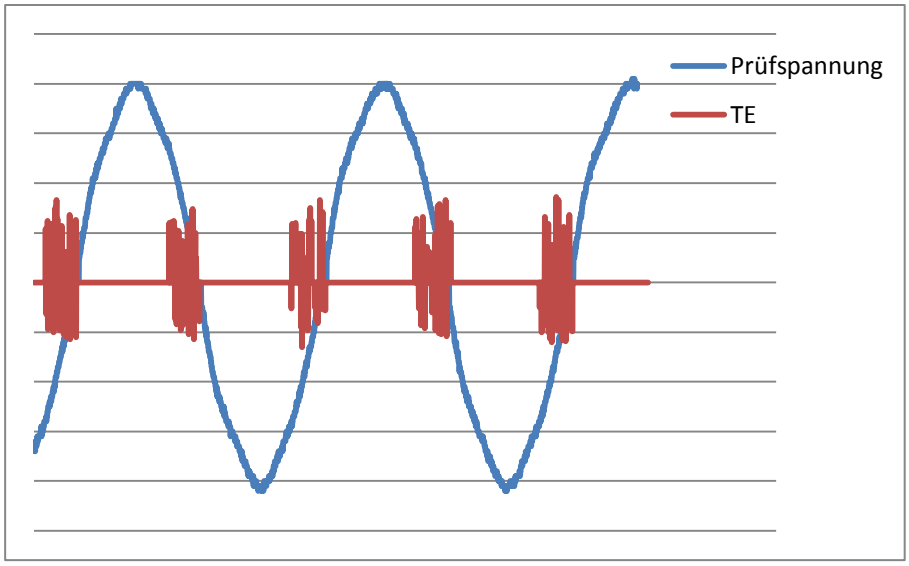


Abb.6.12 CSV _Kugel-Platte

6.2.3 Hohlraum ohne Kontakt zu Elektrode

In Anordnung Abb.6. 13 wurde mit zwei Al-Scheiben als Elektroden und drei Isolatorscheiben für das Simulieren von Hohlraumentladungen aufgebaut. Zwischen den beiden Plexiglasscheiben mit einem Durchmesser von 100 mm und 10 mm Dicke wurde eine dritte Plexiglasscheibe mit demselben Durchmesser, jedoch mit einer geringerer

Dicke von 5 mm eingesetzt. Diese dünnere Scheibe enthielt eine radiale Aussparung mit einem Durchmesser von 30 mm. Die Mitte der beiden dickeren Plexiglasscheiben stellt einen Hohlraum im Inneren eines Feststoffisolierstoffes dar. Theoretisch sollten TE in einem Hohlraum bei den Spannungsnulldurchgängen auftreten, und zwar bei beiden Halbwellen.

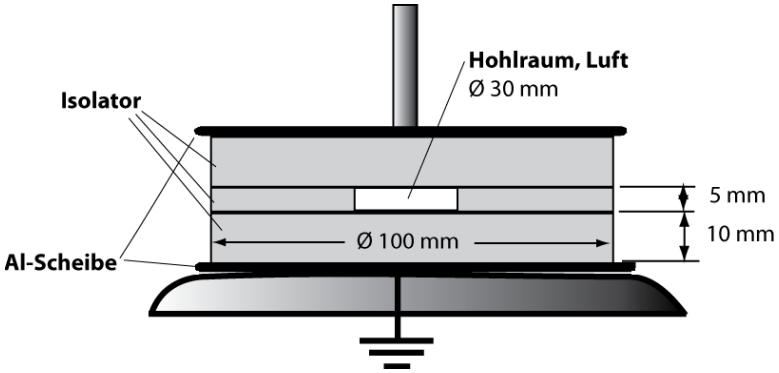


Abb.6. 13 Isolierscheibe mit Hohlraum

Die Messungen haben jedoch gezeigt dass aus mehreren Gründen die im Folgenden genannt werden, die verwendete Anordnung der Theorie nur bedingt folgt. Die Ergebnisse der Messungen zeigen dass es bevor es zu inneren TE im Hohlraum kommen kann, äußere TE zusammen mit Oberflächen-Gleitentladungen auftreten. InAbb.6. 14 und Abb.6.15 ist deutlich zu erkennen dass die auftretenden TE im Bereich zwischen dem Spannungsmaximum und dem Spannungsnulldurchgang in beiden Halbwellen auftreten.
Im Vergleich zu den ersten beiden Anordnungen liegt hier die TE-Einsatzspannung mit 29,4 kV deutlich höher als bei der Spitze-Platte Anordnung mit $U_{TEE} = 7{,}7\ kV$ und die Kugel-Platte Anordnung mit $U_{TEE} = 9{,}4\ kV$. Der Homogenitätsgrad der Anordnung in Abb.6. 13 ist höher als bei der Spitze weil die Ränder der Al-Scheiben gerundete Kanten sind und deshalb eine bessere Feldsteuerung als die Spitze ermöglichen. Der Abstand für die Gleitentladungen ist in diesem Fall größer als bei der Kugel-Platte Anordnung.
Die äußeren TE treten also wegen der ungünstigen Randform der eingesetzten Al-Scheiben auf, welche wegen ihrer nicht-idealen (ideale Feldsteuerung ist vorhanden wenn an den Rändern lokale Feldstärkeüberhöhungen verhindert werden, z.B. Rogowski Profil) Feldsteuerung am Rand Bereiche mit erhöhter elektrischer Feldstärke darstellen. Bei dieser Anordnung ist, aufgrund der Randform der Al-Scheiben, eine Erhöhung der Prüfspannung auf ein Niveau bis innere TE auftreten nicht möglich. Bevor innere TE auftreten erfolgt ein Durchschlag zwischen den Al-Elektroden.
Theoretisch ergibt sich bei derartigen Anordnungen ein Polaritätseffekt. Die Amplitude der TE-Impulse bei der positiven Halbwelle ist höchstens um den Faktor 3 größer als die Amplitude der TE-Impulse bei der negativen Halbwelle. Aus den genannten Gründen jedoch wurde dieser Effekt bei dieser Anordnung nicht beobachtet.
Die hier umgesetzte Ladungsmenge betrug $Q_M = 1760\ pC$, noch ein Indiz dafür, dass es sich hier nicht um innere Entladungen handelt sondern um äußere und Oberflächen-Entladungen mit deutlich höherem Ladungsumsatz als bei der Spitze-Platte Anordnung. Bei inneren TE würde man eine messbare Ladung in der Größenordnung von einigen 10 pC erwarten, abhängig von den Hohlraumdimensionen. Außerdem ist hier wegen der zu großen Dimensionen des Hohlraumes die Gl.3.1 nicht gültig, da diese Gleichung nur

dann gilt, wenn die Hohlraumkapazität viel kleiner als die serielle Kapazität (siehe Abb. 3.1) ist. Eine kleine Berechnung der Größenordnungen dieser Teilkapazitäten mir der in dieser Anordnung gegebenen Abmessungen hat $C_P \cong 23$ pF, $C_0 \cong 20$ pF, $C_S \cong 3$ pF und $C_h \cong 4{,}5$ pF ergeben.

$k_c = 3{,}14\ pC/mV$
$U_{TEE} = 29{,}4\ kV$
$U_{TEA} = 28{,}7\ kV$
$Q_M = 1760\ pC$

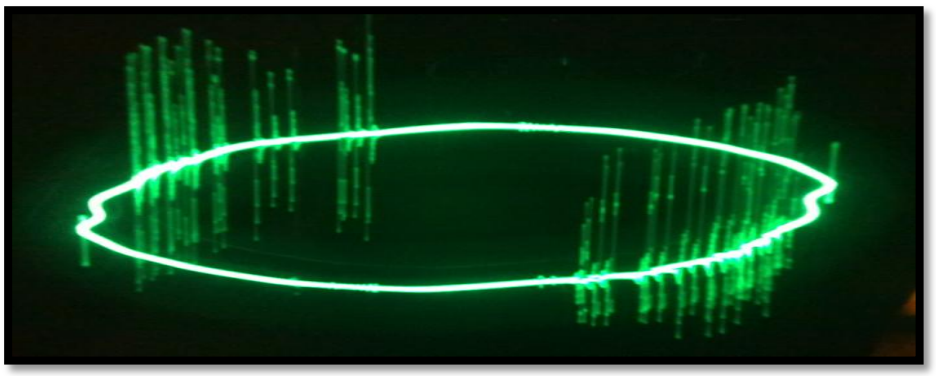


Abb.6. 14 Lissajou-Darstellung _Hohlraum

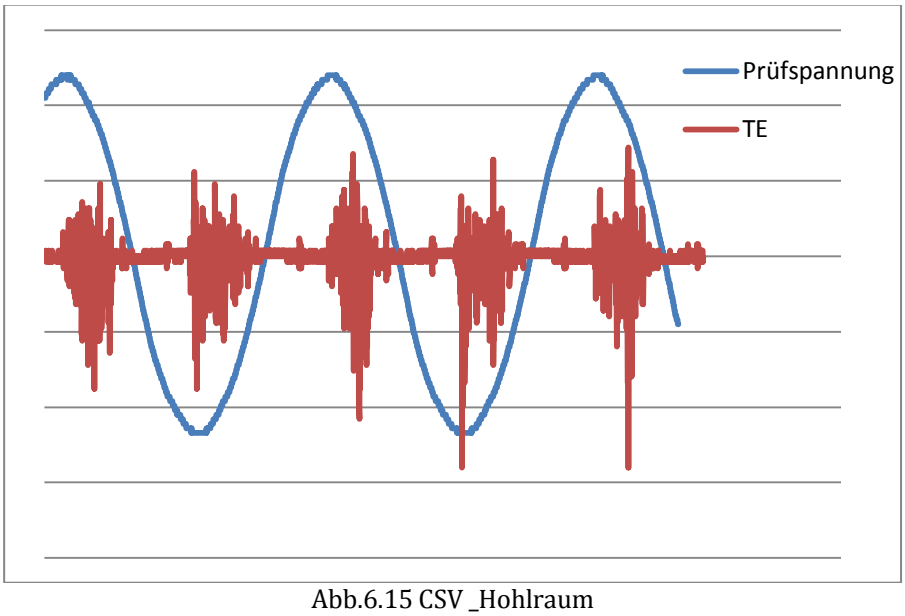


Abb.6.15 CSV _Hohlraum

6.2.4 Hohlraum mit Kontakt zu Elektrode

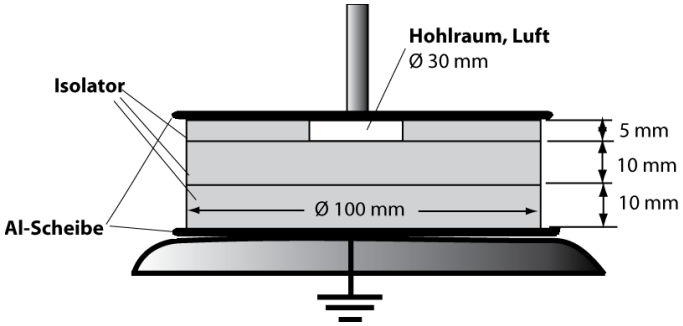


Abb.6. 16 Isolierscheibe mit Hohlraum

Die Anordnung in Abb.6. 16 soll eine Nachbildung eines Hohlraumes mit Kontakt an einer Elektrodenfläche darstellen. Der Theorie nach ergibt sich bei Anordnungen dieses Typs ein Polaritätseffekt. Die Amplitude der TE-Impulse bei der positiven Halbwelle ist mindestens um den Faktor 3 größer als die Amplitude der TE-Impulse bei der negativen Halbwelle. Aus denselben Gründen die unter c) genannt wurden ist dieser Effekt bei dieser Anordnung im Labor nicht zu beobachten. Abb.6.17 und Abb.6.18 zeigen die Messergebnisse. Die TE-Phasenlagen entsprechen jenen bei äußeren und Oberflächenentladungen. Die TE-Einsatzspannung und die umgesetzte Ladungsmenge liegen im ähnlichen Bereich wie bei der Anordnung unter c).

$k_c = 3{,}14\ pC/mV$
$U_{TEE} = 31{,}5\ kV$
$U_{TEA} = 30{,}3\ kV$
$Q_M = 1630\ pC$

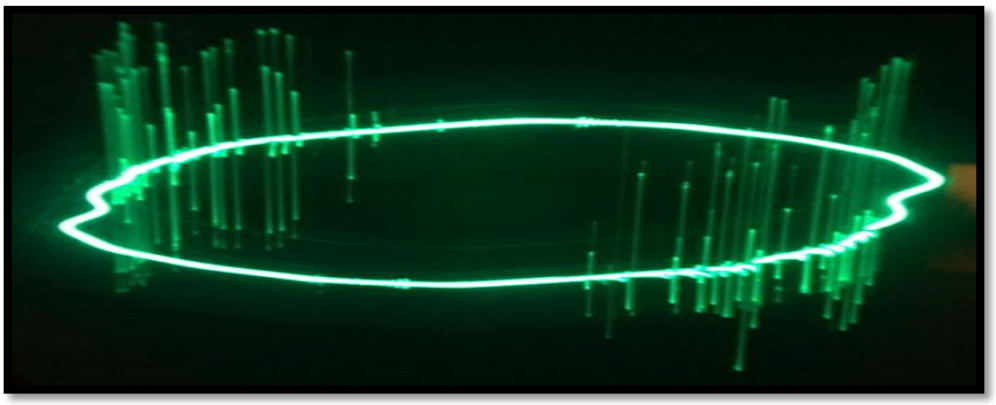


Abb.6.17 Lissajou-Darstellung _Hohlraum

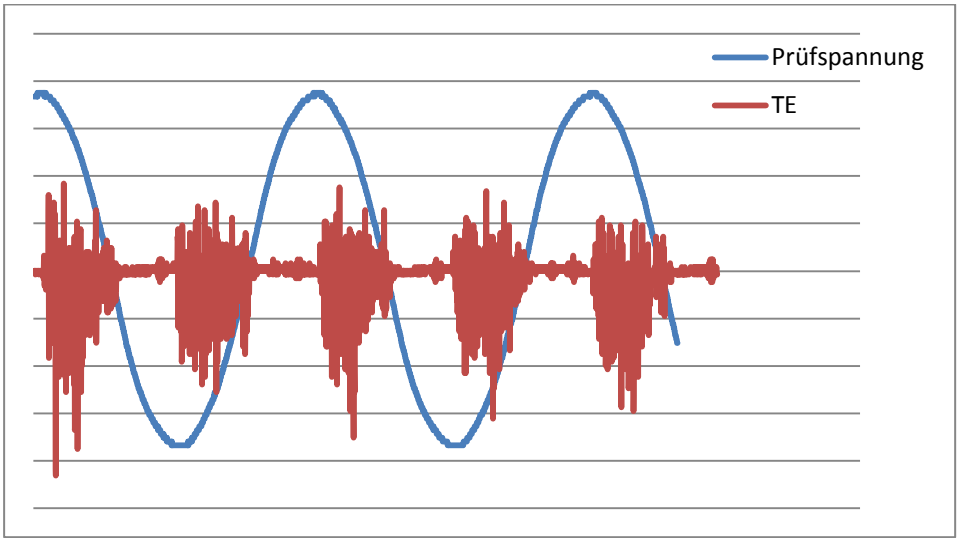


Abb.6.18 CSV _Hohlraum

6.3 Messungen bei Arsenal Research

Im Folgenden sind einige Messungen die bei Arsenal Research gemacht wurden aufgeführt. Der verwendete TE-Detektor war ein moderneres Gerät der Marke „Haefely“ der die Datenausgabe durch ein speziell dafür entwickeltes Software (IEC) ermöglicht.
Es wurde derselbe TE-Prüfkreis wie in Abb.6.1 aufgebaut und daraufhin zwei Messungen absolviert.
Die folgenden Bilder zeigen die Messgeräte, die aufgebauten Anordnungen und die Messergebnisse.

Abb.6. 19 TE-Detektor „Haefely“ links und Kalibrierimpulsgenerator rechts

Abb.6.20 links zeigt eine einfache Anordnung für Oberflächenentladungen. Ein Zylinder auf eine Aluminiumplatte wobei zwischen der Alu-Platte und der unteren geerdeten Metallplatte eine Isolierplatte mit einer Dicke von 5 mm gesetzt wurde. Der Zylinder lag

dabei an Hochspannung gemäß der Schaltung inAbb.6.1. Abb.6.20rechts zeigt das TE-Bild mittels der dabei eingesetzten Software. Die Phasenlage der TE relativ der Prüfspannung ist deutlich zu erkennen und zeigt den typischen Verlauf für Oberflächenentladungen (Gleitentladungen). Die TE-Einsatzspannung lag hier bei 3,3 kV und die Höhe der TE ist aus Abb.6.20 rechst ablesbar. Ein direkter Vergleich mit der Kugel-Platte Anordnung mit Oberflächenentladungen von Abb.6.10 (U_{TEE}=9,4 kV) ist bezüglich der TE-Einsatzspannung nicht möglich da man hier eine Anordnung mit völlig anderen Abmessungen hat. Darüber hinaus hängt der TE-Einsatz von weiteren Bedingungen wie Luftfeuchtigkeit, Oberflächenbeschaffung usw. ab. Die auftretenden TE-Wolken welche unter der Wolke mit dem höchsten Ladungsumsatz auftreten sind damit zu begründen dass diese Reflexionen derselben TE sind, die ihren Ursprung im Prüfling haben. Die TE werden also an verschiedenen Stellen des Prüfkreises reflektiert und gleichzeitig im Prüfkreis mittgekoppelt. Hier ist auch der Polaritätseffekt zu erkennen. Bei der positiven Halbwelle treten TE-Impulse mit größerem Ladungsumsatz als bei der negativen Halbwelle auf. Dass die TE-Häufigkeit bei der negativen größer als bei der positiven Halbwelle ist, ist mit der Unregelmäßigkeit der Gleitentladungen zu erklären ist.

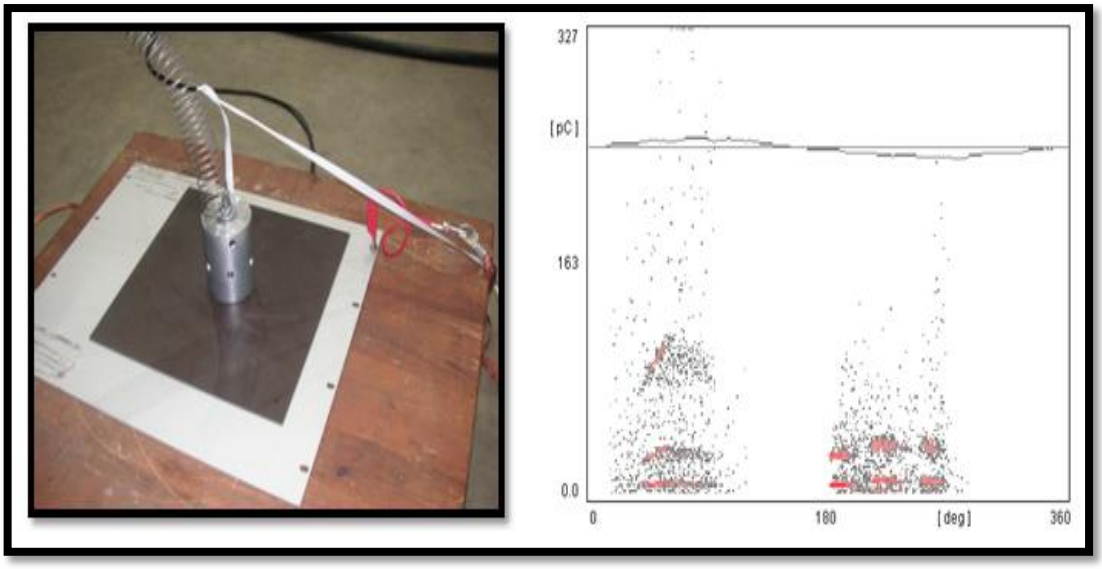


Abb.6.20 Oberflächenentladungen

In Abb.6. 21 ist eine Spitze-Platte Anordnung mit einem Elektrodenabstand von 40 mm dargestellt, welche für die Demonstration von äußeren Entladungen eingesetzt wurde. Die Spitze wurde geerdet und die Platte lag an Hochspannung. Die TE-Einsatzspannung war mit 8,6 kV vergleichbar mit der TE-Einsatzspannung der Spitze-Platte Anordnung von Abb.6.6 die bei 7,7 kV lag. Die umgesetzte Ladungsmenge liegt bei beiden Anordnungen in derselben Größenordnung, wobei die TE nicht in denselben Halbwellen auftreten. Bei der Anordnung von Abb.6.6 lag die Spitze an Hochspannung und bei der Spitze-Platte Anordnung von Abb.6. 21 ist die Spitze geerdet. Der TE-Einsatz bei solchen Anordnungen hängt hauptsächlich von der Oberflächenbeschaffenheit der Elektroden ab, die Form der Spitze und dem Profil der Platte. Trotz der unterschiedlichen Beschaffenheit der Elektroden von den beiden Spitze-Platte Anordnungen liegen die gemessenen Größen relativ nah beieinander (siehe Abb.6.6 und Abb.6. 21).

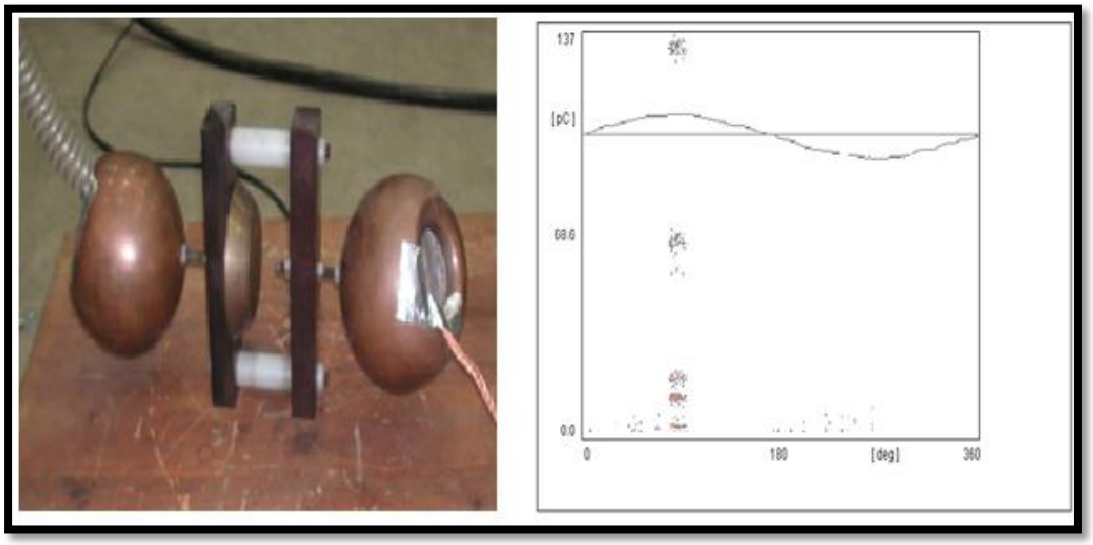


Abb.6. 21 Äußere Entladungen

Zusammenfassung

In den ersten Kapiteln wurde auf die technisch wirtschaftliche Bedeutung der Teilentladungsdiagnostik, die physikalischen Eigenschaften und auf die Methoden der messtechnischen Erfassung der Teilentladungen eingegangen. Es hat sich gezeigt dass besonders die quantitativ richtige Erfassung der TE mit großen Schwierigkeiten verbunden ist. Eine empfindliche vor-Ort Messung ist meistens nur begrenzt möglich, da einerseits die dafür benötigten modernen Messgeräte und Koppelkondensatoren mit hohen Kosten verbunden sind, und andererseits Störungen im Prüfkreis mitteingekoppelt werden, welche die TE-Messung verfälschen können. Die Unterdrückung dieser Störungen ist mit einigem Aufwand nur bedingt möglich, wie z.B. durch moderne Geräte mit beliebig programmierbaren digitalen Filter, die Signale nur in bestimmten Frequenzbändern aufnehmen und bewerten.
Weiters sind die TE-Diagnosemethoden an Kabelanlagen beschrieben, die einen wichtigen Teil des Stromnetzes darstellen. Kabel sind wegen ihrer nicht-selbstheilenden Feststoffisoliersysteme besonders auf Teilentladungen anfällig. Es zeigt sich, dass im Vergleich zu klassischen Diagnoseverfahren, die TE-Messung an Kabelanlagen einige zusätzliche Maßnahmen für eine quantitativ richtige TE-Diagnose benötigt. Neben den durch die Wellenausbreitung bedingten Reflexionen und Überlagerungen, ist zusätzlich die Dämpfung der TE-Impulse im Kabel zu berücksichtigen.
VPE-Hochspannungskabel werden bereits im Werk einer empfindlichen Teilentladungsprüfung unterzogen, so dass Teilentladungen über einem bestimmten Niveau im verlegten Kabel üblicherweise nicht mehr zu erwarten sind. Im Betrieb auftretende Teilentladungen werden häufig von Montagefehlern an Garnituren (Endverschlüsse, Muffen) verursacht.
Im darauffolgenden Kapitel werden einige Lebendauerabschätzungsansätze für elektrische Betriebsmittel vorgestellt, die auf Daten beruhen die verschiedenen technischen Diagnoseverfahren, beschleunigten Alterungsversuchen und Betriebsmittelstatistiken entnommen wurden.
Hauptsächlich existieren drei Vorgangsweisen für die Zustandsbewertung und Abschätzung von Ausfallswahrscheinlichkeiten elektrischer Betriebsmittel. Je nachdem ob ein elektrisches Betriebsmittels in einer höheren oder niedrigen Anzahl an einem Bestimmten Netz vorhanden ist, lassen sich geeignete Methoden der Zustandsbewertung anwenden.
Alle diese Methoden bedienen sich der mathematischen Werkzeuge der Statistik die auch für die Erstellung von Prognosen für das zukünftige Verhalten elektrischer Betriebsmittel hinsichtlich Alterung, Zustand und deren Ausfälle verwendet werden.
Trotz der zahlreichen Zustandsbewertungsmethoden durch die technische Diagnostik, Betriebsstatistiken und mathematischen Alterungsmodellen ist die Zustandsbewertung eines Betriebsmittels sehr viel an die subjektive erfahrungsbezogene Entscheidung des Experten gebunden.
Abschließend wurde durch einige Labormessungen mit relativ einfachen Anordnungen versucht, qualitativ die vorher beschriebenen Methoden der konventionellen TE-Messung und die TE-Arten mit verschiedenen Anordnungen experimentell zu ergänzen.

Abbildungs- und Tabellenverzeichnis

Abb. 2.1 Erscheinungsformen von Gasentladungen, Begriffe 4
Abb. 2.2 _1-Hohlraum, 2-Treeing 5
Abb. 2.3 Klassifizierung von TE 6
Abb. 2.4 Typische Anordnungen mit Teilentladungen [2] 7
Abb. 2.5 Innere TE in einem gasgefüllten Hohlraum [7] 8
Abb. 2.6 Ersatzschaltbild eines Hohlraumkapazitäts [2] 8
Abb. 2.7 TE unterhalb Ue [7] 12
Abb. 2.8 Typische Anordnungen mit äußeren Teilentladungen [2] 13
Abb. 2.9 Koronaentladungen in einer gasisolierten Spitze-Platte Anordnung [7] 14
Abb. 2.10 Ersatzschaltbild für die Anordnung Abb.2.8 a) und b) [2] 15
Abb.2.11 Beobachtung der TE bei einer Spitze-Plate, Messung in AR. TEE bei 8,6 kV. 16
Abb. 2. 12 Beobachtung der TE bei einer Zylinder-Plate Anordnung, Messung in Arsenal Research. TEE bei 3.3 kV. 16
Abb. 2. 13 Teilentladungsverläufe beobachtet mit einem Oszilloskop [7] 17
Abb. 2.14 Teilentladungsquellen in Gasen [7] 18
Abb. 2.15 Teilentladungsquellen in Flüssigkeiten [7] 19
Abb. 2.16 Teilentladungsquellen in festen Stoffen [7] 20
Abb. 3.1 Ersatzschaltbild für die Entstehung von TE in einfachen Isolieranordnungen 23
Abb. 3.2 TE-Prüfkreis –Grundschaltung in zwei Varianten [7] 24
Abb. 3.3 Grundvarianten der TE-Prüftechnik (Messtechnik) 27
Abb. 3.4 Einfluss von $Ck\ und\ CP\ auf\ Qm$ [1] 29
Abb. 3. 5 Prinzip der Kalibrierimpulserzeugung 30
Abb. 3.6 Kalibrieren der TE-Messeinrichtung 31
Abb. 3.7 Grundschaltung zum Kalibrieren der TE-Messeinrichtung 32
Abb. 3.8 Ankopplungsvierpol im typischen Abschirmkasten mit Schaltbild [Arsenal Research] 34
Abb.3.9 Stromwandler als HF-Trafos zur TE-Auskopplung [1] 35
Abb. 3.10 Idealisierter TE-Impuls [2] 37
Abb. 3.11 Breitband TE-Detektorsystem (RLC Ankopplung) [4] 40
Abb. 3.12 Stoßantwort s(t) eines idealisierten begrenzt breitbandigen Systems [2] 40
Abb. 3.13 Stoßantwort s(t) eines idealisierten Schmalbandsystems [2] 42
Abb. 3.14 Anzeige von TE-Messgeräten in Abhängigkeit von der Impulshäufigkeit n [2] 43
Abb. 3.15 Breitbandige Integration durch einen RC-Tiefpass [7] 44
Abb. 3.16 Beispiele (Qualitativ) für die Invarianz der Impulsladung [2] 45
Abb. 3.17 Klassifizierung der TE-Messegräte zur Messung der scheinbaren Ladung [2] 46
Abb. 3.18 Übersicht über die Störquellen in einem TE-Prüf- und Messkreis [4] 47
Abb. 3.19 Brückenmessung mit ersetztem Koppelkondensator 50
Abb. 4.1 Aufbau eines VPE-Isolierten Hochspannungskabels [1] 52
Abb. 4.2 „Electrical Tree“ in Polyethylen [1] 53
Tabelle 4.1 Trend bzw. Grenzwerte für TE-Pegel 58
Abb. 4.3 Impulsausbreitung im Kabel [2] 59
Abb. 4. 4 Anschluss des Doppelimpulsgenerators [2] 60
Abb. 4.5 Doppeldiagramm Typ 1, [2] 61
Abb. 4.6 Doppeldiagramm Typ 2, [2] 62
Abb. 4.7 Doppeldiagramm Typ 3, [2] 62
Abb. 4.8 Schematische Ortung der verschiedenen Ortungsverfahren [2] 65
Abb. 4.9 Oszilloskopenbild eines TE-Impulses mit Reflexion 65
Abb. 4.10 TE-Prüfkreis mit geerdetem Prüfling 67
Abb. 4.11 TE-Prüfkreis mit geerdetem Koppelkondensator 68
Abb. 4.12 Brückenschaltung als TE-Prüfkreis 68
Abb. 4.13 Prinzip der dreiphasigen Brückenauskopplung im Erdzweig [1] 70
Abb. 4.14 Ausführungsformen kapazitiver Sensoren [1] 71
Abb. 4.15 Signaldämpfung in Abhängigkeit vom Messort [1] 72
Abb. 4.16 400 kV-Aufschiebemuffe mit RKS innerhalb des Muffengehäuses [1] 73
Abb. 4.17 Funktionsprinzip des RKS 73

Abb. 4.18 Ausgangssignale induktiv abgeschirmter RKS [1] 74
Abb. 4.19 Prinzip Rogowski Spule [1] 75
Abb. 5.1 Prinzip der Alterung eines elektrischen Isoliersystems 77
Abb. 5.2 Beispiele möglicher Alterungsmechanismen nichtselbstheilender isoliersrtoffe [5] 78
Abb. 5.3 Begriffe der Alterung, Deterioration, Degradation [5] 79
Abb. 5.4 Inverse Power Law [5] 80
Abb. 5.5 Flussdiagramm der elektrischen Alterung von Isoliersystemen [5] 81
Abb. 5.6 Komponenten und Aufgabenaufteilung der Technischen Diagnostik 83
Abb. 5.7 Möglichkeiten der technischen Diagnostik 84
Abb. 5.8 Lokalisieren eines Fehlerortes im Sterndiagramm 90
Abb. 5.9 Verfahren für eine Zustandsbewertung elektrischer Betriebsmittel 92
Abb. 5.10 Prinzipieller Verlauf einer Lebensdauerkennlinie [5] 93
Abb.5. 11 Ergebnisse eines Alterungsversuchs mit Modelkabeln [5] 97
Abb.5. 12 Wirkungsweise von Arrhenius-Gleichung und „Inverse-Power Law“ [5] 97
Abb.5. 13 Wechselspannungsfest. von VPE-Kabel unterschiedlicher Bauart und Betriebsalter [5] 98
Abb.5.14 Bildung eines mathematischen Modells aus den Werten von Abb.5.14 [5] 99
Abb.5. 15 Tendenz der Minimal-und Mittelwerte aus abb.5.14 [5] 99
Abb.5. 16 Verlauf einer typischen F(t) und f(t) [5] 102
Abb.5. 17 Verlauf einer typischen F(t) und ihrer R(t) [5] 103
Abb.5.18 Verlauf typischen Wahrscheinlichkeitsfunktionen, und Ausfallsrate [5] 104
Tabelle 5.1 Parameter von Statistiken und deren Darstellungsmöglichkeiten [5] 106
Abb.5.19 Prinzipielles Alterungsverhalten von Kunststoff- und Öl-Papier Isoliersystemen [5] 107
Abb.5.20 Einfluss der Temperatur auf die Alterung eines VPE-Modellkabels [5] 108
Abb.5.21 a) Bäumchenwachstum im PE Modell [5] 109
Abb.5.22 Einfluss der Spannung auf die Alterung eines VPE-Modellkabels [5] 109
Abb.5. 23 Auswahl möglicher Diagnoseverfahren von Kunststoffkabelisolierungen [5] 110
Abb.5.24 Wechselspannungsfest. von kunststoffisolierten Kabeln bei beschleunigter Alterung [5] 112
Abb.5.25 Wechselspannungsfestigkeiten von im Betrieb gealterten VPE-Kabeln [5] 113
Abb.5.26 FGH Stufentest für Isoliersysteme [5] 113
Abb.5. 27 Wechselspannungsfestigkeit eines VPE-Kabels über dessen Produktionslänge [5] 115
Abb.5. 28 Wechselspannungsfestigkeiten von Kabeln während beschleunigter Alterung [5] 115
Abb.5. 29 Zeitpunkte und Ausfallsraten der durchgeführten Versuche [5] 116
Tabelle 5.2 Zeitpunkte und Ausfallsraten der Versuche B, C und D [5] 116
Tabelle 5.3 Zeitpunkte und Ausfallsraten der Versuche E, F, und G [5] 116
Abb.5. 30 Mittelwert, 5% und 95 % Quantil der Wechselspannungsfestigkeit von Kabel während beschleunigter Alterung [5] 117
Abb.5. 31 Verteilung der Belastung f(u) und Belastbarkeit F(u, ti) [5] 118
Abb.5. 32 Gegenüberstellung der berechneten Ausfallsraten mit Werten aus den Versuch [5] 118
Abb.6.1 TE-Prüfkreis 119
Abb.6.2 Der TE-Detektor „Robinson“ 120
Abb.6.3 Messimpedanz AKV (Zm) 120
Abb.6.4 Kalibrierimpulsgenerator a) und b)Lissajou-Ellipse 121
Abb.6. 5 Der geschirmte Hochspannungsraum und die Prüfschaltung 122
Abb.6.6 Spitze-Platte Anordnung (Spitze an Hochspannung) 123
Abb.6.7 Lissajou-Darstellung Spitze-Platte 124
Abb.6.8 Oszilloskopenbild Spitze-Platte 124
Abb.6.9 CSV Spitze-Platte (korrigiert) 124
Abb.6.10 Kugel-Isolator-Al-Scheibe Anordnung 125
Abb.6.11 Lissajou-Darstellung _Kugel-Platte 126
Abb.6.12 CSV _Kugel-Platte 126
Abb.6. 13 Isolierscheibe mit Hohlraum 127
Abb.6. 14 Lissajou-Darstellung _Hohlraum 128
Abb.6.15 CSV _Hohlraum 128
Abb.6. 16 Isolierscheibe mit Hohlraum 129
Abb.6.17 Lissajou-Darstellung _Hohlraum 129
Abb.6.18 CSV _Hohlraum 130
Abb.6. 19 TE-Detektor „Haefely“ links und Kalibrierimpulsgenerator rechts 130
Abb.6.20 Oberflächenentladungen 131
Abb.6. 21 Äußere Entladungen 132

Literaturverzeichnis

[1] Rethmeier, Kay
Neue Auskoppelverfahren und Sensoren zur vor-Ort Teilentladungsmessung an Hochspannungskabelanlagen,
Dissertation, Institut für Energie-und Automatisierungstechnik, TU Berlin, 2006

[2] Dieter König – Y. Narayana Rao
Teilentladungen in Betriebsmitteln der Energietechnik-Berlin; Offenbach: vde-Verlag 1993

[3] Richard Porzel, Ernst Neudert, Mathias Sturm
Diagnostik in der elektrischen Energietechnik / Renningen Malmsheim; expert-Verl. 1996

[4] M. Beyer, W. Boeck, K. Möller, W. Zaengl
Hochspannungstechnik, Theoretische und praktische Grundlagen für die Anwendung/
Springer Verlag 1992

[5] Körbler, Bernhard
Zustandsbewertung von Betriebsmitteln in der elektrischen Energietechnik,
Dissertation, Fakultät für Elektrotechnik und Informationstechnik, TU Graz, 2004

[6] Burgener, Hans-Peter
Das Teilentladungsverhalten in Mikrohohlräumen polymerer Isoliermaterialien,
Hartung- Gorre Verlag, Konstanz, 2003

[7] Küchler, Andreas
Hochspannungstechnik, Grundlagen , Technologie, Anwendungen
Fachhochschule Würzburg – Schweinfurt; 2 Auflage; Springer- Verlag 2005

[8] Voigt, Günther
TE Messungen an betriebsgealterten Mittelspannungskabel
Fachhochschule Konstanz – 2002