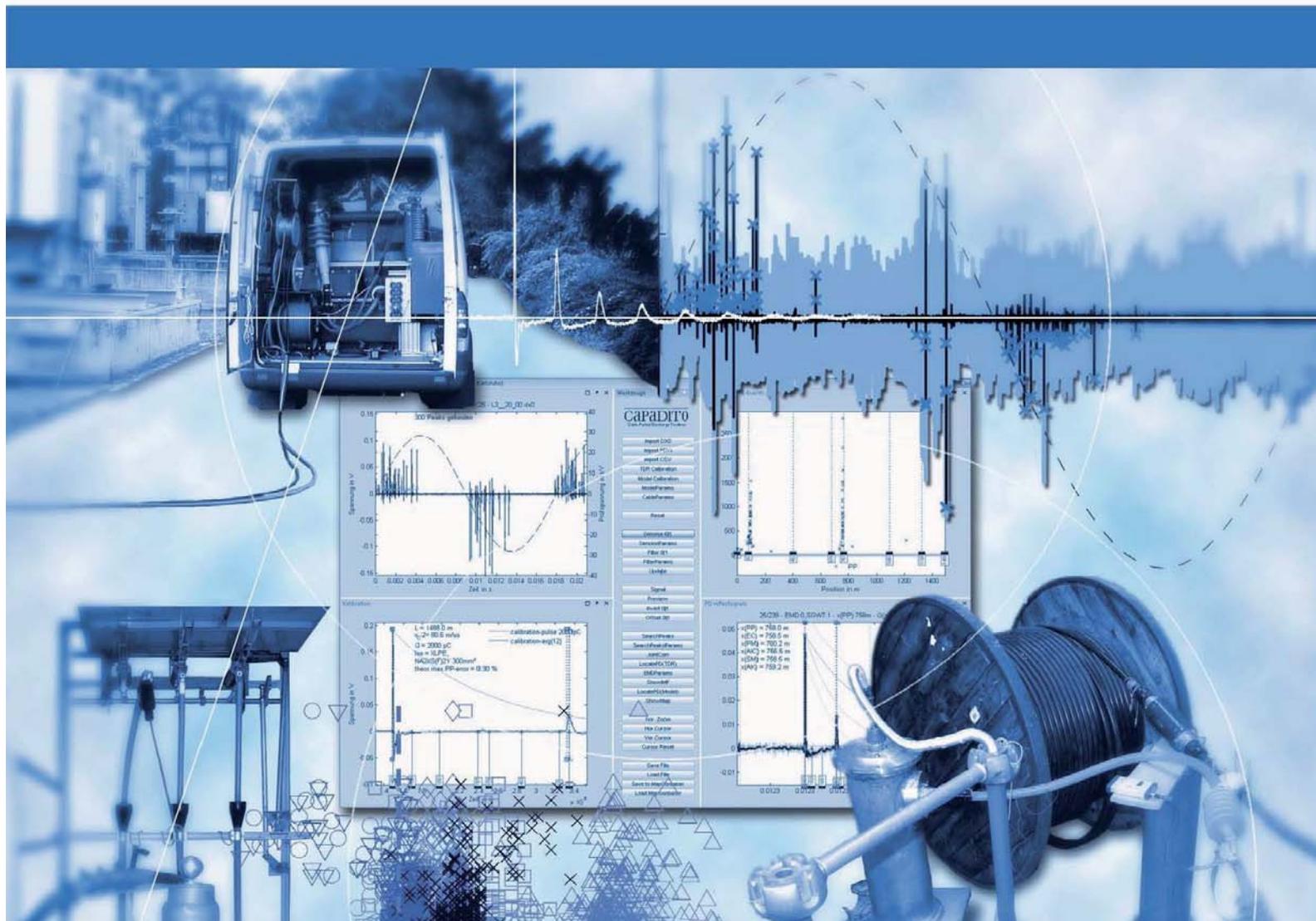


Christoph Herold

Verfahren zur automatisierten Teilentladungsdiagnostik von Energiekabeln



Cuvillier Verlag Göttingen
Internationaler wissenschaftlicher Fachverlag



Verfahren zur automatisierten Teilentladungsdiagnostik von Energiekabeln





Verfahren zur automatisierten Teilentladungsdiagnostik von Energiekabeln

Zur Erlangung des akademischen Grades eines

Doktor-Ingenieurs

von der Fakultät für
Elektrotechnik und Informationstechnik
des Karlsruher Instituts für Technologie (KIT)
genehmigte

Dissertation

von

Dipl.-Ing. *Christoph Herold*
aus Emmendingen

Tag der mündlichen Prüfung: 8. Mai 2012

Hauptreferent: Prof. Dr.-Ing. Thomas Leibfried

Korreferent: Prof. Dr.-Ing. Stefan Tenbohlen



Bibliografische Information der Deutschen Nationalbibliothek

Die Deutsche Nationalbibliothek verzeichnet diese Publikation in der Deutschen Nationalbibliografie; detaillierte bibliografische Daten sind im Internet über <http://dnb.d-nb.de> abrufbar.

1. Aufl. - Göttingen: Cuvillier, 2012

Zugl.: (KIT) Karlsruhe, Univ., Diss., 2012

978-3-95404-111-4

© CUVILLIER VERLAG, Göttingen 2012

Nonnenstieg 8, 37075 Göttingen

Telefon: 0551-54724-0

Telefax: 0551-54724-21

www.cuvillier.de

Alle Rechte vorbehalten. Ohne ausdrückliche Genehmigung des Verlages ist es nicht gestattet, das Buch oder Teile daraus auf fotomechanischem Weg (Fotokopie, Mikrokopie) zu vervielfältigen.

1. Auflage, 2012

Gedruckt auf säurefreiem Papier

978-3-95404-111-4



Vorwort

Die vorliegende Arbeit entstand während meiner Tätigkeit als wissenschaftlicher Angestellter am *Institut für Elektroenergiesysteme und Hochspannungstechnik* (IEH) der Universität Karlsruhe (TH), die mittlerweile in das Karlsruher Institut für Technologie (KIT) übergegangen ist. An dieser Stelle möchte ich all denjenigen danken, die mich bei der Anfertigung dieser Dissertation unterstützt haben.

Mein besonderer Dank gebührt meinem Doktorvater Herrn Prof. Dr.-Ing. Thomas Leibfried für die Übernahme des Hauptreferats, die jederzeit gewährte fachliche Unterstützung und die verantwortungsvolle Einbindung in andere Aufgabenfelder. Ganz besonders bedanke ich mich für das äußerst vertrauensvolle und offene Verhältnis, sowie für den Erfahrungsaustausch in väterlichen Angelegenheiten. Für die ausgezeichneten technisch-wissenschaftlichen wie auch sehr kollegialen Arbeitsbedingungen am IEH möchte ich ihm herzlich danken.

Herrn Prof. Dr.-Ing. Stefan Tenbohlen danke ich für die Übernahme des Korreferats und für sein Interesse an dieser Arbeit.

Herrn Prof. Dr.-Ing. Gerhard Weissmüller danke ich für die langjährige thematische und finanzielle Unterstützung im Rahmen der Kooperation mit der Technische Werke Ludwigshafen AG.

Großer Dank gilt meinen ehemaligen und aktuellen Kollegen für die sehr harmonische und freundschaftliche Zusammenarbeit. Pflegt die Dachterrasse, den Grill, den Flurfunk, den Humor und die entstandenen Freundschaften! Ich habe die Zeit mit Euch immer sehr genossen und hoffe, dass wir uns hier und da wiedersehen.

Allen meinen Studenten, die mich im Rahmen von Studien-, Bachelor-, HiWi- und Diplomarbeiten tatkräftig unterstützt haben, möchte ich herzlich danken.

Herrn Dr.-Ing. Martin Sack möchte ich für die vielen wertvollen fachlichen Diskussionen, Tipps und die Unterstützung danken, die er mir während meiner Zeit am IEH und IHM zuteil werden ließ.

Ich möchte sehr herzlich meinem „Getti“ Joe danken, der mir in vielen Lebenssituationen und meiner technischen Ausbildung immer ein wichtiger Mentor war und ist.

Weiter danke ich meinem Kollegen Michael Jaya für das Korrekturlesen der Arbeit und das entstandene, sehr freundschaftliche Verhältnis. Frau Eva-Maria Schubart

möchte ich danken für die Suche nach Rechtschreib-, Kommata- und Grammatikfehlern und die sehr nette Zusammenarbeit.

Bei den Mitarbeitern des elektromechanischen Servicelabors und des Sekretariats bedanke ich mich für ihre Mithilfe. Insbesondere möchte Herrn Otto Müller für seine Ratschläge und Unterstützung bei allerlei technischen Problemen herzlichen Dank sagen.

Meinen Eltern Franziska und Gottfried Herold möchte ich von ganzem Herzen für ihre uneingeschränkte Liebe, Herzlichkeit und Unterstützung gegenüber meiner Familie und mir danken. Dies gilt natürlich auch meinen Geschwistern Mathias, Katharina und Dorothe Herold und deren Anhängen - wir verbringen immer wieder schöne Stunden mit Euch.

Den allergrößten Dank richte ich an meine Frau Karin und an unsere beiden Kinder. Ihr ward und seid für mich das größte Glück, die größte Stütze und die größte Freude; die schönste Ablenkung, die größte Quelle meiner Leidenschaft und Kraft. Dafür danke und liebe ich Euch von ganzem Herzen.

Karlsruhe, im Mai 2012

Christoph Herold



Inhalt

1	Einleitung	1
1.1	Einsatz von Energiekabeln im Energieversorgungsnetz	2
1.2	Schädigungs- und Alterungsmechanismen bei Kabeln	3
1.3	Energiekabeldiagnostik	5
1.3.1	Spannungsprüfungen	6
1.3.2	Nicht-destruktive Diagnostik	7
1.3.2.1	Verlustfaktormessung ($\tan \delta$)	7
1.3.2.2	Wiederkehrspannungsmessung (RVM)	7
1.3.2.3	Impedanzspektroskopie (PDC/IRC/FDS)	7
1.3.2.4	Teilentladungsmessung (TE-Messung)	8
1.4	Stand der Technik bei der Kabel-TE-Messung	9
1.5	Herausforderungen bei der Kabel-TE-Messung.	10
1.5.1	Dämpfung und Dispersion von Impulsen	10
1.5.2	Methoden zur Ankunftszeitbestimmung	10
1.5.3	Blindlänge	11
1.5.4	Überlagerung von Reflektogrammen.	13
1.5.5	Mischkabelstrecken	14
1.5.6	Einkopplung von Störsignalen.	15
1.5.6.1	Störunterdrückung im Bereich des Messaufbaus	17
1.5.6.2	Störunterdrückung am TE-Messsystem	17
1.5.6.3	Störunterdrückung durch digitale Signalverarbeitung	18
1.5.7	Mechanische Fehlerquellen.	18
1.5.8	Objektive Verarbeitung der Daten	18
1.6	Ziele der Arbeit	19
2	Teilentladungsmessung	21
2.1	Grundlagen der Teilentladungsmessung	21
2.1.1	Teilentladungsarten	21
2.1.1.1	Äußere Teilentladungen	22
2.1.1.2	Oberflächenentladungen	22
2.1.1.3	Innere Teilentladungen	22



2.1.2	Bestimmung der scheinbaren Ladung	23
2.1.2.1	Quasiintegration	24
2.1.2.2	Integration im Zeitbereich	24
2.1.3	Messsysteme für die TE-Messung	25
2.1.3.1	Klassischer TE-Messkreis	25
2.1.3.2	Unkonventionelle TE-Auskopplung	26
2.2	Teilentladungsdiagnostik an Energiekabeln	27
2.3	Verfahren zur Vor-Ort-Messung von TE in Kabeln	27
2.3.1	Offline-Teilentladungsmessung an Energiekabeln	28
2.3.1.1	Komponenten des Prüfaufbaus	28
2.3.1.2	Messablauf	29
2.3.2	Online-Teilentladungsmessung an Energiekabeln	30
2.3.3	Erfassung von TE an Garnituren	30
2.4	Methoden zur Ortung von TE in Energiekabeln	31
2.4.1	Reflektometrie im Zeitbereich (TDR)	31
2.4.2	Modellbasiertes Ortungsverfahren	33
2.5	Methoden zur Bestimmung der scheinbaren Ladung in Energiekabeln	34
2.5.1	Doppelimpulse	34
2.5.2	Dämpfungskompensierte Ladungsbestimmung	34
2.5.3	Auswertung der Impulsamplituden	35
2.5.4	Integration im Zeitbereich	36
2.5.5	Quasiintegration	36
3	Modellierung	39
3.1	Aufbau von Energiekabeln	39
3.2	Eigenschaften und Modellbildung von Energiekabeln	40
3.2.1	Allgemeine Leitungsgleichungen	41
3.2.2	Leitungsgleichungen in Vierpolform	45
3.2.2.1	Eingangsimpedanz einer Leitung mit Abschluss	46
3.2.3	Leitung mit Abschlüssen und Quelle am Leitungsanfang	46
3.2.4	Leitung mit Abschlüssen und ortsabhängiger Quelle.	48
3.2.5	Bestimmung der Leitungsbeläge	49
3.2.6	Bestimmung der Modellparameter	53
3.2.6.1	Koaxialkabelstrecke	53
3.2.6.2	VPE-Kabelstrecke	54
3.2.7	Mathematische Beschreibung eines Teilentladungsimpulses	56
3.2.7.1	Doppelexponentialfunktion	57
3.2.7.2	Symmetrischer Gaußimpuls	57

3.2.8	Ladungsbestimmung bei der Modellierung von Kabel-TE	59
3.2.9	Verifikation der Kabelmodelle.	59
3.2.10	Modellierung von Mischkabelstrecken und Verzweigungen.	61
3.3	Modellbasiertes Ortungsverfahren.	63
3.3.1	Funktionsweise des Ortungsprozesses	64
3.3.2	Flächendifferenzverfahren	64
3.3.3	Kreuzkorrelationsverfahren.	65
3.3.4	Ladungsbestimmung	66
4	Aufbau eines Offline-Kabel-TE-Messsystems	67
4.1	Anforderungen an ein Kabel-TE-Messsystem	67
4.2	Messaufbau.	68
4.3	Geschirmte kapazitive Ankoppeleinheit	69
4.3.1	Aufbau	69
4.3.2	Hochspannungsfiterdurchführung	71
4.3.3	Frequenzantwort der geschirmten Ankoppeleinheit	72
4.3.4	Unterdrückung leitungsgebundener Störsignale	73
4.3.5	Unterdrückung gestrahlter Störsignale	74
4.4	Induktive Auskopplung	78
4.5	Ankopplungsvierpol	81
4.6	Bestimmung der Übertragungsfunktionen	83
4.7	Bestimmung der Eingangsimpedanzen	84
4.8	Mesrechner und Software	86
5	Signalverarbeitung	91
5.1	Methoden zur Rausch- und Störunterdrückung	91
5.1.1	Fourier-Analyse	92
5.1.2	Wavelet-Analyse	93
5.1.2.1	Wavelet-Transformation	93
5.1.2.2	Diskrete Wavelet-Transformation (DWT)	94
5.1.2.3	Second Generation Wavelet Transformation (SGWT)	98
5.1.2.4	De-noising mittels Hard- und Soft-Thresholding	100
5.1.3	Empirical Mode Decomposition (EMD)	101
5.1.3.1	Der EMD-Algorithmus	102
5.1.3.2	Der Sifting-Prozess	103
5.1.3.3	EMD-De-noising durch partielle Rekonstruktion	105
5.1.3.4	Schwellwertbasiertes EMD-De-noising (EMD-DT)	108
5.1.3.5	Interval-Thresholding (EMD-IT)	109
5.1.3.6	Iterative Intervall-Thresholding (EMD-IIT)	110



5.1.3.7	Clear Iterative Interval-Thresholding (EMD-CIIT)	111
5.2	Bestimmung der Ankunftszeit von Impulsen	114
5.2.1	Peak Detektion (PP)	115
5.2.2	Schwellwertmethode (SM).	115
5.2.2.1	Schwellwertbestimmung nach Donoho	116
5.2.2.2	Iterative Schwellwert-Methode	117
5.2.3	Energiekriterium (EC)	117
5.2.4	Akaike Information Criterion (AIC)	119
5.2.5	Phasenmethode (PM)	120
5.2.6	Autokorrelationsmethode (AK)	122
5.2.7	Simulationen	124
6	Ergebnisse	127
6.1	Modellierung von Kabelstrecken	128
6.2	Simulative Untersuchungen an Koaxialkabeln	130
6.2.1	Qualifikation der Ortungsverfahren	130
6.2.2	Qualifikation der De-noising Verfahren	134
6.2.3	Kompensation der Dämpfung bei der Ladungsbestimmung	140
6.3	Untersuchungen an einer Energiekabelstrecke im Labor	142
6.3.1	Lokalisierung mittels TDR.	142
6.3.2	Lokalisierung mittels modellbasierter Ortung	148
6.4	Auswertung von TE-Messungen an realen Strecken	150
6.4.1	Automatisierte Verarbeitung von Kabel-TE Messdaten.	150
6.4.1.1	Kalibration	150
6.4.1.2	Vorverarbeitung Messdatensatz	151
6.4.1.3	Identifikation und Ortung von Reflektogrammen	151
6.4.1.4	Darstellung des Ortungsergebnisses	153
6.4.2	Ergebnisse SGWT-De-noising.	153
6.4.3	Ergebnisse der partiellen Rekonstruktion mittels EMD	155
6.4.4	Erhöhung der Ortungsgenauigkeit bei realen Kabelstrecken	156
7	Zusammenfassung	159
7.1	Ausblick	161
	Literaturverzeichnis	163



Kapitel 1

Einleitung

Die zuverlässige und sichere Versorgung mit elektrischer Energie stellt eines der wichtigsten Kriterien für wirtschaftliches Wachstum und Wohlstand dar. Betrachtet man die Entwicklung des Bruttoinlandsproduktes und des Bruttostromverbrauches in Deutschland, so erkennt man die annähernd proportionale Verknüpfung dieser beiden Größen. Der technologisch hohe Standard, wie er beispielsweise im deutschen Energienetz gehalten wird, erfordert gut durchdachte Investitions- und Instandhaltungsmaßnahmen, um im liberalisierten Strommarkt wettbewerbsfähig zu bleiben.

Gerade im Bereich der Übertragungs- und Verteilnetze sind deshalb Werkzeuge notwendig, die es ermöglichen, Anlagen zu diagnostizieren und zu überwachen. Allein in Deutschland sind Hunderttausende von Kilometern verschiedenster Energiekabel unterschiedlicher Bauart, Spannungsebene und unterschiedlichen Alters verlegt. Ein Großteil der eingesetzten Kabel ist mittlerweile deutlich über 40 Jahre alt, weshalb eine aussagekräftige Zustandsbewertung nicht zuletzt aus wirtschaftlichen Gründen immer dringlicher wird. Energiekabelnetze kommen vor allem im 20 kV Mittelspannungsnetz zum Einsatz, um elektrische Energie in dicht besiedelten Gebieten unterirdisch an Industrie und Haushalte zu verteilen. Je nach geforderter Streckenlänge werden einzelne Kabelsegmente an den Stoßstellen mittels Muffen verbunden. Dabei handelt es sich häufig um Mischkabelsysteme, das heißt es werden unterschiedliche Kabeltypen, wie beispielsweise moderne kunststoffisolierte Kabel, mit papierisolierten Kabeln (Papiermassekabeln) älterer Bauart kombiniert. Da eine Neuverlegung von Energiekabeln eine enorme Kostenfrage ist, werden bestehende Kabelstrecken so lange wie möglich betrieben.

Die Ausreizung der Übertragungskapazität und der Einsatzdauer solcher Kabelnetze kann zu Fehlern im Kabel führen. Die Alterung der Kabelisolierung, bedingt durch thermische Beanspruchung, Oxidation, Eindringen von Wasser oder Abwandern von Imprägniermasse in Papiermassekabeln, ist nur eine mögliche Ursache von Kurzschlüssen in Energiekabeln. Auch Beschädigungen des Kabelmantels durch äußere Einflüsse, Montagefehler, insbesondere bei Muffen, oder andere mechanische

Einwirkungen können nach einer gewissen Zeit zu Ausfällen führen. Solche Phänomene können sich durch das Auftreten von Teilentladungen (TE) bemerkbar machen, die als Wanderwellen entlang des Kabels laufen und an den Kabelenden messbar sind.

In dieser Arbeit soll die Teilentladungsdiagnose zur zerstörungsfreien Lokalisierung von Schwachstellen in Energiekabeln sowie die Analyse und Auswertung der anfallenden umfangreichen Messdaten untersucht und verbessert werden. Für Vor-Ort-Messungen sollen hardware- und softwareseitige Maßnahmen zur Störunterdrückung implementiert und der Automatisierungsgrad sowie die Ortungsgenauigkeit erhöht werden. Auf Basis von Modellen und Simulationen sollen neuartige Verfahren für die automatisierte Teilentladungsdiagnose an realen Energiekabeln erprobt und verifiziert werden.

1.1 Einsatz von Energiekabeln im Energieversorgungsnetz

Die Versorgung mit elektrischer Energie in Deutschland wird im städtischen Bereich vor allem mit Energiekabeln realisiert. Eine starke Vermaschung und, bei höheren Spannungsebenen, das (n-1)-Prinzip, sorgen für eine hohe Sicherheit, Zuverlässigkeit und Verfügbarkeit der elektrischen Energieversorgung [85].

Energiekabel oder Starkstromkabel werden zur Übertragung und Verteilung von elektrischer Energie im Energieversorgungsnetz eingesetzt. Im Gegensatz zu Freileitungen werden Kabel zumeist im Erdreich, in Rohren, Schächten oder Tunneln verlegt und erfordern aus diesem Grund umfangreiche Tiefbaumaßnahmen zur Verlegung und Reparatur. Außerdem kommt bei Kabeln ein Feststoffisolator (Dielektrikum) zum Einsatz, der den spannungsführenden Innenleiter zylinderförmig umgibt und vom geerdeten Außenleiter (Schirm) trennt. Bei Freileitungen stellt die umgebende Luft das quasi selbst reparierende Dielektrikum zwischen Hochspannungspotential und Erde dar.

Eine Erhöhung der Spannung und/oder des Leiterquerschnitts ermöglicht die Vergrößerung der über das Kabel transportierbaren Leistung. Gleichzeitig muss eine erfolgreiche Abfuhr von Wärme, die maßgeblich durch Stromwärmeverluste im Leiter entsteht, sowie ein sicherer Abbau des elektrischen Feldes innerhalb des Dielektrikums gewährleistet werden.

Im Mittelspannungsbereich kommen hauptsächlich papier- und kunststoffisolierte Kabel zum Einsatz.

Allein das Kabelnetz in Deutschland umfasst eine Gesamtsystemlänge in der Größenordnung von 300.000 km im Mittelspannungsbereich und rund 900.000 km im Niederspannungsbereich. Die Energiekabel sind jedoch teilweise in die Jahre gekommen. So wird geschätzt, dass im Mittelspannungsbereich etwa ein Drittel der

verlegten Kabel über 30 Jahre alt ist [105]. Während vor 1965 ausschließlich Papiermassekabel (bis ca. 30 kV) installiert wurden, begann zwischen 1965 und 1980 der Umstieg auf kunststoffisolierte Kabel, die heute nahezu ausschließlich in Form von VPE-Kabeln (Vernetztes Polyethylen) eingesetzt werden. Doch der Umstieg brachte auch Probleme mit sich. Kunststoffkabel aus den Jahren ab 1968 bis etwa 1983 erwiesen sich als sehr anfällig gegenüber der Ausbildung von Wasserbäumchen (*engl: water-treeing*). Dadurch kam es bei vergleichsweise jungen Anlagen zu Kabelfehlern und damit verbundenen Versorgungsausfällen. Auch heute sind solche fehleranfälligen Strecken noch teilweise im Einsatz. Hinzu kommt, dass man nur schwer abschätzen kann, wie lange die alten Papiermassekabelstrecken noch in Betrieb sein werden, da sie die erwartete Lebensdauer teilweise schon überschritten haben [104].

1.2 Schädigungs- und Alterungsmechanismen bei Kabeln

Die Alterungsmechanismen bei Energiekabeln sind vielfältig [23, 108] und werden im Folgenden nur grob beschrieben. Prinzipiell ist ein Kabel im Betrieb hohen thermischen Beanspruchungen ausgesetzt (zulässige Betriebstemperatur: Papiermassekabel 60-70 °C, VPE-Kabel 90 °C [23]), die abhängig von Tages- und Jahreszeit stark variieren und chemische Zersetzungsprozesse begünstigen. Abhängig von der Beschaffenheit und Zusammensetzung des umgebenden Mediums, z. B. Feuchtigkeitsgehalt oder Kontamination des umgebenden Erdreichs, wird ein Kabel auch von außen stark beansprucht.

Kommt es zu lokalen Überhöhungen der elektrischen Feldstärke (z. B. in einem Hohlraum), so kann die elektrische Festigkeit des Dielektrikums überschritten werden und Teilentladungen zünden. Diese Funkenentladungen führen zu weiteren thermischen, chemischen und strahlungsbedingten Alterungsprozessen und beschleunigen die Degradation des Isolierstoffs zusätzlich.

Ist der Alterungsprozess weit fortgeschritten, und ist die elektrische Festigkeit nicht mehr gegeben, kommt es zu einem lokalen Durchschlag des Dielektrikums. Man spricht dann von einem Kabelfehler.

Ein papierisoliertes Kabel besteht im Wesentlichen aus einem Leiter, auf den mehrlagig imprägnierte Papierstreifen aufgewickelt werden. Die Imprägniermasse besteht in der Regel aus einem Gemisch aus Mineralöl und Harzen (Papiermassekabel) oder dünnflüssigem Mineralöl (Ölkabel) [31]. Zum Schutz vor äußeren Einflüssen und zur Schirmung des Feldes wird ein Bleimantel eingesetzt. Dieser wird wiederum durch weitere Papierschichten und Metallarmierungen oder teer-getränktes Jutegewebe gegenüber der Umgebung vor äußeren Einflüssen geschützt.

Die chemische Alterung der Papierschichten und der Imprägniermasse sorgt für die Bildung von Spaltprodukten (z. B. Wasser), die sich negativ auf die Polarisationsverluste und die weitere Zersetzung der Zellulose (*engl.: degree of polymerization, DP*) auswirken. Dadurch wird die elektrische Festigkeit der Papierisolation beeinträchtigt [77, 62, 63]. Eine Korrosion des Bleimantels (hervorgerufen z. B. durch Bleifraß, vgl. Abb. 1.1) kann zu Leckagen führen, die bei thermischer Belastung Imprägniermasse austreten oder Wasser eindringen lassen können. Dies kann das Auftreten von inneren Teilentladungen begünstigen. Durch den geschichteten Aufbau papierisolierter Kabel sowie durch Ausgleichs- und Fließprozesse der Tränkmasse, weisen Papiermasssekabel eine hohe Robustheit gegenüber TE auf.



Abb. 1.1: Bleifraß am Bleimantel eines Papiermasssekabels

Energiekabel mit Kunststoffisolierung sind sehr empfindlich gegenüber Teilentladungen in Hohlräumen, da sich ausbildende elektrische Entladungskanäle schnell zu einem Volldurchschlag weiterentwickeln können. Hier muss während des Herstellungsprozesses größte Sorgfalt verwendet werden, um bei der Mehrfachextrusion der Kunststoffschichten auf den Leiter keine Fremdkörper oder Hohlräume im Bereich des elektrischen Feldes zu erhalten [31]. Bei mit Polyethylen (PE) isolierten Kabeln der ersten Generation kann es unter Einwirkung von Feuchtigkeit und elektrischem Feld zu elektrochemischen Prozessen kommen, die so genannte Wasserbäumchen (*engl. water trees*) in Feldrichtung vorwachsen lassen. An die Wasserbäumchen können sich feine Entladungskanäle (*engl. electrical trees*) in Richtung der Gegenelektrode anschließen, die im Regelfall innerhalb eines kurzen Zeitraums zu einem Volldurchschlag der Kabelisolation führen [67, 59]. Heute wird nahezu ausschließlich vernetztes Polyethylen (VPE, *engl.: cross-linked polyethylene, XLPE*) eingesetzt, welches, aufgrund der hervorragenden elektrischen und chemischen Eigenschaften, eine Kabellebensdauer von 40 bis 50 Jahren erwarten lässt [31].

An modernen Kunststoffkabeln wird nach der Fertigung eine Teilentladungsmessung durchgeführt, die das Vorhandensein von Hohlräumen oder Fremdkörpern in

der Kabelisolation erkennen lässt. Somit kann ein neues Kunststoffkabel als TE-frei angesehen werden, wenn es das Kabelwerk verlässt.

Jedoch gibt es andere Einflüsse, die zu Schäden am Kabel führen können.

Beim Transport der Kabel von der Produktionsstätte zum Verlegeort können Transportschäden auftreten [99]. Jede Kabelstrecke besteht, abhängig von der verlegten Länge, in der Regel aus mehreren hintereinander geschalteten Kabelstücken. Diese sind mit Kabelmuffen verbunden, die im Wesentlichen aus einem Verbinder und einem Muffenkörper mit eingebrachter Feldsteuerung bestehen. Weiterhin besitzt jede Kabelstrecke an beiden Kabelenden einen Endverschluss, der die elektrische Feldstärke sicher absteuert. Bei diesen Kabelgarnituren spielt, je nach verwendeter Technologie, die sorgfältige Montage eine große Rolle. Fehlerhaft montierte Garnituren können Teilentladungen verursachen, die zu einem Ausfall der Anlage führen können. Aus diesem Grund setzen Kabelnetzbetreiber häufig die TE-Messung als Inbetriebnahmeprüfung an Kabelstrecken ein.

Auch Schäden, hervorgerufen durch Erdarbeiten, sind mögliche Auslöser für eine vorzeitige lokale Alterung einer Kabelanlage. Laut [28] sind etwa 70 % der Fehlerfälle bei unterirdisch verlegten Kabeln auf mechanische Einwirkungen zurückzuführen. Solche Schäden an im Boden verlegten Energiekabeln entstehen hauptsächlich durch Baggerarbeiten und horizontale oder vertikale Bohrungen. Wird ein Kabel nur leicht beschädigt, ohne dass es unmittelbar zu einem Ausfall kommt, besteht die Möglichkeit, dass sich der Zustand nach einer gewissen Zeit verschlechtert (z. B. durch Feldüberhöhungen, Eindringen von Wasser) und der Fehler erst verzögert auftritt [106].

1.3 Energiekabeldiagnostik

Die Energiekabeldiagnostik bietet eine ganze Reihe von Möglichkeiten, Energiekabel auf Schwachstellen, Schädigungen, Montagefehler und Alterungsgrad zu untersuchen. Es stehen verschiedene diagnostische Methoden zur Einschätzung des Betriebsmittelzustands zur Verfügung, denen sich Netzbetreiber im Rahmen der eigenen Inbetriebsetzungs-, Instandhaltungs- und Wartungsstrategie bedienen. In Zeiten des liberalisierten Strommarktes liegt es in starkem Interesse, das Netz möglichst kosteneffektiv zu nutzen und zu fahren. Während Kabelnetze vor der Liberalisierung meist gemäß einem zeitbasierten Instandhaltungsplan ausgetauscht wurden, versuchen Netzbetreiber heute Kabelstrecken so lange wie möglich zu betreiben und zustandsorientiert zu handeln (*engl.: condition based maintenance, CBM*) [108]. Das führt dazu, dass Kabelstrecken heute nicht selten weit über die Design-Lebensdauer hinweg und nahe der Leistungsgrenze betrieben werden. Neben der übertragenen Leistung und der Spannungsebene spielt auch die Wichtigkeit und

Priorität eines Energiekabels bezüglich der angeschlossenen Verbraucher eine maßgebliche Rolle. Die Energiekabeldiagnostik kann nun dort zum Einsatz kommen, wo eine Priorisierung von Instandhaltungsmaßnahmen durchgeführt werden soll oder intervallartige Untersuchungen an wichtigen Kabelstrecken von Interesse sind.

Im Folgenden sollen verschiedene auf elektrischer Prüf- und Messtechnik basierende Methoden der Energiekabeldiagnostik kurz angesprochen werden, um einen Überblick zu verschaffen. Zur vertiefenden Literatur der einzelnen Verfahren sei auf die jeweils angegebene Fachliteratur verwiesen. Auf die Teilentladungsmessung und -ortung an Energiekabeln wird in dieser Arbeit näher eingegangen.

1.3.1 Spannungsprüfungen

Um geschädigte Energiekabel zu erkennen, werden bei Spannungsprüfungen bestimmte Prüfspannungen an den Kabelprüfling angelegt, die, im Falle einer Vorschädigung, zu einem Durchschlag des Kabels führen. Bei Papiermassekabeln und bei PVC-isolierten Nieder- und Mittelspannungskabeln hat sich die Gleichspannungsprüfung bis zu einem Pegel von $8 \cdot U_0$ bewährt. Vorteil dabei ist, dass die erforderlichen Gleichspannungsquellen aufgrund der geringeren Ladeleistung deutlich einfacher als Wechselspannungsquellen realisierbar sind. Anders sieht es jedoch bei PE isolierten Kunststoffkabeln aus. Wegen der niedrigen Gleichspannungsleitfähigkeit wird bei PE/VPE-isolierten Kabeln mittlerweile von einer Gleichspannungsprüfung abgeraten, da einerseits während der Prüfung entstandene Raumladungen vor Störstellen einer Isolierung zu einer erhöhten Beanspruchung bei plötzlichen Polaritätswechseln führen können, und andererseits solche Störstellen während der Prüfung oft unerkannt bleiben [67]. Hier kommen dagegen hauptsächlich netzfrequente Prüfspannungen im 50/60-Hz-Bereich [49, 82, 59], 0,1-Hz-Wechselspannungen (*engl.: very low frequency, VLF*) [43] oder schwingende, gedämpfte Spannungsimpulse (*engl.: oscillating voltages*) [22, 68] zum Einsatz. Als maximale Prüfpegel sind $2 \cdot U_0$ für die netzfrequenten Spannungen und $3 \cdot U_0$ für die VLF-Prüfwechselspannung festgelegt. Natürlich können solche Wechselspannungsprüfungen auch bei Papiermassekabeln und PVC-Kabeln eingesetzt werden [23, 142].

Solche Spannungsprüfungen sind in der Regel destruktiv, d. h. Schwachstellen innerhalb des Kabels entwickeln sich zu Isolationsfehlern. Diese Fehler müssen anschließend durch den Einsatz der Kabelfehlerortung geortet und durch partielle Reparatur beseitigt werden [23, 99].

Bei der Mantel- oder Korrosionsschutzprüfung wird die Unversehrtheit des Metall- oder Kunststoffmantels mittels einer Spannungsprüfung zwischen Metallmantel oder Schirm gegen Erde durchgeführt. Dadurch kann beispielsweise ein möglicher Feuchteintritt in das Kabelinnere (Vorbeugung gegen *water-treeing*) oder ein Öl- oder Masseaustritt in die Umwelt festgestellt werden. Je nach Materialart des

Schutzmantels wird eine hohe Gleichspannung bestimmten Pegels für etwa eine Minute angelegt. Bei einem schadhafte Mantel tritt ein Durchschlag auf und der Fehler kann mittels Fehlerortungsmethoden lokalisiert werden.

1.3.2 Nicht-destruktive Diagnostik

Um den Zustand von Energiekabeln zerstörungsfrei diagnostizieren zu können, gibt es verschiedene Messmethoden, die integrale oder örtlich aufgelöste Informationen über die Güte der Isolation liefern. Dabei werden, im Gegensatz zu den Spannungsprüfungen in Abschnitt 1.3.1, Spannungspegel und -formen verwendet, die das Energiekabel möglichst nicht weiter schädigen oder zerstören.

1.3.2.1 Verlustfaktormessung ($\tan \delta$)

Die Verlustfaktormessung erweist sich bei Kunststoffkabeln als geeignetes Werkzeug, um eine *water-treeing* Diagnose durchzuführen. Hier zeigt sich eine starke Spannungsabhängigkeit des $\tan \delta$ bei Kabeln, die stark mit *water-trees* durchsetzt sind [23]. Während der Verlustfaktor bei neuwertiger Isolation über der Prüfspannung nahezu konstant bleibt, steigt er bei einem *water-tree* behafteten Kabel mit der Spannung an.

1.3.2.2 Wiederkehrspannungsmessung (RVM)

Auch die Wiederkehrspannungsmessung (*engl.: return voltage measurement, RVM*) kann für die *water-tree* Diagnose eingesetzt werden. Hier wird das Dielektrikum auf mäßig hohe Gleichspannung aufgeladen, kurzzeitig geerdet und anschließend die Wiederkehrspannung am Leiter gemessen. Es unterscheiden sich *water-tree* behaftete von *water-tree* freien Kunststoffen durch die Abhängigkeit der Wiederkehrspannung von der Ladespannung [23].

1.3.2.3 Impedanzspektroskopie (PDC/IRC/FDS)

Bei der Polarisationsstrommessung (*engl.: polarization/depolarization current, PDC*) wird eine Gleichspannung im Bereich um 1 kV über einen längeren Zeitraum an das Dielektrikum angelegt und der Polarisationsstrom im Zeitbereich gemessen. Danach wird die Spannungsquelle abgeschaltet und über den gleichen Zeitraum der Depolarisationsstrom erfasst. Aus den so erhaltenen Kurven lassen sich über geeignete Modelle Aussagen über den Alterungszustand, wie zum Beispiel der Feuchtegehalt der Papierisolation, gewinnen [31].

Bei der Isothermen Relaxationsstromanalyse (IRC) wird ebenfalls der Depolarisationsstrom nach vorheriger Gleichspannungsbeanspruchung aufgezeichnet. Hier wird aber der Prüfling zwischen Spannungsbeanspruchung und Depolarisationsstrom für kurze Zeit kurzgeschlossen, um die geometrische Kapazität zu entladen. Die Interpretation erfolgt mittels geeigneter Approximationsverfahren [71].

Bei der Impedanzspektroskopie im Frequenzbereich (*engl. frequency domain spectroscopy*, FDS) wird der Prüfling mit einem Frequenz-Sweep beaufschlagt und der Strom über der Frequenz gemessen [31]. Dadurch lässt sich die komplexe Kapazität bestimmen sowie die komplexe Permittivität und der Verlustfaktor in Abhängigkeit der Frequenz ableiten.

1.3.2.4 Teilentladungsmessung (TE-Messung)

Die Teilentladungsdiagnostik von Energiekabeln ist einer weitere Methode, elektrische Betriebsmittel zerstörungsfrei zu prüfen und zu überwachen. Unter Teilentladungen (TE) versteht man Entladungen, die das Dielektrikum zwischen zwei Elektroden nur teilweise überbrücken. Die TE-Intensität gehört zu den wichtigsten international anerkannten Kenngrößen über den Zustand einer Hochspannungsisolierung [88]. Die konventionelle TE-Messung ist durch den Standard IEC 60270 [140] genormt.

Innere Teilentladungen regen im Dielektrikum mit der Zeit Erosionsprozesse an, die zu einer Alterung führen. Auch wenn das Vorhandensein von TE nur eines von vielen qualitätsmindernden Mechanismen ist (siehe Abschnitt 1.2), ist eine weitestgehende TE-Freiheit damit eine absolut notwendige Forderung, die vor der Inbetriebnahme zu erfüllen ist [64].

Eine Teilentladung innerhalb eines Energiekabels führt zu einem lokalen Einbruch der Spannung an einer bestimmten Stelle, was zu hochfrequenten Impulsen führt, die sich als Wanderwellen in Richtung beider Kabelenden ausbreiten. Diese Signale lassen sich mit geeigneter Messtechnik an den zugänglichen Kabelenden erfassen. Mittels Laufzeitmessungen ist der Ursprungsort der Entladung feststellbar.

Zur Sicherstellung der Kabelqualität werden die aufgerollten Teillängen einzeln auf TE geprüft [64], bevor sie dann das Kabelwerk in einem einwandfreien Zustand verlassen. Vor Ort ist nach der Kabellegung eine weitere TE-Prüfung erforderlich, da Garnituren wie Verbindungsmuffen und Endverschlüsse nur dort montiert werden können. Die Ergebnisse der Vor-Ort-TE-Messung dienen als Forderungsgrundlage bei Garantieansprüchen des Anlagenbetreibers gegenüber dem Anlagenbauer [75]. Alterungsprozesse, wie das Eindringen von Feuchtigkeit in Kunststoffkabel der ersten Generation (*water trees*, [59]), das Auslaufen von Imprägniermasse bei papierisolierten Kabeln oder Beschädigungen durch äußere Einflüsse wie Erdarbeiten, können durch wiederkehrende TE-Messungen oder durch TE-Überwachungssysteme im laufenden Betrieb erkannt werden.

Sowohl bei Stück- als auch Vor-Ort-Prüfungen spielt neben der TE-Intensität auch der Ursprungsort der TE eine große Rolle. Gerade die Möglichkeit der Ortung macht die TE-Messung an Energiekabeln zu einem geeigneten Werkzeug zur partiellen Instandsetzung einer Kabelstrecke. Ist der Ort der Schwachstelle erst einmal bekannt, so kann das Kabel gezielt freigelegt und die fehlerhafte Stelle herausgetrennt und ersetzt werden. Hierdurch lassen sich die immensen Kosten für die erforderlichen Erdarbeiten deutlich reduzieren.

Für die Ortung von TE-Quellen nach dem Impulsabstandsverfahren ist eine breitbandige Erfassung der Signale notwendig [30, 80]. Damit treten jedoch insbesondere bei der Vor-Ort-Prüfung Schwierigkeiten auf, da die gesamte Messanordnung vielen Störquellen ausgesetzt ist.

Grundlagen und Verfahren bei der Teilentladungsmessung an Energiekabeln finden sich in Kapitel 2. Kapitel 3 befasst sich mit der genauen Modellierung von Kabeln und Teilentladungen auf Kabeln. Der Aufbau eines geschirmten Kabel-TE-Messsystems wird in Kapitel 4 beschrieben. In Kapitel 5 werden Verfahren und Algorithmen aus der Signalverarbeitung für die Aufbereitung der Messdaten und Ortung der Kabel-TE vorgestellt. Schließlich werden die Verfahren in Kapitel 6 in eine Kabel-TE-Software integriert und für die Auswertung von realen Kabel-TE-Messdaten eingesetzt.

1.4 Stand der Technik bei der Kabel-TE-Messung

Die TE-Messtechnik hat sich als Prüf- und Diagnoseverfahren für Kabel bewährt. Für Typ- und Stückprüfungen im Hochspannungslabor findet dies auf der Grundlage von Normen statt [140, 141, 31]. So wird die TE-Messung an Energiekabeln unter geschirmten Bedingungen im Labor schon seit langem eingesetzt und erforscht [41, 74, 47, 48, 8].

Auch bei der Messung von Teilentladungen vor Ort an verlegten Kabelanlagen sind Systeme im Einsatz, die mittels mobiler Prüfspannungsquellen und entsprechender Messtechnik Teilentladungen erfassen [43, 58, 22, 82, 68]. Ein Vergleich verschiedener auf dem Markt erhältlicher Systeme ist in [12] zu finden.

In weiteren Publikationen wurde über die Entwicklung und den Test unkonventioneller Messmethoden mit kapazitiven und induktiven Sensoren an Kabeln berichtet (z. B. [80, 75, 16]). Feldsensoren sind entweder in den Garnituren fest integriert oder werden nachträglich montiert.

Die Messung von Teilentladungen im laufenden Betrieb wird z. B. in [109, 111, 102] beschrieben. Hier kommt in der Regel die Zweiendmessung zum Einsatz, bei der an beiden Kabelenden Sensoren zur TE-Auskopplung angebracht werden.

Das Thema Kabel-TE-Diagnostik erfährt in den letzten Jahren verstärkte Aufmerksamkeit, da sich zum Einen durch die rasante Entwicklung der Computertechnik neue rechnergestützte Verfahren anbieten, zum Anderen das Alter weltweit installierter Kabelanlagen vielerorts die maximale Design-Lebensdauer erreicht oder überschritten hat, und die Gefahr der Ausfälle wächst.

1.5 Herausforderungen bei der Kabel-TE-Messung

Nicht alle Herausforderungen der Kabel-TE-Messung sind schon gemeistert. Insbesondere die Erfassung, Messung und Ortung von Kabel-TE-Impulsen und -Reflektogrammen unter Vor-Ort-Bedingungen birgt einige Schwierigkeiten, die im Folgenden erläutert werden.

1.5.1 Dämpfung und Dispersion von Impulsen

Die frequenzabhängige Dämpfung und Verzerrung von Impulsen wird in Energiekabeln hauptsächlich durch die zur Homogenisierung des elektrischen Feldes eingebrachten inneren und äußeren Leitschichten begünstigt, vgl. Abschnitt 3.1 [93, 42, 60]. Dies hat zur Folge, dass sich bei schnellen Impulsen, wie im Fall von Teilentladungen gegeben, abhängig von der durchlaufenen Wegstrecke, die Amplitude verringert, während sich die Impulsanstiegszeit und -breite vergrößert (siehe Abb. 1.2). Daraus ergibt sich zum Einen die Schwierigkeit, dass Impulse, die lange Kabelstrecken durchlaufen haben, im Grundstörpegel verschwinden, zum Anderen kann es durch das Verschleifen der Impulse zu Ortungsfehlern kommen, da Laufzeitunterschiede unter Umständen zu groß gemessen werden [42]. Die Ladung der TE-Impulse bleibt dagegen annähernd erhalten [64].

1.5.2 Methoden zur Ankunftszeitbestimmung

Die Ortung von TE in Kabeln wird durch die Messung von Laufzeitdifferenzen zwischen Impulsen realisiert.

Zur Bestimmung der zeitlichen Impulsabstände innerhalb der Reflektogramme gibt es verschiedene Vorgehensweisen. Eine einfache Möglichkeit stellt die Zeitdifferenzmessung mittels der Maxima des direkten und indirekten Impulses dar. Diese Methode ist einfach in Ortungssoftware implementierbar, birgt aber das Problem, dass Vergrößerungen der Impulsanstiegszeiten und Impulsverzerrungen durch frequenzabhängige Ausbreitungscharakteristik, Abtastung mit zu geringer Samplerate oder Überlagerung von Störungen und Rauschen im Bereich des Impulspeaks zu Ortungsungenauigkeiten führen können [35, 92, 42, 100]. Darum ist es notwendig, neue alternative Methoden zur Ankunftszeitbestimmung zu finden, die robust und

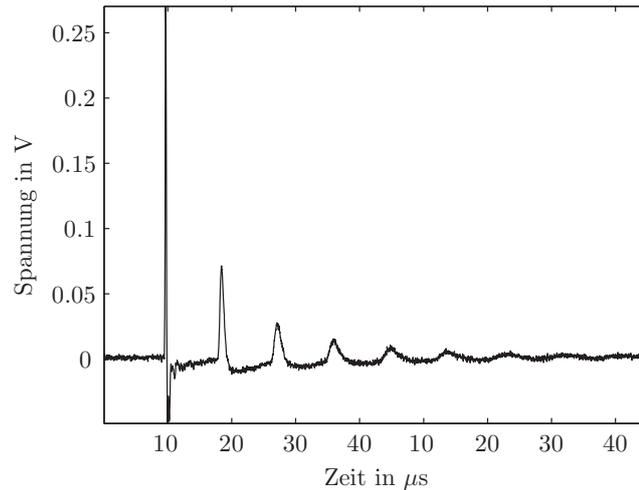


Abb. 1.2: Dämpfung und Dispersion eines mehrfach durch ein Energiekabel gelaufenen Kalibrierimpulses

leicht in automatisierte Kabel-TE-Auswertesoftware integrierbar sind. Verfahren, die in der akustischen Materialforschung [21, 46, 45] und Seismologie [1, 114] sowie der akustischen Lokalisierung von TE in Transformatoren [56, 55] eingesetzt wurden, sind im Rahmen dieser Arbeit erstmals an Offline-Kabel-TE-Messdaten erprobt und eingesetzt worden [121, 122]. Auch bei der Online-Kabel-TE-Messung kommen solche Verfahren zur Ankunftszeitbestimmung zum Einsatz [103, 102]. In Abschnitt 5.2 werden die Algorithmen vorgestellt.

1.5.3 Blindlänge

Unter Blindlänge versteht man bei der Offline-Kabel-TE-Messung jene Bereiche in der Nähe der Kabelenden, in denen eine Lokalisierung von Teilentladungen aufgrund von Impulsüberlagerungseffekten nicht mehr möglich ist [35, 92, 42].

Im Folgenden wird eine RG58 Koaxialkabelstrecke \overline{AB} der Länge 530 m betrachtet. A bezeichnet jenes Kabelende, an dem die Messeinrichtung angeschlossen ist. Kabelende B wird im Leerlauf betrieben, wodurch eine Totalreflektion auftritt. Auch an Stelle A tritt eine Reflektion auf, da das Messsystem nicht an den Wellenwiderstand des Kabels angepasst ist.

Im Falle einer (hier: simulierten) TE in der Nähe des fernen Kabelendes B überlagern sich bei der Messung der direkte und der indirekte Impuls (siehe Abb. 1.3(a)). Tritt eine TE dagegen in der Nähe des nahen Kabelendes A auf, so überlagert sich der indirekte Impuls mit der Reflektion des direkten Impulses, wie in Abb. 1.3(b) zu sehen.

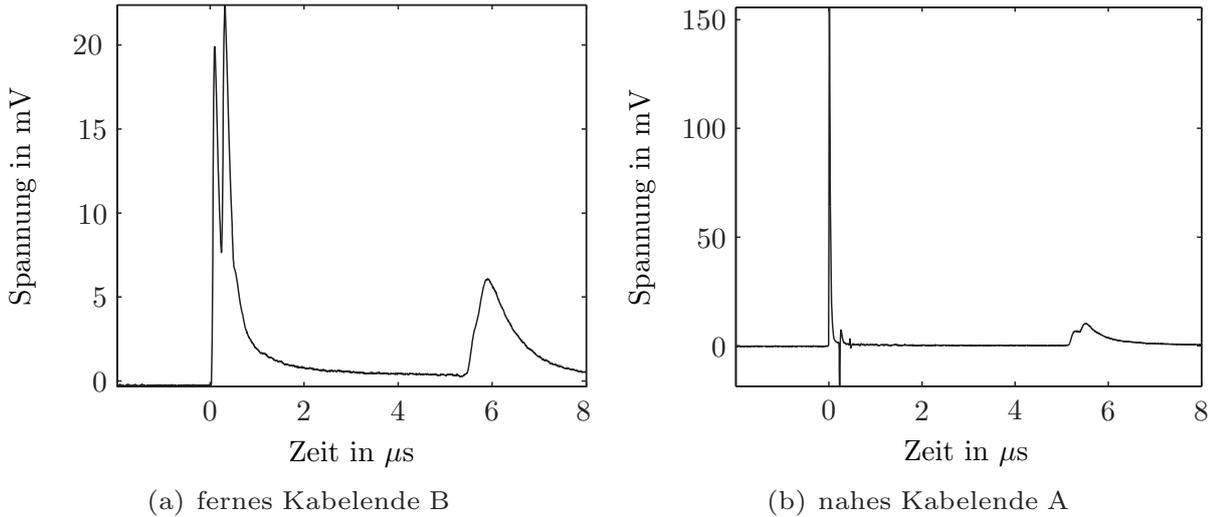


Abb. 1.3: Simulationen einer TE in der Nähe der Kabelenden

In beiden Fällen wird sowohl die Separation und Identifikation der einzelnen Impulse als auch die Messung der Laufzeitdifferenz erschwert. Ab einem gewissen Grad der Überlagerung verschmelzen die Impulse zu einem Impuls, wodurch nicht mehr genau differenziert werden kann, ob eine TE aus dem Endverschluss oder aus dem Kabel kommt. Dieser Effekt ist in Abb. 1.4 dargestellt. Weiterhin beeinträchtigen überlagerte Störungen die Auswertung solcher Reflektogramme.

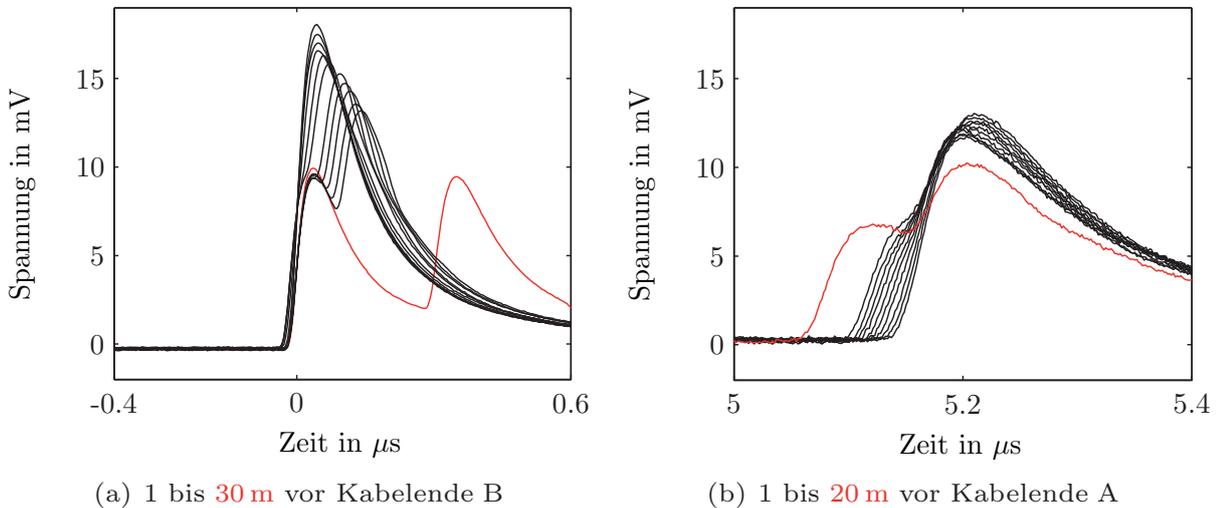


Abb. 1.4: Überlagerungseffekte im Blindlängenbereich (schwarze Kurven: 1-m-Schritte)

Bezüglich der Blindlänge lassen sich folgende Schlussfolgerungen ableiten:

- Bei der Online-Kabel-TE-Messung tritt, bei reflektionsfreiem Übergang, keine Blindlänge auf.

- Bei der Offline-Kabel-TE-Messung tritt immer eine Blindlänge auf. Dadurch können mit analogen TE-Messgeräten nur TE aus dem Bereich von etwa 5 bis 95 % der Kabellänge sicher geortet werden.
- Durch Variation der Methoden zur Ankunftszeitbestimmung ergeben sich Vorteile, je nachdem welcher Blindlängenbereich betrachtet wird. Bei TE im Bereich des Kabelendes B erscheint die Lokalisierung mittels der Impulsamplituden sinnvoll, während bei TE aus dem Bereich des Kabelendes A eher der Impulsfußpunkt für die Ortung verwendet werden sollte.
- Bei TE im Bereich der Endverschlüsse (z. B. Korona an der Sammelschiene) muss anhand der Impulsbreite unterschieden werden, ob es sich um Korona an Stelle A oder B handelt. Dies kann über die Analyse der Impulsbreite geschehen. So erzeugt ein TE-Impuls nahe dem Detektor ein sehr steilflankiges und schmales Signal, wohingegen eine TE am fernen Kabelende durch die gesamte Kabelstrecke läuft, bevor sie mit deutlich größerer Impulsbreite gemessen wird.

1.5.4 Überlagerung von Reflektogrammen

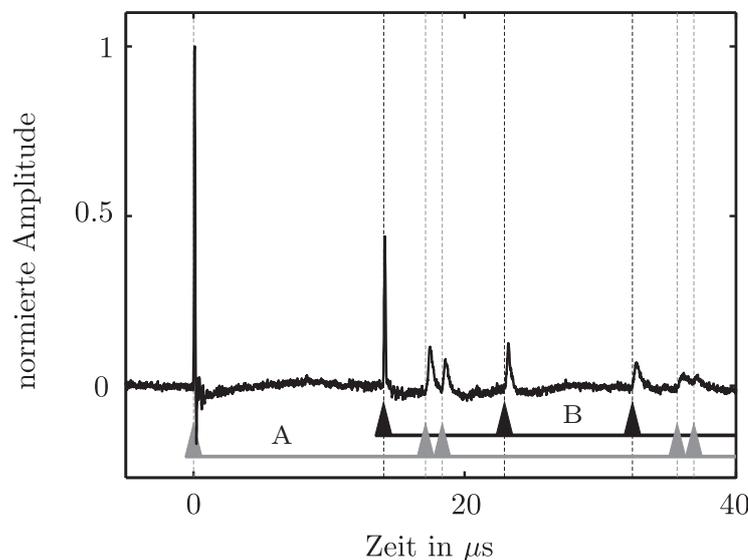


Abb. 1.5: Überlagerung von Reflektogrammen

Die Kabellaufzeit eines Impulses auf einem Energiekabel liegt, wenn man von üblichen Kabellängen ausgeht, im Bereich bis zu einigen $10 \mu\text{s}$. Bei der Offline-Messung wird diese Laufzeit zusätzlich verdoppelt, da, bedingt durch die Reflexion am offenen Kabelende, die Kabelstrecke zweimal durchlaufen wird. Hierbei ist es möglich, dass innerhalb der Laufzeit eines Reflektogramms weitere TE-Impulse zünden und sich mehrere Reflektogramme überlagern. Superponieren die einzelnen Impulse der

jeweiligen Reflektogramme nicht, so kann mittels Berücksichtigung der Dämpfungseigenschaften und der Gesamtlaufzeit des Kabels eine Zuordnung zum jeweiligen Reflektogramm erfolgen. Abb. 1.5 zeigt überlagerte Reflektogramme zweier unterschiedlicher TE-Stellen innerhalb eines ca. 1,5 km langen VPE-Kabels.

1.5.5 Mischkabelstrecken

Durch das partielle Ersetzen von Kabelteilabschnitten entstehen in elektrischen Verteilnetzen Mischkabelstrecken, das heißt Kabelanlagen, die aus Segmenten unterschiedlichen Kabeltyps bestehen [108, 109]. So werden beispielsweise häufig alte Papiermasssekabelstrecken partiell durch kunststoffisolierte Kabel erneuert. Als Verbindungsgarnituren kommen Übergangsmuffen zum Einsatz [99]. Die Herausforderung für die Ortung von Kabel-TE besteht nun darin, dass sich durch den unterschiedlichen Aufbau der Kabeltypen eine unterschiedliche Ausbreitungseigenschaft innerhalb der einzelnen Kabelabschnitte ergibt.

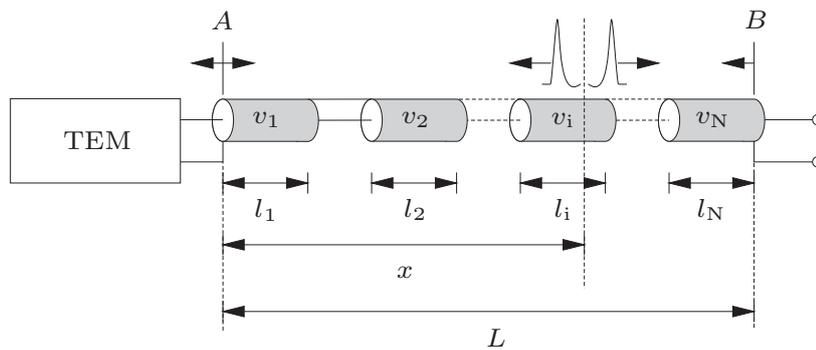


Abb. 1.6: Allgemeiner Aufbau einer Mischkabelstrecke

Eine Kalibrationsmessung gemäß Abb. 2.5 ergibt also eine durchschnittliche Ausbreitungsgeschwindigkeit v'_0 , die sich, ähnlich Gl. (2.5), aus

$$v'_0 = \frac{2L}{\delta t'_{\text{kal}}} \quad (1.1)$$

berechnen lässt. Die bei der Kalibration gemessene Zeitdifferenz $\delta t'_{\text{cal}}$ setzt sich aber nun aus den einzelnen Teillängen $l_1, \dots, l_i, \dots, l_N$ und den Ausbreitungsgeschwindigkeiten $v_1, \dots, v_i, \dots, v_N$ der einzelnen Kabelsegmente zusammen, und man erhält

$$\delta t'_{\text{kal}} = 2 \sum_{k=1}^N \frac{l_k}{v_k}. \quad (1.2)$$

Tritt nun eine TE auf, so ist eine Schätzung notwendig, in welchem Segment des Mischkabels die TE gestartet ist. Hierzu wird zunächst die Zeit $\delta t'_x$ zwischen dem

direkten und indirekten Impuls gemessen. Der indirekte Impuls läuft gegenüber dem direkten Impuls einen Mehrweg, und zwar die doppelte Strecke vom Fehlerort bis zum Kabelende B . Dadurch lässt sich für jedes mögliche Startsegment $i = N, N - 1 \dots 1$ eine geschätzte Laufzeit

$$\delta t'_x(i) = 2 \cdot \sum_{k=i}^N \frac{l_k}{v_k} \quad (1.3)$$

berechnen. Jede geschätzte Laufzeit $\delta t'_x(i)$ wird nun mit der gemessenen Laufzeit $\delta t'_x$ verglichen. Das gesuchte Startsegment i ist gefunden, wenn $\delta t'_x(i) > \delta t'_x$ gilt. Für $\delta t'_x(i) = \delta t'_x$ ist der Impuls in der Muffe zwischen Segment $(i - 1)$ und i gestartet.

Daraus ergibt sich der Fehlerort zu

$$x = \sum_{k=1}^i l_k + v_i \cdot \left(\sum_{k=i}^N \frac{l_k}{v_k} - \frac{l_i}{v_i} \right) - \frac{v_i \cdot \delta t'_x}{2}. \quad (1.4)$$

Während die Längen der einzelnen Kabelsegmente in der Regel gut dokumentiert sind, so ist die Ausbreitungsgeschwindigkeit der Kabeltypen meist nur in Größenordnungen als Erfahrungswert bekannt. Gerade bei gealterten Kabeln kann die Ausbreitungsgeschwindigkeit stark variieren. Bei Mischkabelstrecken, die nur aus zwei verschiedenen Kabeltypen bestehen, reicht die Kenntnis der Ausbreitungsgeschwindigkeit eines verbauten Kabeltyps (z. B. VPE-Strecke) aus. Die andere Ausbreitungsgeschwindigkeit lässt sich im Rahmen der Kalibration aus Gl. (1.2) berechnen.

Eine weitere Möglichkeit, Mischkabelstrecken zu analysieren, ist die Verwendung eines Kabelmodells, vgl. Kapitel 3. Hierfür ist der genaue Aufbau der einzelnen Kabelsegmente notwendig.

1.5.6 Einkopplung von Störsignalen

Ein großes Problem bei der Vor-Ort-Messung von Teilentladungen sind einkoppelnde Störsignale, die eine Auswertung des Messsignals erschweren. Prinzipiell unterscheidet man zwischen breitbandigen und schmalbandigen Störquellen, bezogen auf die Messbandbreite des Empfängers. Beispiele für schmalbandige Störquellen sind Rundfunksignale, Oberschwingungen oder das Stromversorgungsnetz. Breitbandige Störquellen lassen sich nochmals in Rauschstörer (z. B. kosmische Strahlung, thermisches Rauschen elektrischer Bauteile), und transiente Störer unterteilen. Transiente Störimpulse können statistisch verteilt (z. B. Koronaentladungen), periodisch (z. B. Phasenanschnittschaltung) oder nicht-periodisch (z. B. Relais-Schaltvorgang, Blitzeinschlag) auftreten [86].

Abb. 1.7 zeigt ein phasenaufgelöstes TE-Histogramm während einer Kalibrierung des Prüfkreises mit einer Ladung von 500 pC. Auf dem Bild markiert sind die gemessenen Kalibrierimpulse (a), zwei phasenstabile Störimpulse aus einem benachbarten Dauerversuch mit Phasenanschnittsteuerung (b) und Störimpulse aus einem über einen Frequenzumrichter gespeisten Heizkreis (c), der sich einige Räume abseits des Messaufbaus befand. Eine vorübergehende Abschaltung der Anlagen ist oft die einzige Möglichkeit, um den Störpegel zu senken.

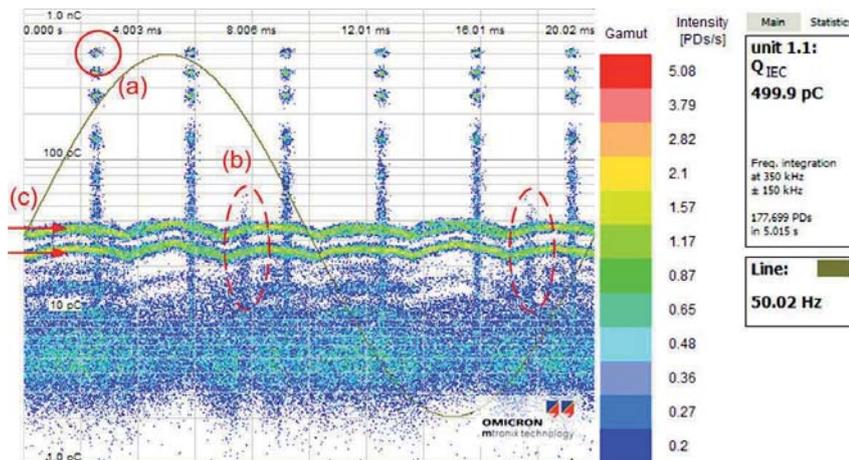


Abb. 1.7: TE-Histogramm während einer Kalibrierung im ungeschirmten Labor
 (a) Kalibrierimpulse
 (b) Phasenanschnittsteuerung
 (c) Frequenzumrichter

Für die Vor-Ort-Kabel-TE-Messung ist vor allem der Frequenzbereich bis zu etwa 20 MHz kritisch. Im Vergleich zu konventionellen TE-Messkreisen, die in der Regel Bandbreiten im Bereich bis zu 400 kHz besitzen, ist dieser Frequenzbereich sehr groß, für die Ortung allerdings notwendig, um eine genügend hohe Zeitauflösung der Reflektogramme zu erhalten.

Gerade bei der Auswertung eines gemessenen Kabel-TE-Reflektogramms tritt, aufgrund des großen Dynamikunterschieds zwischen direktem und indirektem Impuls, häufig die Schwierigkeit auf, den durch die Ausbreitung auf dem Kabel stark gedämpften indirekten Impuls zu erfassen, der für die Ortung von Teilentladungen im Rahmen von Offline-Kabel-TE-Messungen erforderlich ist.

Die Reduktion von Störsignalen wurde im Rahmen dieser Arbeit in zwei Bereichen untersucht. Zum Einen wurden Untersuchungen und konstruktive Maßnahmen des Messsystem im Hinblick auf verbesserte Schirmung, Signalübertragung und Signalverstärkung zur Erhöhung des Signal-zu-Rausch-Verhältnisses (SNR) des Messsignals untersucht. Ziel hierbei war die Entwicklung eines geeigneten Messsystems zur praxisingerechten Erfassung von Offline-Kabel-TE-Messdaten an Energiekabeln (bis 20 kV) in gestörter Vor-Ort-Umgebung. Zum Anderen wurden Methoden der

Signalverarbeitung eingesetzt, um das SNR auch bei bereits aufgezeichneten Messdatensätzen zu verbessern.

1.5.6.1 Störunterdrückung im Bereich des Messaufbaus

Um Störungen im Bereich des Messaufbaus zu verringern, werden in [30, 88, 110, 80] verschiedene Maßnahmen genannt. Eine Grundvoraussetzung stellt die TE-Freiheit des Messaufbaus dar. Hier ist je nach Spannungsebene auf geeignete Verrundung, Schirmelektroden und Abstände zu achten, um Korona zu vermeiden. Um leitungsgebundene Störer aus der Prüfspannungsquelle zu unterdrücken, kommt ein LC-HochspannungsfILTER zum Einsatz. Da eine komplette Schirmung des Kabel-TE-Prüfkreises vor Ort nicht möglich ist, wird zumindest eine teilweise Schirmung von Koppelkondensator und den Kabelenden empfohlen. Problematisch sind, speziell bei der Schirmung der Kabelenden, die meist erschwerte Zugänglichkeit und die verschiedenen Endverschlüsse der zu untersuchenden Kabelstrecken. Eine komplette Schirmung des Ankoppelkreises kann aufgrund von Größe und Gewicht auch die Mobilität einer solchen Messeinrichtung einschränken. Bei der Erdung des Messaufbaus sollten Erdschleifen vermieden oder verkleinert werden. Die Erdverbindungen sollten niederinduktiv ausgeführt sein. Bei Prüfungen an dreiphasigen Kabelstrecken kann eine Brückenmessung zur Unterdrückung von Gleichtaktstörungen und Erhöhung der Empfindlichkeit eingesetzt werden, bei der eine Phase als Koppelkondensator fungiert. Da hier nicht von einer TE-Freiheit der als Koppelkondensator eingesetzten Kabelphase ausgegangen werden kann, muss durch gegenseitiges Vermessen der drei Phasen die TE-Herkunft identifiziert werden [70].

1.5.6.2 Störunterdrückung am TE-Messsystem

Durch Einsatz analoger und/oder digitaler frequenzselektiver Sperrfilter kann eine Unterdrückung von schmalbandigen Störsignalen bei der Erfassung des Messsignals erfolgen [37, 39, 81, 107]. Hierbei wird im Rahmen einer Nullmessung vor Messbeginn die Störumgebung unterhalb der TE-Einsatzspannung erfasst, um die Filterparameter für das TE-Messsystem zu erhalten. Dabei ist zu beachten, dass sich der Einsatz von Filtern auch auf die Impulsform der TE-Impulse auswirkt, was im ungünstigsten Fall die Ortungsgenauigkeit negativ beeinflusst. Um breitbandige Störsignale zu unterdrücken, kann eine Ausblendung (*engl.: Gating*) um den Auftrittszeitpunkt des Störimpulses innerhalb der Prüfspannungsperiode eingesetzt werden [39, 95]. Während phasenstabile Störimpulse mit einem fixen Gating-Fenster ausgeblendet werden können, bietet die Triggerung mittels eines externen Gating-Kanals (z. B. Antenne) die Möglichkeit, stochastisch auftretende Störimpulse dynamisch auszublenden. TE-Impulse, die aus dem Prüfling kommen, werden mit dieser Methode allerdings auch ausgeblendet, falls sie zum gleichen Zeitpunkt wie die

Störimpulse auftreten. Aus diesem Grund schreibt die Norm [140] eine maximale Ausblendezeit von 10 % der Prüfspannungsperiode vor.

1.5.6.3 Störunterdrückung durch digitale Signalverarbeitung

Störunterdrückung im Bereich der Signalverarbeitung wird benötigt, um einerseits bereits aufgezeichnete Messdatensätze zu bearbeiten und andererseits Störsignale zu reduzieren, die nicht durch Maßnahmen am Messaufbau oder dem TE-Messsystem unterdrückt werden können.

Gängige Methoden sind z. B. Analogfilter und Digitalfilter [81], adaptive Filter [18, 37], Optimalfilter (*engl.: matched filter*) [91, 109] oder die Wavelet-Analyse. [9, 73].

Da sich die Wavelet-Analyse eignet, Rauschanteile aus einem Signal zu entfernen, wird die Methode in Kap. 5.1 beschrieben. Aufbauend darauf, wurde die Wavelet-Transformation durch [97] mit Hilfe des so genannten *Liftings* in die *Wavelet-Transformation zweiter Generation* (SGWT) weiterentwickelt. Beide Verfahren wurden bereits von diversen Autoren auf Kabel-TE-Messdaten angewandt. Auch in dieser Arbeit tragen die Verfahren erfolgreich zur „Entrauschung“ (*engl.: de-noising*) von Messdaten bei.

Eine weitere neuartige Methode, die so genannte *Empirische Moden Dekomposition* (EMD) [26], wurde im Rahmen der hier vorliegenden Arbeit erstmals auf Kabel-TE-Messdaten angewandt [123]. Eine Beschreibung erfolgt in Kap. 5.1.3. Auch hiermit lassen sich bei der Rausch- und Störunterdrückung sehr gute Ergebnisse erzielen.

1.5.7 Mechanische Fehlerquellen

Viele Kabelanlagen im Mittelspannungsbereich sind schon sehr lange in Betrieb (Alter $> 30 - 50$ a), teilweise auch bei verschiedenen Betreibern. So kann es bei einer Messung vor Ort durchaus vorkommen, dass Angaben zu Kabellänge und Muffenpositionen, verwendeten Kabeltypen und Muffen nur unzureichend verfügbar sind. In solchen Fällen sollte durch eine Vorortung versucht werden, die Muffenpositionen anhand von eventuell sichtbaren Teilreflektionen an den Muffen zu detektieren. Ist der Kabeltyp und damit die Ausbreitungsgeschwindigkeit bekannt, so kann mittels Kalibrationsmessung und Gleichung 2.5 auf die Gesamtkabellänge geschlossen werden. Im Zweifelsfall ist allerdings nur eine auf die Gesamtlänge bezogene Ortung möglich.

1.5.8 Objektive Verarbeitung der Daten

Nicht zuletzt sorgt der Mensch selbst, z. B. durch unsachgemäße Bedienung, für Fehler im Bereich der Auswertung und Interpretation der Messdaten. Hier wäre

es sehr wünschenswert, eine zumindest in Bereichen automatisierte Unterstützung durch ein rechnerbasiertes Expertensystem zu erhalten.

1.6 Ziele der Arbeit

Folgende Ziele sollen im Rahmen dieser Arbeit erreicht werden:

- Aufbau eines Offline-Kabel-TE-Messsystems.
- Verwendung einer geschirmten Ankopplung und Aufbau einer Vorrichtung zur Messung von TE-Impulsen in Kabeln.
- Rechnergestützte Erfassung und Verarbeitung von Kabel-TE-Messdaten.
- Einsatz moderner De-noising Verfahren, um Rauschen und Störsignale aus den Messdaten heraus zu filtern.
- Einführung von neuartigen robusten Ortungsalgorithmen zur Erhöhung der Ortungsgenauigkeit der Zeitbereichsreflektometrie.
- Entwicklung eines automatisierten Expertensystems zur objektiven Analyse und Auswertung von Kabel-TE-Messdaten.
- Entwicklung eines Modells zur Analyse von Mischkabelstrecken, Blindlängenbereichen und überlagerten Reflektogrammen sowie zur Durchführung einer modellbasierten Ortung.



Kapitel 2

Teilentladungsmessung

Bei der Teilentladungsmessung handelt es sich um ein nichtdestruktives Diagnoseverfahren, bei dem Teilentladungen gasförmiger, flüssiger und fester Isolierstoffe erfasst werden. Teilentladungen (TE, *engl.: Partial Discharges, PD*) entstehen durch lokale Feldstärkeüberhöhungen, beispielsweise an leitfähigen Spitzen oder Hohlräumen in Isolierstoffen. Das Vorhandensein von TE kann bei entsprechend langer Beanspruchungszeit zu einer Erosion des Isolierstoffs führen und einen Voldurchschlag auslösen. Insbesondere in isolierenden Feststoffen, die in der Regel nicht selbstheilend sind, führen sie zu dauerhaften Schädigungen. Um die Gefährlichkeit einer TE einzustufen, können Parameter wie Intensität, Phasenlage, Polarität, Impulshäufigkeit, Spannungsabhängigkeit oder das Verhältnis von Einsatz- und Aussatzspannung herangezogen werden. In diesem Kapitel wird zuerst auf die Grundlagen der klassischen TE-Messung eingegangen. Im weiteren Verlauf wird speziell auf die TE-Messung an Energiekabeln eingegangen. Hier bietet sich gegenüber integralen diagnostischen Methoden vor allem der Vorteil, Schwachstellen innerhalb einer Kabelstrecke zu orten.

2.1 Grundlagen der Teilentladungsmessung

2.1.1 Teilentladungsarten

Teilentladungen werden in verschiedene Kategorien eingeteilt. Mit *äußeren Teilentladungen* werden Koronaentladungen an leitfähigen Spitzen und Kanten gasisolierter Anordnungen bezeichnet. Bei *Oberflächenentladungen* handelt es sich um Entladungen an Isolierstoffgrenzflächen, die zumeist von Elektrodenkanten ausgehen und Korona ähnlich entlang einer Isolierstoffoberfläche auftreten. *Innere Teilentladungen* sind lokal begrenzte Entladungen innerhalb eines Dielektrikums in gasförmigen Hohlräumen oder Einschlüssen, die aufgrund erosiver Wirkungen als besonders kritisch einzustufen sind, weil sie feste Isolierstoffe langfristig schädigen.



2.1.1.1 Äußere Teilentladungen

Durch ein stark inhomogenes elektrisches Feld in einem lokal begrenzten Volumen vor gekrümmten Elektrodenkonturen kann die elektrische Festigkeit des in diesem Bereich vorhandenen Isolierstoffs (z. B. Luft) überschritten werden und es kommt zu Gasentladungen. Die so genannte Koronaentladung beginnt mit einem Glimmen und bildet bei Steigerung der Spannung stärker leuchtende Büschel- und Stielbüschelentladungen aus. Da das elektrische Feld an der leitfähigen Spitze bei maximaler Spannung am größten ist, treten äußere Teilentladungen im Bereich der Spannungsscheitel auf. Dabei tritt ein Polaritätseffekt auf, der Teilentladungsimpulse in Form von Trichelimpulsen zuerst im negativen Spannungsscheitel entstehen lässt. Bei höheren Spannungen treten auch ladungsstärkere Impulse im positiven Scheitel der Prüfspannung auf [24, 31] .

2.1.1.2 Oberflächenentladungen

Der Oberflächenentladung kommt in der praktischen Anwendung der Hochspannungstechnik insofern eine große Bedeutung zu, als sie ein grundsätzliches technisches Problem der Konstruktion und Auslegung von Isolierstrecken darstellt. Bei nahezu jeder Isolation spannungsführender Teile treten Bereiche längs oder quer geschichteter Dielektrika auf, deren Grenzflächen stark durch das elektrische Feld beansprucht werden. Unter Oberflächenentladungen (auch: *Gleitentladungen*) versteht man Teilentladungen, die entlang solcher Grenzflächen auftreten. Durch Ablagerung von Fremdschichten, also Verschmutzung und Befeuchtung, kann die Einsatzspannung der Oberflächenentladungen weiter reduziert werden, und damit die elektrische Festigkeit der Grenzfläche [119]. Ein kritischer Punkt hoher Feldstärke ist meist der Tripelpunkt oder Zwickel, der an der Kontaktstelle der Elektroden und zweier Dielektrika auftritt [31].

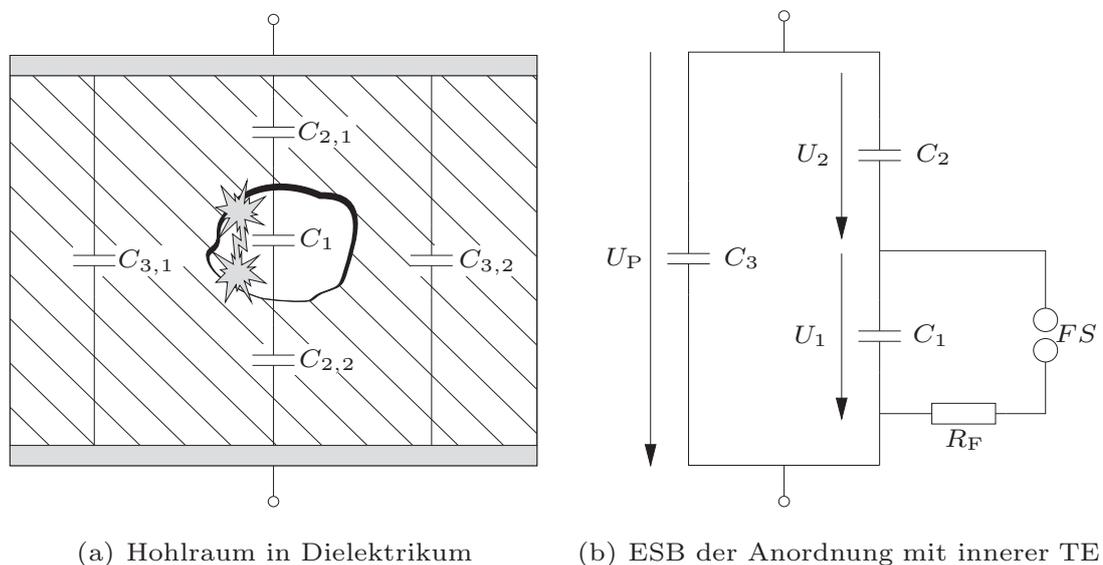
2.1.1.3 Innere Teilentladungen

Mit die wichtigste Aufgabe der Teilentladungsdiagnostik ist die Detektion und Lokalisierung von inneren Teilentladungen, da sie maßgeblich an der Alterung und Schädigung von Isolierstoffen beteiligt sind. Unter inneren Teilentladungen versteht man Entladungen, die innerhalb eines flüssigen oder festen Isolierstoffs lokal begrenzt in einem Bereich von Isolierstoffinhomogenitäten auftreten können. Solche Inhomogenitäten stellen zumeist stoffliche Verunreinigungen oder gasförmige Hohlräume wie Risse oder Blasen dar, die beispielsweise durch fehlerhafte Produktionsprozesse oder Alterung im Isolierstoff entstehen können.

Alterung tritt durch verschiedene Effekte auf. So wird durch mechanische, chemische und thermische Beanspruchungen als auch Witterungseinflüsse und Strahlung

die Versprödung und Rissbildung begünstigt. Auch die Teilentladung selbst und Kriechströme in Fehlstellen können für eine irreversible Materialerosion vor allem von organischen Isolierstoffen sorgen. Weiterhin kann durch Eindringen von Wasser das Stoffgefüge durch Hydrolyse verändert, und durch diese elektrochemischen Vorgänge das Entstehen leitfähiger Teilüberbrückungen des Isolationsabstandes in Form von *water trees* begünstigt werden. Diese lokalen Überbeanspruchungen im Dielektrikum können das Hervorwachsen von *electrical trees* initiieren [15, 3, 59].

Bei der Beschreibung der inneren TE bei Wechselspannung wird häufig das Ersatzschaltbild für einen gasgefüllten Hohlraum in einem Dielektrikum benutzt, Abb. 2.1. Die Vorgänge und Modellbildung innerer TE sind in der Literatur, z. B. [83, 7, 36, 24, 78, 31], beschrieben.



(a) Hohlraum in Dielektrikum

(b) ESB der Anordnung mit innerer TE

Abb. 2.1: Innere Teilentladung

2.1.2 Bestimmung der scheinbaren Ladung

Da weder der genaue Entstehungsort der Teilentladung innerhalb des Isolierstoffs, noch die geometrischen Abmessungen der Fehlstelle bekannt sind, kann die direkt am Entstehungsort umgesetzte Ladung nicht bestimmt werden. Messbar ist nur die Ladung, die in die Klemmen des Prüflings fließt. Die quantitative Bestimmung des Teilentladungspegels oder der -intensität erfolgt darum mit der Bestimmung der *scheinbaren Ladung* nach Norm DIN EN 60270 [140]. Die Messgröße der scheinbaren Ladung ermöglicht eine Vergleichbarkeit des TE-Pegels zwischen ähnlichen Betriebsmitteln und stellt eine wichtige Größe im Rahmen der TE-Diagnostik dar. Häufig wird die Bezeichnung Q_{IEC} verwendet.

Wichtig für die Bestimmung der scheinbaren Ladung ist die Kalibrierbarkeit des Messaufbaus. Dies ist gemäß Norm nur für die konventionellen elektrischen TE-Messkreise möglich.

Die Bestimmung der Ladung der gemessenen TE-Impulse erfolgt in der Regel entweder im Zeit- oder im Frequenzbereich. Dies ist vor allem davon abhängig, welche Bandbreite das Messgerät besitzt.

2.1.2.1 Quasiintegration

Die Quasiintegration stellt ein Verfahren zur Integration eines TE-Impulses im Frequenzbereich dar [36, 78]. Man macht sich zunutze, dass das Spektrum eines begrenzt breitbandigen Impulses im unteren Frequenzbereich in einem großen Bereich nahezu konstant ist. Findet man also den Gleichanteil im Amplitudendichtespektrum, so ergibt sich aus dem Fourier-Integral

$$\underline{I}(j\omega) = \int_{-\infty}^{+\infty} i(t) \cdot e^{-j\omega t} dt \quad (2.1)$$

für den Gleichanteil bei $\omega = 0$ die Ladung Q des Impulses zu

$$\underline{I}(j\omega) |_{\omega=0} = \int_{-\infty}^{+\infty} i(t) \cdot e^0 dt = \int_{-\infty}^{+\infty} i(t) dt = Q. \quad (2.2)$$

Die direkte Bestimmung des Gleichanteils ist aufgrund des Bandpassverhaltens der Messeinrichtung in der Regel nicht möglich. Stattdessen ermittelt man den Wert aus einer Mittelwertbildung innerhalb eines Frequenzfensters, das in einem Bereich liegt, in dem der Impuls ausreichende Frequenzanteile besitzt. Die Quasiintegration erfolgt mit entsprechenden Filtern, in der Regel nach Norm [140], schmalbandig ($9 \text{ kHz} \leq \Delta f \leq 30 \text{ kHz}$) oder begrenzt breitbandig ($100 \text{ kHz} \leq \Delta f \leq 400 \text{ kHz}$). Die Vorteile der schmalbandigen Messung sind, bei geeigneter Anpassung der Mittenfrequenz, die Störnempfindlichkeit sowie die Möglichkeit, Resonanzen im Messkreis auszunutzen, um eine bessere Empfindlichkeit zu erhalten. Im Gegensatz zur schmalbandigen Messung ermöglichen Breitbandsysteme dagegen die Polaritätserkennung von Impulsen und bieten eine höhere Doppelimpulsauflösbarkeit. Dafür muss hier mehr Aufwand für die Störunterdrückung betrieben werden.

2.1.2.2 Integration im Zeitbereich

Bei der Verwendung von sehr breitbandigen Messgeräten mit Bandbreiten deutlich oberhalb 1 MHz, kann die Ladung der TE-Impulse durch Integration des Stromverlaufs über der Zeit erfolgen,

$$q = \int_{t_1}^{t_2} i(t) dt. \quad (2.3)$$

Breitbandige Messsysteme bieten den Vorteil einer hohen Doppelimpulsauflösbarkeit und sind unabhängig vom Frequenzspektrum der Impulse. Eventuell auftretendes Tiefpassverhalten des Messkreises beeinflusst die Impulsform, jedoch nicht die Ladung [36]. Wichtiges Kriterium ist die günstige Wahl der Integrationsgrenzen t_1 und t_2 . Hier kann es zu Abweichungen kommen, wenn Über- und Unterschwinger eines Impulsverlaufs unzureichend berücksichtigt werden.

2.1.3 Messsysteme für die TE-Messung

Die gebräuchlichsten Methoden zur TE-Messung basieren auf elektrischen Verfahren und sind in der Norm DIN EN 60270 [140] beschrieben. Ein gängiger TE-Messkreis stellt hierbei die Auskopplung der TE-Impulse mittels Koppelkondensator und Ankopplungsvierpol dar.

Neben den genormten Methoden ist es je nach Anwendungsfall sinnvoll, auf weitere, unkonventionelle, elektrische oder nichtelektrische Messverfahren zurückzugreifen. Bei Hochspannungskabelanlagen sei die Auskopplung über kapazitive oder induktive Feldsensoren und Richtkoppler in Kabelgarnituren erwähnt [75]. Auch die Erfassung von TE-Impulsen mittels Antennen und UHF-Sonden ist möglich [51].

2.1.3.1 Klassischer TE-Messkreis

Der Koppelkondensator C_k wird parallel zum Prüfling C_p geschaltet und dient in erster Linie dazu, den durch die TE verursachten Spannungseinbruch am Prüfling auszugleichen und damit die scheinbare Ladung q_s in Form eines Stromimpulses $i_{TE}(t)$ extern messbar zu machen. Dazu wird in Serie zum Koppelkondensator ein Ankopplungsvierpol (AKV) geschaltet, der den prüffrequenten Anteil des Signals abtrennt (Hochpassverhalten), den TE-Stromimpuls in einen Spannungsimpuls umwandelt und über eine geschirmte koaxiale Verbindung an das TE-Messgerät leitet. Abhängig davon, ob ein Prüfling erdfrei geschaltet werden kann, kommen verschiedene TE-Messkreise zum Einsatz. In Abb. 2.2 ist der Standardmesskreis für geerdete Prüflinge dargestellt. Hierbei deutet die Impedanz Z ein Tiefpassfilter an, das den TE-Messkreis von der Netzseite trennt und leitungsgebundene Störeinkopplungen unterdrückt.

Neben der Eignung für entsprechend hohe Spannungen stellt vor allem die Teilentladungsfreiheit ein wichtiges Merkmal für die Komponenten des Messaufbaus dar. Der Grundstörpegel ist ein Maß für die minimal detektierbare Ladung, die gerade noch nicht von einkoppelnden periodischen oder impulsartigen Störsignalen über-

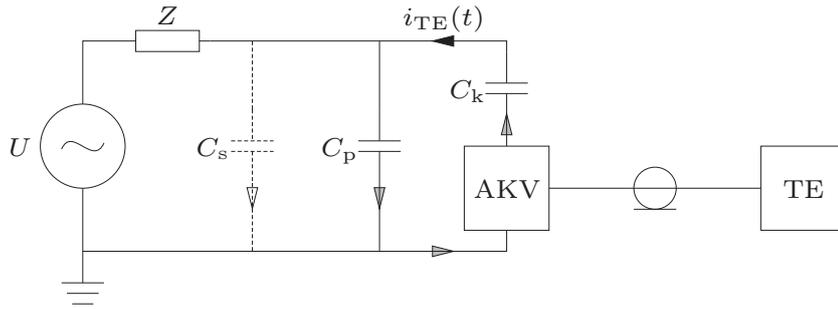


Abb. 2.2: Standard TE-Messkreis mit geerdetem Prüfling

deckt wird. Hier wird durch Einsatz von geeigneten Schirmungen und Netzfiltern bei Prüfungen im Labor viel Aufwand betrieben, um Werte im Bereich weniger Picocoulombs (pC) zu erhalten.

Die erreichbare Empfindlichkeit bei der Bestimmung der scheinbaren Ladung q_s wird hierbei maßgeblich von dem Verhältnis C_p/C_k bestimmt. Sie ist also davon abhängig, inwiefern der Koppelkondensator C_k in der Lage ist, den Spannungseinbruch am Prüfling C_p vollständig auszugleichen. Die messbare Ladung q_m bestimmt sich durch

$$q_m = \frac{1}{\frac{C_p}{C_k} + 1} \cdot q_s = \frac{q_s}{k_1}. \quad (2.4)$$

Der Ermittlung des Faktors k_1 erfolgt durch eine Kalibration des Prüfkreises. Dabei wird ein Impuls bekannter Ladung und mit ausreichend hohem Frequenzanteil an den Prüflingsklemmen eingespeist und die Ladungsanzeige am Messgerät (q_m) so angepasst, dass die korrekte Ladung des Kalibrierimpulses angezeigt wird. Somit werden auch Streukapazitäten C_s des Prüfaufbaus berücksichtigt.

2.1.3.2 Unkonventionelle TE-Auskopplung

Unter unkonventioneller TE-Auskopplung versteht man Verfahren, die in der Regel speziell auf bestimmte Betriebsmittel zugeschnitten und noch nicht eingehend in entsprechenden Normen beschrieben sind. Anwendungen für solche unkonventionellen Auskopplungsarten sind zum Beispiel induktive und kapazitive Sensoren sowie Richtkoppler oder UHF-Sensoren, die bei Kabeln direkt in die Garnituren integriert werden können [75, 16], aber auch beispielsweise Kombinationen aus akustischer Detektion und UHF [55].

2.2 Teilentladungsdiagnostik an Energiekabeln

Bei der Teilentladungsdiagnostik können partielle Schädigungen in Kabelstrecken und Kabelgarnituren, wie Muffen oder Endverschlüsse, detektiert und geortet werden. Sie wird herstellungsbegleitend, für Inbetriebnahmeprüfungen und zur Zustandsdiagnose im Betrieb oder nach Reparaturen eingesetzt. Mögliche Quellen für Teilentladungen in Energiekabeln können durch Schädigungs- und Alterungsmechanismen entstehen, wie sie in Abschnitt 1.2 beschrieben wurden.

In der Regel handelt es sich dabei um innere Teilentladungen. Da bei Kabeln Feststoffisolierungen zum Einsatz kommen, kann sich eine lokale Erosion mit der Zeit zu einem Kabelfehler weiterentwickeln, was einen Ausfall der betreffenden Kabelanlage bedeutet. Die elektrische Beanspruchung einer Kabelisolation wird durch Überspannungen erhöht. Neben transienten Spannungsüberhöhungen, wie Schaltheandlungen oder Gewitterüberspannungen, die meist über entsprechende Überspannungsableiter abgeführt werden, können bei gelöschten Netzen im Erdschlussfall Überspannungen auftreten, die Teilentladungen zünden. Je nach Höhe der TE-Aussatzspannung kann eine so aktivierte TE-Fehlstelle auch noch nach Wiedererreichen der Betriebsspannung weiter brennen [106].

Äußere Teilentladungen und Oberflächenentladungen können bei Energiekabeln ebenfalls auftreten. Dies kann beispielsweise auf verschmutzte Oberflächen im Bereich der Kabelendverschlüsse zurückzuführen sein oder auf Bereiche beschädigter Schirmung und äußerer Leitschicht hindeuten.

Die Besonderheit bei Teilentladungen in Kabeln ist die geometrische Ausdehnung von Energiekabeln. Dadurch treten zum Einen Wanderwellenvorgänge und Reflexionen von TE-Impulsen auf, was die Lokalisierung der Teilentladungen im Kabel ermöglicht. Zum Anderen unterliegen die TE-Impulse während des Fortlaufens entlang des Kabels einer zusätzlichen Dämpfung und frequenzabhängigen Dispersion und werden sowohl in Amplitude als auch Form verändert. Dies wiederum erschwert die Detektion von Kabel-TE-Signalen bei vorhandenen Störsignalen und Rauschen.

2.3 Verfahren zur Vor-Ort-Messung von TE in Kabeln

Bei der TE-Messung unterscheidet man häufig zwischen der *Online*- und der *Offline*-Messung [94]. Unter der *Online*-Messung versteht man die Messung während des laufenden Netzbetriebs. Bei der *Offline*-Messung wird das Betriebsmittel vom Netz getrennt und einzeln diagnostiziert. Beide Verfahren kommen auch bei der Kabel-TE-Messung zum Einsatz.

2.3.1 Offline-Teilentladungsmessung an Energiekabeln

Bei der *Offline*-TE-Messung an Energiekabeln wird das Betriebsmittel vom Netz getrennt und mittels einer Prüfspannungsquelle an Hochspannung gelegt. Teilentladungen werden in der Regel einseitig ausgekoppelt (Ein-End-Messung) und durch ein TE-Messsystem erfasst. Sowohl Spannungsquelle als auch Messequipment können transportabel in einem Fahrzeug untergebracht sein, was eine hohe Flexibilität und eine einfache Handhabung bietet.

Vorteile der Offline-Diagnose sind die flexible Einsatzbereitschaft, weniger Störsignale aus dem benachbarten Netz und die Möglichkeit, auch höhere Spannungspegel (z. B. $2 \cdot U_0$) anzufahren. Die *Offline*-TE-Messung ist beispielsweise in [87, 57, 50, 22] beschrieben.

2.3.1.1 Komponenten des Prüfaufbaus

Die Hauptkomponenten bei der Offline-TE-Messung sind die Prüfspannungsquelle, die Sensorik zur Auskopplung der TE-Signale und das TE-Messgerät.

Des Weiteren wird ein Kalibrator benötigt, um die Kabellaufzeit zu bestimmen und die Ladungsanzeige des TE-Messgeräts zu kalibrieren. Dabei handelt es sich um eine Impulsspannungsquelle, die TE-ähnliche Impulse mit bekannter Ladung ausgibt. Die Kalibratoren unterscheiden sich im Wesentlichen durch die obere Grenzfrequenz der Impulse.

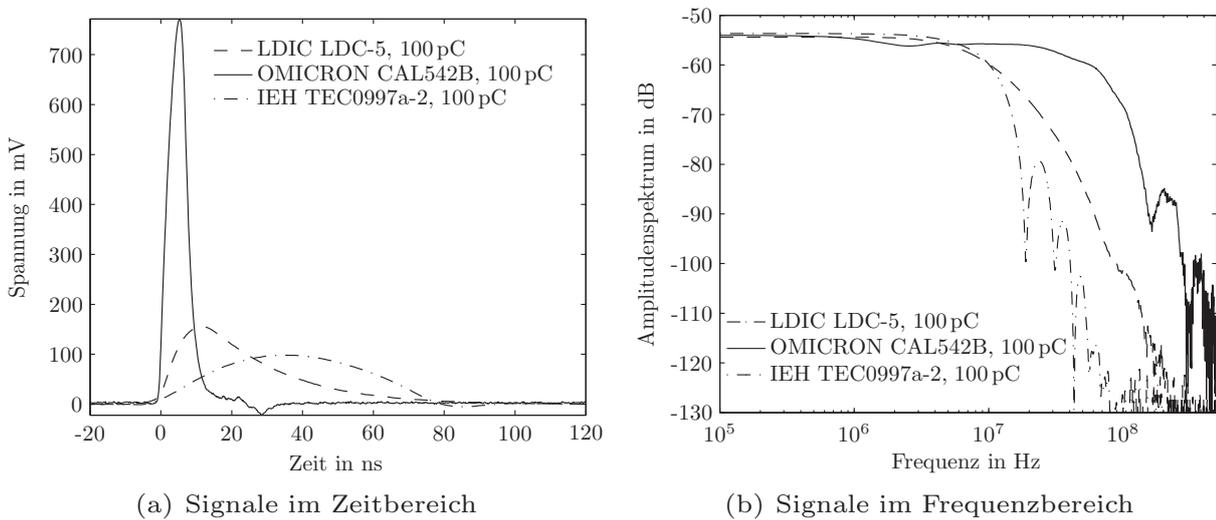


Abb. 2.3: Vergleich: 100-pC-Impulse unterschiedlicher Kalibratoren

Neben sinusförmigen Prüfspannungen im Bereich der Betriebsfrequenz [49, 82, 59] kommen auch andere Spannungsformen, wie 0, 1-Hz-Wechselspannungen [43] oder gedämpfte Schwingungen [22, 68] zum Einsatz. Gleichspannung wird aufgrund erhöhter Schädigungsgefahr bei VPE-Kabeln nicht mehr eingesetzt [67].

Um die große kapazitive Last zu treiben, die eine Kabelstrecke darstellt, ($C' \approx 200 \text{ nF/km}$) arbeitet man bei Wechsellspannungsquellen in der Regel mit Resonanzsystemen. Hierbei wird ein aus einer Spule und der Kabelkapazität bestehender Schwingkreis im Bereich der Resonanzfrequenz (30 bis 300 Hz) angeregt.

Die Auskopplung der TE-Impulse erfolgt in der Regel mittels eines Hochspannungskoppelkondensators mit angeschlossenem Ankopplungsvierpol gemäß Abb. 2.2. Diese Ankoppeleinheit kann bei AC-Tests auch zur Spannungsmessung (kapazitiver Teiler) eingesetzt werden.

Aber auch eine induktive Auskopplung mittels Hochfrequenz-Stromwandlern ist möglich. Die Messempfindlichkeit ist hier allerdings geringer.

Die über die Sensorik ausgekoppelten Messsignale können durch Verstärkung oder Dämpfung an den Eingangsbereich des Messsystems angepasst werden, bevor sie digitalisiert werden. Durch den Einsatz moderner Digitalspeicheroszilloskope (DSO) oder Messkarten lassen sich Messdaten mit hoher Abtastrate (z. B. größer 100 MS/s), Vertikalauflösungen im Bereich 14 Bit und Speichertiefen, die mehrere Millionen Samples umfassen, über komplette Prüfspannungsperioden aufzeichnen. Doch kann auch mittels eines DSO direkt auf einzelne TE-Impulse oder Reflektogramme getriggert werden, wenn der Grundstörpegel es erlaubt. Die so erhaltenen Messdaten werden schließlich mit Hilfe eines Auswertesystems verarbeitet, um eine Teilentladungsdiagnose und -ortung durchzuführen.

2.3.1.2 Messablauf

Nachdem der Prüfkreis vollständig aufgebaut ist und alle relevanten Daten, wie Muffenpositionen und die Kabellänge erfasst sind, wird im spannungslosen Zustand ein Kalibrationsimpuls in das zu prüfende Energiekabel eingespeist. Hiermit wird zum Einen das für die normkonforme Messung der Ladung notwendige Übersetzungsverhältnis k_1 in Gl. (2.4) bestimmt, zum Anderen die Gesamtlaufzeit sowie die Ausbreitungseigenschaften der Kabelstrecke erfasst.

Im Rahmen der Kalibration kann auch eine Vorortung der Muffenpositionen durchgeführt werden. Dies geschieht durch Einspeisung eines ladungsstarken Impulses und der Analyse eventuell auftretender Teilreflektionen, die an Wellenwiderstandsänderungen (Muffen oder Übergang zu einem anderen Kabeltyp) auftreten können.

Bei der eigentlichen TE-Messung wird die Spannung langsam bis zu einer maximalen Prüfspannung gesteigert und gleichzeitig werden auftretende Teilentladungen aufgezeichnet. Über eine parallele Erfassung der Prüfspannung ist eine Zuordnung zur Phasenlage möglich.

Durch Auswertung der Laufzeiten der gemessenen TE-Impulse kann der Entstehungsort geschätzt werden. Je nach TE-Häufigkeit, -Phasenlage und -Intensität

sowie Kabelalter und -typ können die Schwachstellen bewertet und diagnostiziert werden.

Durch wiederholende Messungen an kritischen Kabelstrecken kann sich die diagnostische Beurteilung manifestieren.

Entscheidet sich der Betreiber der Kabelstrecke für eine partielle Reparatur, so kann das Kabel im Bereich des zuvor geschätzten TE-Ortes freigelegt und bei Bedarf eine Nachortung durchgeführt werden. Hierbei wird ein Puls hoher Ladung induktiv oder kapazitiv gekoppelt von außen in das Kabel eingespeist und die so erhaltene Messung mit den TE-Reflektogrammen abgeglichen. Dadurch lässt sich der Fehlerort noch genauer eingrenzen. Schließlich kann der fehlerhafte Bereich herausgetrennt und ersetzt werden.

2.3.2 Online-Teilentladungsmessung an Energiekabeln

Die *Online*-TE-Messung an Mittelspannungskabeln ist beispielsweise in [109, 100, 102] ausführlich beschrieben. Sie bietet den Vorteil, dass Änderungen des TE-Verhaltens im laufenden Betrieb über der Zeit erfasst werden können.

Die Montage der meist induktiven Sensoren kann im Betrieb erfolgen. Da bei Betriebsspannung gemessen wird, können allerdings keine TE-Einsatz- und -Aussatzspannungen erfasst werden.

Die Auskopplung der Signale erfolgt in der Regel beidseitig durch miteinander synchronisierte Sensoren. Die Synchronisierung kann über eine parallel zum Kabel verlegte LWL-Verbindung, via GPS oder über ein in das Kabel eingespeistes Synchronisierungssignal erfolgen [109].

2.3.3 Erfassung von TE an Garnituren

Die Erfassung von Teilentladungen direkt an Kabelmuffen ermöglicht das lokale TE-Monitoring der Garnitur. Dies findet vor allem im Bereich von ausgedehnten Hochspannungskabelanlagen Anwendung [72, 70]. Durch den Einsatz von Richtkopplern kann auf die Herkunft des TE-Impulses geschlossen werden. Durch den Einsatz von UHF-Technik (Bandbreite typischerweise im Bereich 10...500 MHz) kann der Entstehungsort der TE im Nahbereich der Muffe sehr genau bestimmt werden. Impulse, die weiter entfernt aus dem Kabel kommen, können mit der UHF-Technik nicht mehr erfasst werden, da die Dämpfung zu groß ist. Niedrigere Bandbreiten werden mit induktiven und kapazitiven Sensoren erreicht. Diese können auf einfache Weise direkt in die Muffen integriert werden [75, 16].

Bei zugänglichen Garnituren, wie Kabelendverschlüssen, können innere Teilentladungen auch mittels akustischer Methoden erfasst werden [14, 129]. Dabei wird

die durch die Entladung entstehende Druckwelle als Körperschall durch Feststoffe übertragen und mittels auf die Garnitur oder den Kabelmantel aufgebrachter akustischer Sensoren (z. B. Piezokeramik) gemessen. Hierbei zeigt sich je nach durchlaufener Strecke, Materialien und Materialübergängen allerdings nur eine sehr grobe Empfindlichkeit von einigen 100 pC aufgrund der großen akustischen Dämpfung.

2.4 Methoden zur Ortung von TE in Energiekabeln

2.4.1 Reflektometrie im Zeitbereich (TDR)

Eine der verbreitetsten Methoden bei der Ortung von Teilentladungen in Energiekabeln ist eine Wanderwellenmethode, die beispielsweise in [41, 47, 30, 35, 57] beschrieben wird. Die so genannte Reflektometrie im Zeitbereich (*engl. time domain reflectometry*, TDR) basiert auf der Bestimmung von Laufzeitdifferenzen von Impulsen und deren Reflektionen.

Bei der Ein-End-Messung (*Offline-Messung*) wird das zu untersuchende Kabel beidseitig vom Netz getrennt und untersucht. Dazu wird am Kabelende *A* - auch als *Messende* oder *nahes Ende* bezeichnet - eine TE-Messeinrichtung (TEM) installiert und Hochspannung an das Kabel angelegt. Das *ferne Kabelende B* bleibt offen, also hochohmig.

Tritt nun eine Teilentladung im Energiekabel auf, so entsteht an deren Ursprungsort x ein Impuls mit der Ladung Q , der sich in Form zweier Wanderwellen mit der Ladung $Q/2$ in Richtung beider Kabelenden ausbreitet, Abb. 2.4.

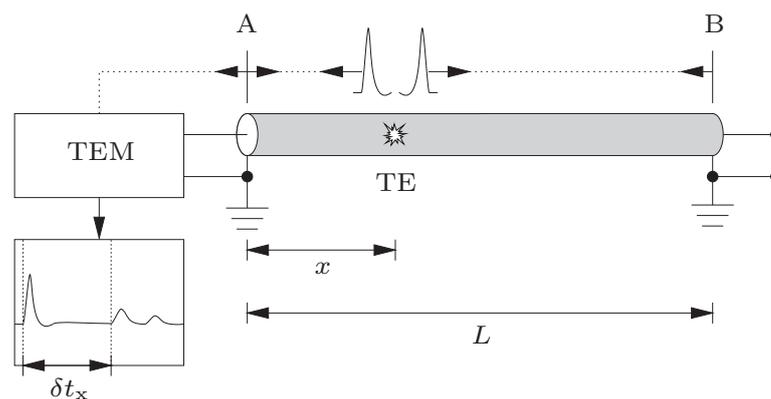


Abb. 2.4: Reflektometrie im Zeitbereich

Der zum nahen Ende wandernde Impuls, der so genannte *direkte Impuls*, erreicht das Messende *A* zuerst, da er auf direktem Weg in Richtung der Messeinrichtung läuft. Der Impuls, der in Richtung des fernen Kabelendes läuft, unterliegt am offe-

nen Ende B einer Totalreflektion und erreicht das Messende verzögert. Er wird als *indirekter Impuls* bezeichnet. Je nach Abschluss am nahen Kabelende kann es zu (Teil-) Reflektionen der Impulse kommen, wodurch sich nach wiederholtem Durchlaufen der doppelten Kabellänge L weitere Reflektionen des direkten und indirekten Impulses ergeben. Das Oszillogramm, das sowohl den direkten und den indirekten Impuls als auch Reflektionen derselben enthält, nennt man auch *Reflektogramm*.

Die hochfrequenten Teilentladungsimpulse auf einem Energiekabel unterliegen aufgrund der Verluste in der Isolation und der Frequenzabhängigkeit der Ausbreitungsgeschwindigkeit v_p einer Dämpfung und Dispersion [93, 42, 92, 10, 60]. Dadurch kommt es zu einer Veränderung der Impulsform. Vereinfachend kann man feststellen, dass die Signalamplitude abnimmt und die Impulsbreite zunimmt, je größer die zurückgelegte Strecke des Impulses auf dem Kabel ist.

Die Laufzeit δt_x zwischen dem direkten und indirekten Impuls ermöglicht die Ortung der Teilentladung innerhalb des Kabels, falls die Ausbreitungsgeschwindigkeit der Impulse auf dem Kabel bekannt ist. Während der direkte Impuls die Strecke x durchläuft, bevor er das Messende erreicht, legt der indirekte Impuls insgesamt die Strecke $2L - x$ zurück. Die Zeit δt_x entspricht also der Zeit, die, bei angenommener konstanter Ausbreitungsgeschwindigkeit, benötigt wird, die Strecke $2(L - x)$ zu durchlaufen. Diese Ausbreitungsgeschwindigkeit v_0 lässt sich aus einer Kalibrationsmessung ermitteln, Abb. 2.5. Dabei wird am Messende mittels eines TE-Kalibrators ein Impuls eingespeist und die doppelte Kabellaufzeit δt_{kal} zwischen dem Kalibrationsimpuls und der Reflektion gemessen. Man erhält

$$v_0 = \frac{2L}{\delta t_{\text{kal}}}. \quad (2.5)$$

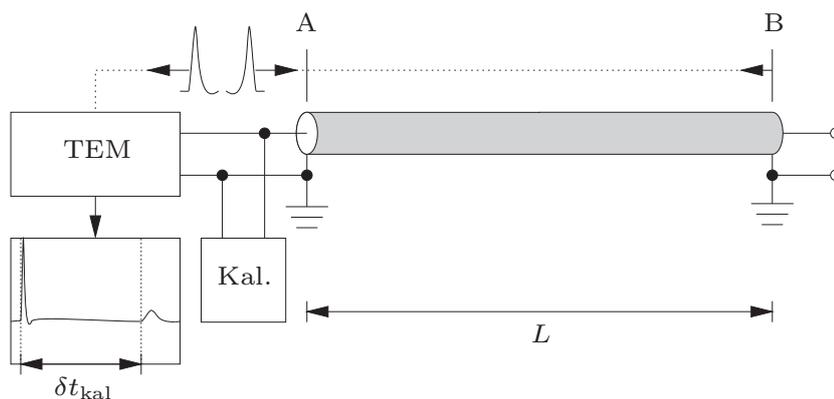


Abb. 2.5: Reflektometrie im Zeitbereich - Kalibration

Mit Hilfe der so ermittelten Ausbreitungsgeschwindigkeit lässt sich aus der gemessenen Zeitdifferenz δt_x zwischen dem Signalbeginn des direkten und indirekten Impulses und der bekannten Kabellänge L folgende Gleichung aufstellen

$$v_0 = \frac{2(L - x)}{\delta t_x}. \quad (2.6)$$

Die Auflösung nach x ergibt den Ursprungsort der Teilentladung in Abhängigkeit der Laufzeiten δt_{kal} , δt_x und der Gesamtkabellänge L

$$x = L - v_0/2 \cdot \delta t_x = \left(1 - \frac{\delta t_x}{\delta t_{\text{kal}}}\right) \cdot L. \quad (2.7)$$

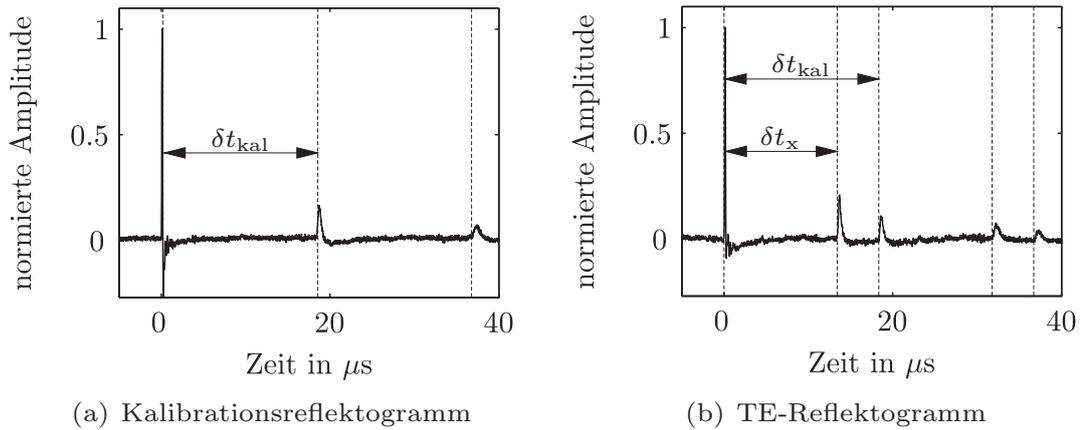


Abb. 2.6: Vermessung von Reflektogrammen bei der TDR

Bei der Online-TE-Messung wird die Teilentladung an beiden Kabelenden ausgekoppelt. Um die Laufzeiten der Pulse zu bestimmen, muss die Zeitbasis beider Messkanäle synchronisiert sein. Der Ort der Teilentladung ergibt sich analog zur Offline-Messung mittels

$$x = \left(\frac{1}{2} - \frac{t_B - t_A}{\delta t_{\text{kal}}}\right) \cdot L, \quad (2.8)$$

mit den an Kabelende A und B gemessenen Ankunftszeiten t_A und t_B .

2.4.2 Modellbasiertes Ortungsverfahren

Sind die geometrischen Eigenschaften sowie die Materialparameter einer Kabelstrecke genau bekannt, so kann ein Kabelmodell benutzt werden, um TE-Reflektogramme zu modellieren. Ein Vergleich zwischen gemessenem und modelliertem Signal ermöglicht die Ortung der Kabel-TE.

Das Verfahren wird in Abschnitt 3.3 beschrieben.



2.5 Methoden zur Bestimmung der scheinbaren Ladung in Energiekabeln

Bei der Bestimmung der Ladung von Kabel-TE-Impulsen gibt es einige Besonderheiten, die beachtet werden müssen. Durch den symmetrischen Aufbau des Kabels teilt sich die Ladung am Entstehungsort hälftig auf und läuft in Form zweier Impulse in entgegengesetzte Richtungen. Durch Reflektionseffekte ergeben sich Reflektogramme, deren Impulse im μs -Bereich auseinander liegen. Die Doppelimpulsauflösbarkeit ist hier ein entscheidendes Merkmal, das die Fähigkeit eines TE-Messgerätes beschreibt, die Ladung eines Kabel-TE-Reflektogramms korrekt zu bestimmen.

Des Weiteren unterliegen die hochfrequenten Impulse einer Dämpfung, die die Amplituden abhängig von der bereits durchlaufenen Kabelstrecke reduzieren. Dieser Effekt ist frequenzabhängig. Wird dieser Effekt bei der Ladungsmessung nicht berücksichtigt, kann es zu Messfehlern bei der Bestimmung der scheinbaren Ladung kommen [36]. Die Norm DIN EN 60885-3 [141] beschreibt Messverfahren zur Bestimmung der Teilentladungspegel an Längen extrudierter Kabel im Labor.

In den folgenden Abschnitten werden Verfahren zur Ladungsbestimmung bei der Vor-Ort-Messung von Energiekabeln behandelt.

2.5.1 Doppelimpulse

Die Fähigkeit, dicht aufeinander folgende Impulse mit korrektem Ladungswert anzeigen zu können, ist ein entscheidendes Merkmal eines Kabel-TE-Messsystems, da es bei Teilentladungen nahe der Kabelenden aufgrund der auftretenden Reflektionen zu solchen Doppelimpulsen kommt. Hierbei spielt auch die Gesamtlänge (-laufzeit) des Kabels eine große Rolle. Ziel ist es, eine möglichst hohe Doppelimpulsauflösbarkeit zu erreichen, um Fehldarstellungen der Ladungsanzeige zu vermeiden. Um das Doppelimpulsdiagramm eines TE-Messsystems zu bestimmen, kann gemäß Norm DIN EN 60885-3 [141] vorgegangen werden. Dabei wird mittels eines Doppelimpulsgenerators, der einen einstellbaren Zeitabstand t_d der Impulse besitzt, zwei dicht aufeinander folgende Impulse in den zu untersuchenden TE-Messkreis eingespeist und die Ladungsanzeige des Messsystems ausgewertet. Bezieht man die für jeden Doppelimpuls-Zeitabstand t_d erhaltene maximale Ladung auf den maximalen Zeitabstand $t_{d,max}$, so erhält man das Doppelimpulsdiagramm.

2.5.2 Dämpfungskompensierte Ladungsbestimmung

Die Norm DIN EN 60885-3 [141] schreibt vor, dass der durch die Dämpfung eines Kabels verringerte, am TE-Messsystem erfasste Ladungswert, mindestens 70 % der tatsächlichen Ladung betragen muss. Die Bestimmung der Dämpfung an aufge-

trommelten Kabellängen durch Einspeisung von Kalibrierimpulsen an beiden Kabelenden ist in [36, 141] beschrieben.

Bei verlegten Kabelstrecken lässt sich die Dämpfung α entsprechend dem exponentialen Ansatz

$$q_2 = q_1 \cdot e^{-\alpha \cdot 2L} \quad (2.9)$$

bestimmen. Dazu wird im Rahmen der Kalibrationsroutine gemäß Abschnitt 2.4.1 die Ladung des direkten Impulses q_1 sowie die Ladung q_2 des indirekten ermittelt. Man erhält also

$$\alpha = \frac{\ln \frac{q_1}{q_2}}{2L}. \quad (2.10)$$

Das Verhältnis k_1 zwischen scheinbarer und gemessener Ladung ergibt sich gemäß Gl. (2.4) und der eingespeisten Kalibrierladung q_{kal} aus

$$k_1 = \frac{q_{\text{kal}}}{q_1}. \quad (2.11)$$

Nun wird eine gemessene Kabel-TE betrachtet. Unter Berücksichtigung des Ortungsergebnisses des TE-Reflektogramms lässt sich der Faktor k_2 zur Kompensation der Ladungsreduktion durch den Dämpfungseffekt mittels Gl. (2.10) bestimmen:

$$k_2(x) = e^{\alpha \cdot x}. \quad (2.12)$$

Somit lässt sich die gemessene Ladung q_m einer Kabel-TE durch

$$q_s = k_1 \cdot k_2(x) \cdot q_m \quad (2.13)$$

in die scheinbare Ladung q_s am Ort x umrechnen.

Nachfolgend werden Methoden beschrieben, die eine Bestimmung der Ladung q_m aus den Messdaten ermöglichen.

2.5.3 Auswertung der Impulsamplituden

Eine sehr einfache Methode zur Ladungsbestimmung kann über die Auswertung der Impulsmaxima erfolgen. Jedoch werden die Amplitudenwerte durch die Dämpfung je nach Kabellänge und TE-Entstehungsort stark beeinflusst, was eine Kompensation erschwert.

Durch Verwendung von Kalibratoren, die eine obere Grenzfrequenz im Bereich von Kabel-TE-Impulsen besitzen, lassen sich die bei der Kalibration auftretenden starken Dämpfungseffekte für Frequenzen $f \gg 10$ MHz vermeiden, die durch die Tiefpasswirkung des Kabels entstehen.

2.5.4 Integration im Zeitbereich

Zur Durchführung von TE-Ortungen in Energiekabeln ist ein breitbandiges Messsystem notwendig, um eine hohe Doppelimpulsauflösbarkeit und damit hohe Ortungsgenauigkeiten zu erreichen. Zur Ladungsbestimmung kann bei solchen breitbandigen Systemen die Integration im Zeitbereich gemäß Abschnitt 2.1.2.2 verwendet werden. Dazu wird die Fläche eines diskret abgetasteten Stromimpulses zum Beispiel mittels der Trapezformel bestimmt. Es ist darauf zu achten, dass kein Signalgleichanteil vorhanden ist, der die Integration verfälscht. Die Wahl der Integrationsgrenzen wird erschwert, wenn das Signal Über- oder Unterschwinger enthält, oder es zu Impulsüberlagerungen kommt. Aus diesen Gründen wurde bei Anwendung der Zeitbereichsintegration das Über- und Unterschreiten eines Schwellwertes zur Definition der Integrationsgrenzen verwendet.

2.5.5 Quasiintegration

Da ein gemessenes TE-Reflektogramm bei der Offline-Kabel-TE Messung immer aus mehreren dicht aufeinander folgenden Impulsen besteht, sollte auch im Frequenzbereich möglichst breitbandig integriert werden, um Überlagerungseffekte zu vermeiden. Je nach Kabellänge und Entstehungsort der TE können sich positive und negative Superpositionen der Impulsantworten des Filters ergeben. Wird ein Reflektogramm mittels Diskreter Fourier-Transformation (DFT) in den Frequenzbereich transformiert, macht sich dies durch resonanzartige stehende Wellen bemerkbar. In Abb. 2.7 ist ein 1000 pC-Kalibrierreflektogramm im Zeit- und Frequenzbereich ($|H(f)|$) dargestellt. Eine ungünstige schmalbandige Messung in einem Resonanzeinbruch würde einen deutlich zu kleinen Ladungswert ergeben. Durch Mittelung in einem breiten Frequenzband (hier $200 \text{ kHz} \leq f \leq 2 \text{ MHz}$) kann der Fehler verringert, jedoch nicht aufgehoben werden (es werden nur $q_m = 667 \text{ pC}$, anstatt 1000 pC ermittelt).

Abhilfe schafft hier die Quasiintegration des gefensterten direkten Impulses ($|H_1(f)|$, rot). Im verlustfreien Fall „transportiert“ sowohl der direkte, als auch der indirekte Impuls die gleiche Ladung $q_{\text{kal}}/2$. Lediglich die Impulsform wird verändert. Die Ladung wird also korrekt erhalten, wenn der direkte Impuls einzeln aus dem Reflektogramm herausgeschnitten, anschließend die Quasiintegration durchgeführt, und die so erhaltene Ladung mit dem Faktor zwei multipliziert wird. Bei dem hier betrachteten Reflektogramm ergibt sich die zu erwartende halbe Kalibrierladung ($0,5 \cdot q_{m,1} = 491 \text{ pC}$).

Diese Art der Quasiintegration erfordert je nach Abstand des direkten und indirekten Impulses eine Anpassung der Fensterung. Handelt es sich um einen Fehler in

unmittelbarer Nähe des fernen Kabelendes, entfällt aufgrund der Superposition des direkten und indirekten Impulses der Faktor zwei.

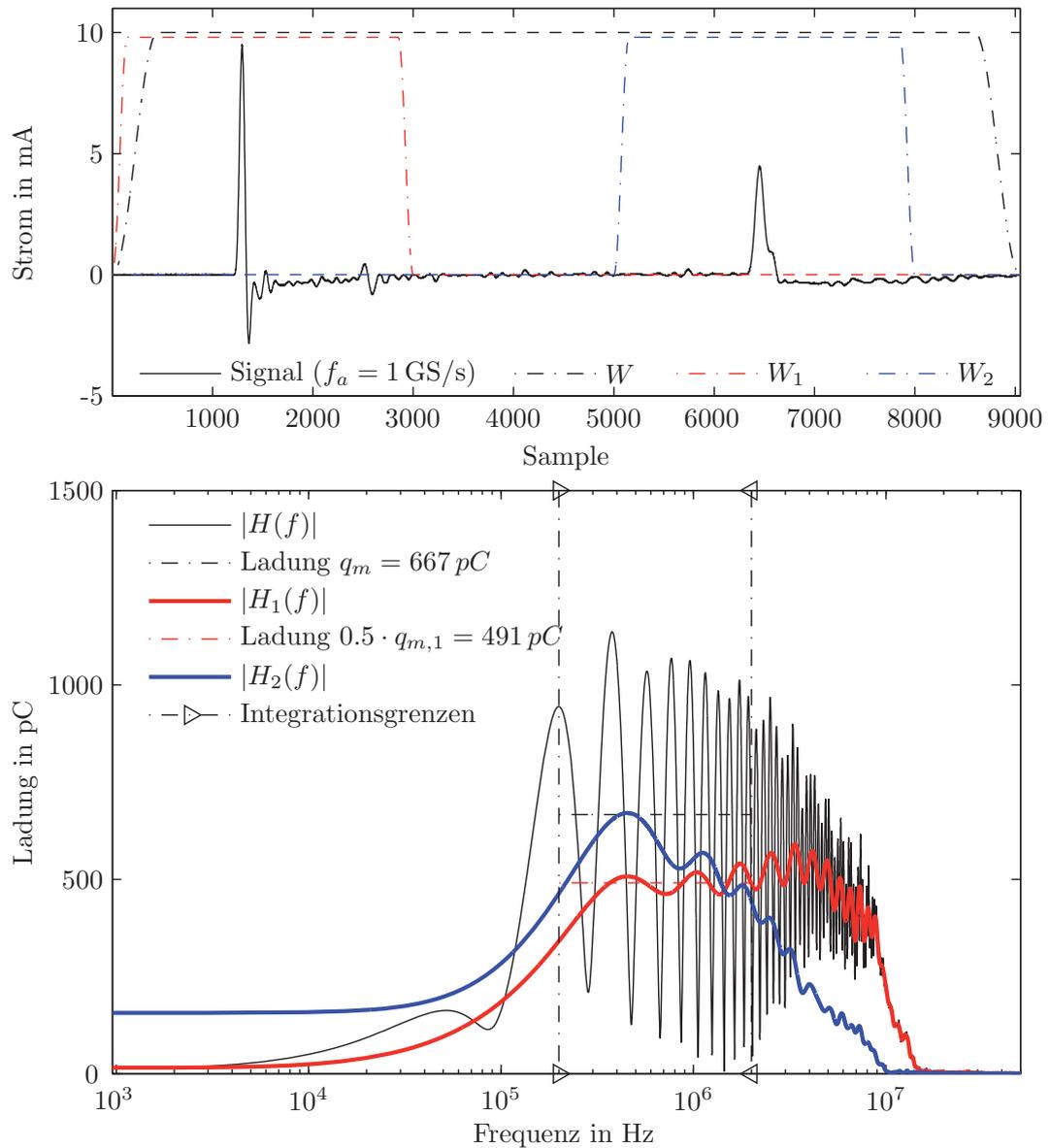


Abb. 2.7: Quasiintegration eines Kalibrierreflektogramms



Kapitel 3

Modellierung

Dieses Kapitel beschäftigt sich mit dem Aufbau von Energiekabeln sowie der Modellierung von Kabeln und Teilentladungen. Ausgehend von den allgemeinen Leitungsgleichungen werden die für ein Kabel-TE-Modell erforderlichen Zusammenhänge beschrieben und die dafür notwendigen Parameter erörtert. Das Modell wird speziell für Ein-End-Kabel-TE-Messungen (Offline-TE-Messungen) aufgestellt und ermöglicht, bei genauer Kenntnis der geometrischen Abmessungen und Materialparameter, eine exakte Modellierung von Kabel-TE-Reflektogrammen, die zur Ortung von Teilentladungen im Kabel verwendet werden können.

3.1 Aufbau von Energiekabeln

Ein Energiekabel besteht im Wesentlichen aus einem Leiter, der Isolation, einem Schirm und einer Ummantelung. Je nach Kabeltyp, Einsatzort und Verwendungszweck besteht der Aufbau aus weiteren konzentrischen Schichten. Auf den *Leiter* aus Kupfer oder Aluminium wird die *innere Leitschicht* aus halbleitfähigem Material aufgebracht, um im Übergangsbereich zwischen Leiter und Isolation homogene Feldverhältnisse zu erreichen. Dann folgt das *Dielektrikum*, in dem das elektrische Feld bis zur *äußeren Leitschicht* und dem *Schirm* abgebaut wird. Die äußere Leitschicht besteht ebenfalls aus halbleitfähigem Material und wird zur Homogenisierung des Feldes benötigt. Die äußere Leitschicht kann zusätzlich mit einem *leitfähigen Band* oder *Quellvlies* umgeben sein, um die Kontaktierung des Schirms zu verbessern und das Eindringen von Feuchtigkeit zu verhindern. Um die Schirmdrähte aus Kupfer oder Aluminium können weitere Schichten aufgebracht werden, die beispielsweise zur Erhöhung der *Querleitfähigkeit*, als Polsterung, *Bewehrung* oder *Diffusionssperre* dienen. Die *Ummantelung* des Kabels dient zum Schutz vor äußeren Einflüssen.

Die im Mittelspannungsbereich häufig verlegten Papiermassenkabel besitzen eine aus Papierbändern gewickelte Isolation, die mit einer öl- oder wachshaltigen Imprägniermasse getränkt ist, um Hohlräume zu vermeiden. Als innere und äußere Leitschicht kommen hier halbleitende Bänder (z. B. Rußpapier) zum Einsatz. Der Schirm ist

in der Regel als massiver Bleimantel ausgeführt, der gleichzeitig das Eindringen von Feuchtigkeit verhindern soll. Es folgen auch hier je nach Einsatzzweck verschiedenste Schichten, wie Bewehrung, Diffusionssperren und Ummantelungen, um das Kabel zu schützen.

Abbildung 3.1 zeigt den prinzipiellen Aufbau eines typischen kunststoffisolierten Hochspannungskabels. Als Dielektrikum kommt heutzutage hauptsächlich vernetztes Polyethylen (VPE) zum Einsatz. Aber auch Polyvinylchlorid (PVC), Ethylen-Propylen-Polymere (EPR) und Teflon (PTFE) werden je nach Spannungspegel und Einsatzbereich verwendet. Die in den 1980er Jahren verbauten PE-Kabel werden heute nicht mehr für höhere Spannungen eingesetzt, da sich bei diesen Kabeln *water-trees* ausbilden können, was die Gefahr eines frühzeitigen Ausfalls der Strecke erhöht. Bei der Fertigung von kunststoffisolierten Kabeln werden die beiden Leitschichten und die Isolation in einem Arbeitsgang auf den Leiter extrudiert. Die innere und äußere Leitschicht besteht aus mit leitfähigen Partikeln versetztem Kunststoff.

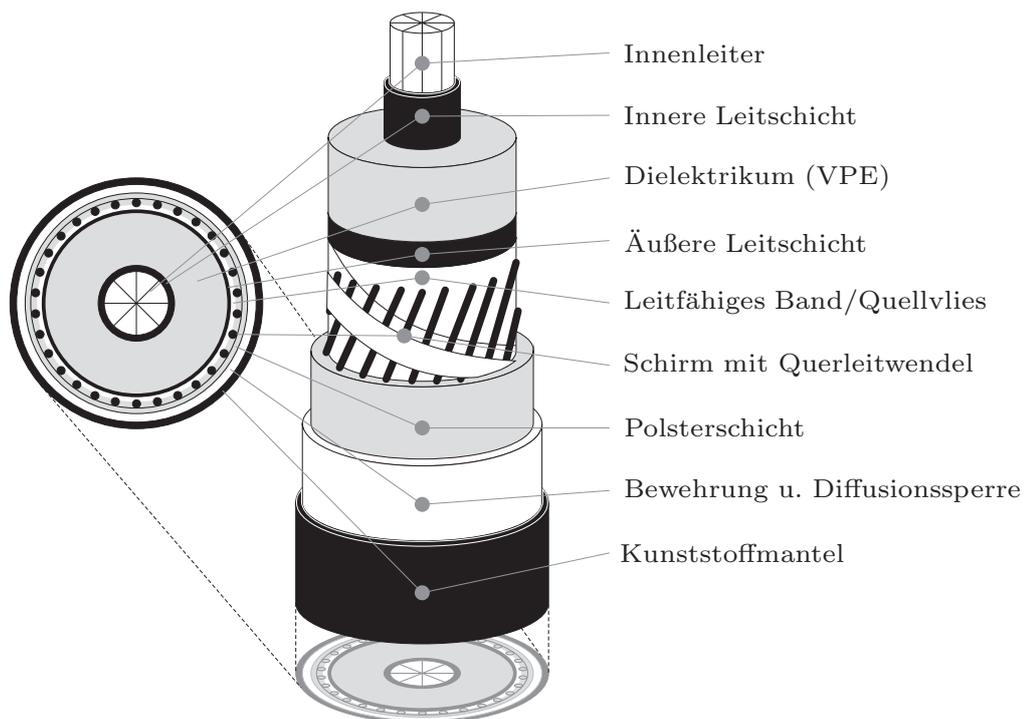


Abb. 3.1: Prinzipieller Aufbau und Schnitt eines VPE-Radialfeldkabels
(Quelle: Bild aus [31], modifizierte Darstellung.)

3.2 Eigenschaften und Modellbildung von Energiekabeln

Bei Teilentladungsimpulsen handelt es sich um zeitlich schnell veränderliche Vorgänge. Um deren Ausbreitung im System „Energiekabel“ mathematisch erfassen zu können, bedarf es einer äquivalenten Beschreibung.

Die in dieser Arbeit betrachteten Energiekabel sind einphasig aufgebaut, weswegen bei der Modellierung eine Beschränkung auf diesen Typ stattfindet. Ausgehend davon findet eine allgemeine Abbildung dieses physischen Systems statt. Diese wird darauf hin für gewisse Spezialfälle erweitert. Abschließend wird aufgezeigt, wie die noch notwendigen Parameter zur Kabelbeschreibung aus den geometrischen Eigenschaften bestimmt werden können.

Unter der Annahme, dass ein Energiekabel als homogen zu betrachten ist, lässt sich ein Modell für papier- und kunststoffisolierte Kabel aufstellen, z. B. [100, 60].

In den folgenden Abschnitten wird das Modell ausgehend von den Leitungsgleichungen beschrieben.

3.2.1 Allgemeine Leitungsgleichungen

Allgemein ist ein einphasiges Kabel coaxial aus einem Leiter und einem konzentrischen Schirm aufgebaut. Beide bestehen aus einem leitfähigen Material, meist Kupfer oder Aluminium. Zwischen diesen Elektroden befindet sich ein Isolierstoff, welcher gegebenenfalls aus mehreren Schichten besteht. Sowohl Leiter und Schirm als auch der Isolierstoff werden über die gesamte Leitungslänge als konstant angenommen. Die magnetischen und elektrischen Eigenschaften sind in axialer Richtung an jedem Ort gleich. Die Leitung wird somit als homogen betrachtet.

Wegen der sehr kurzen Wellenlängen der zu betrachtenden Frequenzen der transienten TE-Impulse und der vergleichsweise signifikant größeren Leitungslänge, kann die Leitung nicht als elektrisch kurz betrachtet werden. Folglich muss sie als räumlich ausgedehntes Bauelement (elektrisch lange Leitung) durch die Leitungsgleichungen beschrieben werden, statt durch eine vereinfachte Vierpolersatzschaltung.

Eine Leitung kann durch eine Kettenschaltung vieler kurzer Leitungselemente der Länge dx beschrieben werden. Das Ersatzschaltbild für das klassische Leitungsmodell ist in Abbildung 3.2 dargestellt [84].

Eine Leitung lässt sich allgemein durch ihre Impedanz Z und Admittanz Y pro Leitungslänge Δl charakterisieren, den Leitungsbelägen. Der Impedanzbelag Z' setzt sich aus den *Längsbelägen*, dem *Widerstandsbelag* R' und dem *Induktivitätsbelag* L' des Hin- und Rückleiters zusammen. Der Admittanzbelag Y' entspricht einer Parallelschaltung aus den *Querbelägen*, dem *Ableitungsbelag* G' und dem *Kapazitätsbelag* C' zwischen dem Hin- und Rückleiter.

Die Beläge sind definiert als

$$R' = \frac{\Delta R}{\Delta l}, L' = \frac{\Delta L}{\Delta l}, G' = \frac{\Delta G}{\Delta l} \text{ und } C' = \frac{\Delta C}{\Delta l}.$$

Beim Grenzübergang $\Delta x \rightarrow 0$ kann das Leitungselement (Abb. 3.2) im quasistationären Zustand beschrieben werden. Es verhält sich elektrisch kurz und die Kirchhoffschen Regeln können Anwendung finden [84].

Durch Aufstellen der Maschen- und Knotengleichung entstehen die zwei gekoppelten partiellen Differentialgleichungen

$$-\frac{\delta u(x, t)}{\delta x} = R' i(x, t) + L' \frac{\delta i(x, t)}{\delta t}, \quad (3.1)$$

$$-\frac{\delta i(x, t)}{\delta x} = G' u(x, t) + C' \frac{\delta u(x, t)}{\delta t}. \quad (3.2)$$

Durch Differentiation und gegenseitiges in einander Einsetzen folgen die entkoppelten Leitungsgleichungen

$$\frac{\delta^2 u(x, t)}{\delta x^2} = L' C' \frac{\delta^2 u(x, t)}{\delta t^2} + (R' C' + L' G') \frac{\delta u(x, t)}{\delta t} + R' G' u(x, t), \quad (3.3)$$

$$\frac{\delta^2 i(x, t)}{\delta x^2} = L' C' \frac{\delta^2 i(x, t)}{\delta t^2} + (R' C' + L' G') \frac{\delta i(x, t)}{\delta t} + R' G' i(x, t). \quad (3.4)$$

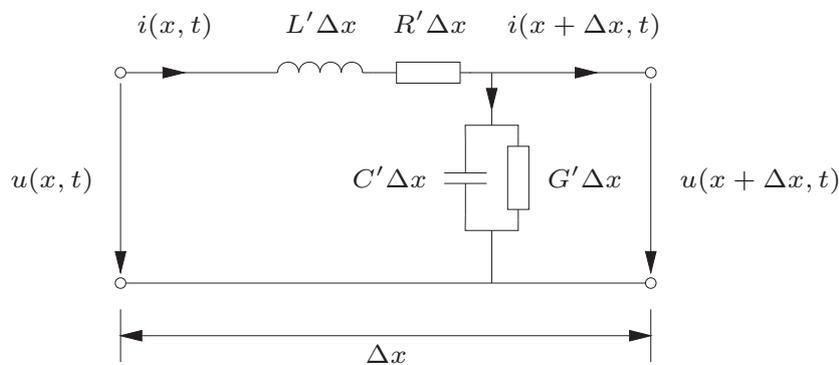


Abb. 3.2: Klassisches Ersatzschaltbild eines kurzen Leitungselements Δx

Die weiteren Beschreibungen der Leitungsgleichungen erfolgen im Frequenzbereich, wobei die partiellen Differentialgleichungen in gewöhnliche übergehen. Es wird eine vereinfachte Betrachtung der Frequenzabhängigkeiten der Leitungsbeläge ermöglicht. Ebenso vereinfacht sich die Beschreibung, da das Ausgangssignal, welches sich durch das Eingangssignal „Impuls“ und das System „Kabel“ bildet, mittels einer Multiplikation statt einer zeitdiskreten Faltung beschrieben werden kann. Hierdurch findet eine Verringerung der benötigten Rechenzeit statt.

Die Beschreibung im Frequenzbereich setzt den stationären Zustand voraus, welcher abgeschlossene Einschwingvorgänge bedingt. Durch Verwendung dieser Vereinfachung befinden sich die einzelnen Wellen, welche durch Superposition einen Impuls formen, bereits auf der gesamten Leitung verteilt. Dieser Lösungsansatz ist jedoch gerechtfertigt, da nicht das Auftreten eines Impulses, sondern dessen Propagation durch die Leitung beschrieben werden soll.

Gleichung (3.3) und (3.4) lassen sich bei Betrachtung einer sinusförmigen Anregung, d.h. durch Wellen, $u(x, t) = \underline{U}e^{j\omega t}$ bzw. $i(x, t) = \underline{I}e^{j\omega t}$ und in Abhängigkeit von Gl. (3.9) vereinfachen zu den *Telegraphengleichungen im Frequenzbereich* [5, 84]

$$\frac{\delta^2 \underline{U}(x)}{\delta x^2} = \underline{\gamma}^2 \underline{U}(x), \quad (3.5)$$

$$\frac{\delta^2 \underline{I}(x)}{\delta x^2} = \underline{\gamma}^2 \underline{I}(x). \quad (3.6)$$

Die Längselbeläge lassen sich durch den Impedanzbelag

$$\underline{Z}' = R' + j\omega L', \quad (3.7)$$

die Querbeläge durch den Admittanzbelag

$$\underline{Y}' = G' + j\omega C' \quad (3.8)$$

zusammenfassen.

Durch die komplexe Ausbreitungskonstante (*auch: komplexer Übertragungsbelag*)

$$\underline{\gamma} = \sqrt{\underline{Z}'\underline{Y}'} = \sqrt{(R' + j\omega L')(G' + j\omega C')} \quad (3.9)$$

und den Wellenwiderstand

$$\underline{Z}_L = \sqrt{\frac{\underline{Z}'}{\underline{Y}'}} = \sqrt{\frac{R' + j\omega L'}{G' + j\omega C'}} \quad (3.10)$$

lässt sich die Wellenausbreitung auf der Leitung vollständig beschreiben.

Die komplexe Ausbreitungskonstante γ selbst kann beschrieben werden durch den Dämpfungsbelag α und den Phasenbelag β

$$\underline{\gamma} = \alpha + j\beta. \quad (3.11)$$

Mit zunehmend zurückgelegter Wegstrecke x erfährt die Amplitude einer Welle eine Dämpfung, welche sich durch das Dämpfungsmaß

$$a = \alpha x \quad (3.12)$$

beschreiben lässt.

Ebenfalls erfährt eine Welle einen Phasenversatz, bzw. eine Laufzeit im Falle eines Wellenpakets, welche durch das Phasenmaß festgelegt wird

$$b = \beta x. \quad (3.13)$$

Die frequenzabhängige Ausbreitungsgeschwindigkeit (*auch: Phasengeschwindigkeit*) lässt sich bestimmen durch

$$v_p = \frac{\omega}{\operatorname{Im}\{\gamma\}} = \frac{\omega}{\beta}. \quad (3.14)$$

Diese ist entscheidend für die Stärke der Ausprägung des Dispersionseffekts bei Wellenpaketen. Die hier betrachteten Impulse sind Wellenpakete, da sie aus mehreren einzelnen Frequenzen und den zugehörigen Amplituden gebildet werden. Abhängig von der zurückgelegten Wegstrecke durch die Leitung verringert sich durch den Dispersionseffekt die Impulsamplitude, während die Impulsbreite eine Zunahme erfährt.

Die Lösung von Gl. (3.5) und Gl. (3.6) kann durch den Exponentialansatz nach d'Alembert ermittelt werden [84].

Der Ausbreitungsvorgang auf der Leitung wird demnach durch Wanderwellen beschrieben

$$\underline{U}(x) = \underline{U}_H e^{-\gamma x} + \underline{U}_R e^{\gamma x} = \underline{U}_H(x) + \underline{U}_R(x), \quad (3.15)$$

$$\underline{I}(x) = \underline{I}_H e^{-\gamma x} - \underline{I}_R e^{\gamma x} = \underline{I}_H(x) - \underline{I}_R(x). \quad (3.16)$$

\underline{U}_H beschreibt die komplexe Amplitude der vom Leitungsanfang zum Leitungsende fortschreitenden hinlaufenden Welle, während \underline{U}_R die komplexe Amplitude der rücklaufenden Welle vom Leitungsende zum Leitungsanfang beschreibt. Analoges gilt für die Stromwellen.

Um eine praktische Verwendung zu ermöglichen, werden Gl. (3.15) und Gl. (3.16) durch Randbedingungen dem jeweiligen Problem angepasst.

3.2.2 Leitungsgleichungen in Vierpolform

Eine Leitung kann als Vierpol betrachtet werden. Durch die Beschreibung mittels der Vierpolgleichungen sind vielfältige Betrachtungsweisen gegeben. So lassen sich Spannungs- und Stromverteilungen auf der Leitung in Abhängigkeit von der Spannungs- und Stromverteilung am Leitungsanfang und dem Leitungsabschluss bestimmen [101]. Ebenfalls kann durch diese Gleichungen die ortsabhängige Impedanz der Leitung angegeben werden. Des Weiteren ist das Hintereinanderschalten mehrerer Vierpole durch Multiplikation der einzelnen Verkettungsmatrizen möglich [109]. Auf Letzteres wird in dieser Arbeit nicht näher eingegangen, da die Betrachtung von kaskadierten Leitungen mittels der Ersatzimpedanzen von Leitungen realisiert wird.

Am Leitungsanfang an der Stelle $x = 0$ gehen die Gleichungen (3.15) und (3.16) über in

$$\underline{U}(0) = \underline{U}_H + \underline{U}_R, \quad (3.17)$$

$$\underline{I}(0) = \underline{I}_H - \underline{I}_R = \frac{\underline{U}_H}{\underline{Z}_L} - \frac{\underline{U}_R}{\underline{Z}_L}. \quad (3.18)$$

Durch Auflösen nach \underline{U}_H und \underline{U}_R (siehe hierzu auch 3.27) und anschließendes Einsetzen in die Gleichungen (3.15) und (3.16) folgen für diese

$$\underline{U}(x) = \underline{U}(0) \frac{1}{2} (e^{\gamma x} + e^{-\gamma x}) - \underline{I}(0) \underline{Z}_L \frac{1}{2} (e^{\gamma x} - e^{-\gamma x}), \quad (3.19)$$

$$\underline{I}(x) = -\frac{\underline{U}(0)}{\underline{Z}_L} \frac{1}{2} (e^{\gamma x} - e^{-\gamma x}) + \underline{I}(0) \frac{1}{2} (e^{\gamma x} + e^{-\gamma x}). \quad (3.20)$$

Diese lassen sich durch mathematische Hyperbelfunktionen in eine kompaktere Form umschreiben

$$\underline{U}(x) = \underline{U}(0) \cosh(\underline{\gamma}x) - \underline{I}(0) \underline{Z}_L \sinh(\underline{\gamma}x), \quad (3.21)$$

$$\underline{I}(x) = -\frac{\underline{U}(0)}{\underline{Z}_L} \sinh(\underline{\gamma}x) + \underline{I}(0) \cosh(\underline{\gamma}x). \quad (3.22)$$

Mit anschließendem Auflösen nach $\underline{U}(0)$ und $\underline{I}(0)$ und der Beachtung der Identität $\{\cosh^2(\underline{\gamma}x) - \sinh^2(\underline{\gamma}x) = 1\}$ folgen die Leitungsgleichungen in Vierpolform

$$\underline{U}(0) = \underline{U}(x) \cosh(\underline{\gamma}x) + \underline{I}(x) \underline{Z}_L \sinh(\underline{\gamma}x), \quad (3.23)$$



$$\underline{I}(0) = \frac{\underline{U}(x)}{\underline{Z}_L} \sinh(\underline{\gamma}x) + \underline{I}(x) \cosh(\underline{\gamma}x). \quad (3.24)$$

3.2.2.1 Eingangsimpedanz einer Leitung mit Abschluss

Durch die Vierpolgleichungen lässt sich erkennen, dass die Impedanz einer Leitung ortsabhängig ist. Um die Impedanz am Anfang einer Leitung der Länge L , welche am Leitungsende mit der Impedanz \underline{Z}_1 abgeschlossen ist, zu bestimmen, wird der Quotient aus Gleichung (3.23) mit Gleichung (3.24) gebildet

$$\underline{Z}_0 = \frac{\underline{U}(0)}{\underline{I}(0)} = \frac{\underline{Z}_1 \cosh(\underline{\gamma}L) + \underline{Z}_L \sinh(\underline{\gamma}L)}{\frac{\underline{Z}_1}{\underline{Z}_L} \sinh(\underline{\gamma}L) + \cosh(\underline{\gamma}L)}, \quad (3.25)$$

wobei am Ende der Leitung das Verhältnis

$$\frac{\underline{U}(x=L)}{\underline{I}(x=L)} = \underline{Z}_1 \quad (3.26)$$

besteht.

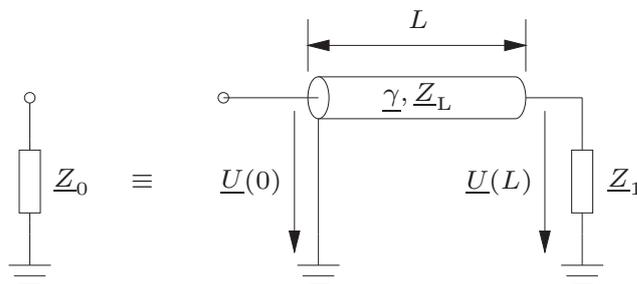


Abb. 3.3: Ersatzimpedanz \underline{Z}_0 einer belasteten Leitung

Dieser Aufbau ist in Abb. 3.3 schematisch dargestellt. Die abgeschlossene Leitung lässt sich somit durch die Ersatzimpedanz \underline{Z}_0 beschreiben. Diese kann den Abschluss einer weiteren Leitung bilden und somit der Beschreibung von mehreren hintereinander geschalteten Leitungen dienlich sein.

3.2.3 Leitung mit Abschlüssen und Quelle am Leitungsanfang

Neben der Beschreibung des Wanderwellenvorgangs auf einer Leitung über die Vierpolgleichungen, auf die in dieser Arbeit nicht näher eingegangen wird, besteht die Möglichkeit, eine Beschreibung in Abhängigkeit von den Leitungsabschlüssen anzugeben.

Durch Bildung des Quotienten aus der rücklaufenden zur hinlaufenden Welle folgt aus Gl. (3.15) und Gl. (3.16)

$$r_x = \frac{\underline{U}_R(x)}{\underline{U}_H(x)} = \frac{\underline{U}(x) - \underline{Z}_L \underline{I}(x)}{\underline{U}(x) + \underline{Z}_L \underline{I}(x)} = \frac{\frac{\underline{U}(x)}{\underline{I}(x)} - \underline{Z}_L}{\frac{\underline{U}(x)}{\underline{I}(x)} + \underline{Z}_L}. \quad (3.27)$$

Somit lässt sich abhängig von der am Ort x bestehenden Impedanz der ortsabhängige Reflektionsfaktor

$$r_x = \frac{\underline{Z}_x - \underline{Z}_L}{\underline{Z}_x + \underline{Z}_L} \quad (3.28)$$

angeben. Dieser Reflektionsfaktor beschreibt, welcher Anteil der Energie des Impulses bei Eintreffen an den Ort x in die Leitung zurück reflektiert wird. Die nicht reflektierte Energie wird gemäß dem Brechungsfaktor $b_x = 1 - r_x$ durch die am Ort x bestehende Impedanz \underline{Z}_x aufgenommen.

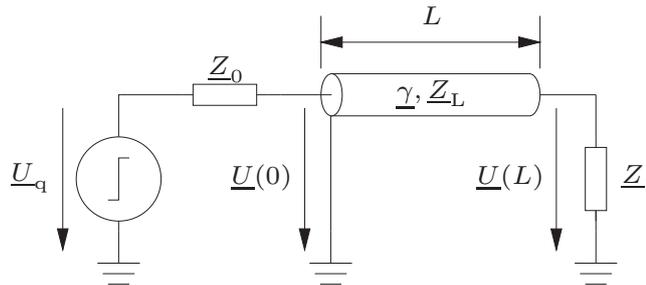


Abb. 3.4: Schematische Darstellung einer Leitung mit Abschlussimpedanzen und Quelle am Leitungsanfang

Für den in Abb. 3.4 dargestellten Fall betragen die Reflektionsfaktoren am Leitungsanfang (r_0 mit $x = 0$) und Ende (r_1 mit $x = L$)

$$r_0 = \frac{\underline{Z}_0 - \underline{Z}_L}{\underline{Z}_0 + \underline{Z}_L}, \quad (3.29)$$

$$r_1 = \frac{\underline{U}_R e^{\underline{\gamma}L}}{\underline{U}_H e^{-\underline{\gamma}L}} = \frac{\underline{Z}_1 - \underline{Z}_L}{\underline{Z}_1 + \underline{Z}_L}. \quad (3.30)$$

Wie in Abb. 3.4 zu erkennen, lässt sich unter Verwendung von Gl. 3.17 und Gl. (3.18) die Maschengleichung

$$\underline{U}(0) = \underline{U}_q - \underline{Z}_0 \underline{I}(0) = \underline{U}_q - \frac{\underline{Z}_0}{\underline{Z}_L} (\underline{U}_H - \underline{U}_R) = \underline{U}_H + \underline{U}_R \quad (3.31)$$

aufstellen. Diese ist äquivalent zu

$$\underline{U}_H - r_0 \underline{U}_R = \underline{U}_q \frac{\underline{Z}_L}{\underline{Z}_0 + \underline{Z}_L}. \quad (3.32)$$

Unter Verwendung von Gl. (3.30) folgen daraus

$$\underline{U}_H = \underline{U}_q \frac{\underline{Z}_L}{\underline{Z}_0 + \underline{Z}_L} \frac{1}{1 - r_0 r_1 e^{-2\gamma L}}, \quad (3.33)$$

$$\underline{U}_R = \underline{U}_q \frac{\underline{Z}_L}{\underline{Z}_0 + \underline{Z}_L} \frac{r_1 e^{-2\gamma L}}{1 - r_0 r_1 e^{-2\gamma L}}. \quad (3.34)$$

Eingesetzt in Gl. (3.15) folgt für die ortsabhängige Spannung auf der Leitung:

$$\underline{U}(x) = \underline{U}_q \frac{\underline{Z}_L}{\underline{Z}_0 + \underline{Z}_L} \frac{e^{-\gamma x} + r_1 e^{-\gamma(2L-x)}}{1 - r_0 r_1 e^{-2\gamma L}}. \quad (3.35)$$

Diese Gleichung beschreibt die Spannung auf der Leitung am Ort x in Abhängigkeit von einer Spannungsquelle am Leitungsanfang $x = 0$ und deren Eingangsimpedanz sowie der Abschlussimpedanz am Leitungsende $x = L$.

Nach Berechnung der Systemantwort und numerischer Rücktransformation in den Zeitbereich mittels der Inversen Diskreten Fourier-Transformation (IDFT) ergibt sich ein Signal, welches je nach Reflektionsfaktoren, Dämpfung und Dispersion auf der Leitung aus einer Folge von äquidistanten Pulsen besteht.

3.2.4 Leitung mit Abschlüssen und ortsabhängiger Quelle

Analog zu 3.2.3 lässt sich die Impulsquelle innerhalb der Leitung definieren. Diese Beschreibung ermöglicht die Betrachtung einer ortsabhängigen Teilentladung innerhalb eines Kabels. Abb. 3.5 dient zur Veranschaulichung dieses Sachverhaltes.

In der vorliegenden Leitung wird durch die Stromquelle $\underline{I}(d)$ eine orts- und zeitabhängige Spannungsverteilung auf der Leitung erzeugt, die sich vom Ort $x = d$ mit einer zeitlichen Verzögerung zum Leitungsanfang und -ende fortsetzt. Es lässt sich zeigen [92], dass die Spannung am Ort x auf der Leitung in Abhängigkeit von einer Quelle am Ort d für $x < d$ durch

$$\underline{U}(x) = \frac{\underline{Z}_L \underline{I}(d)}{2} \frac{1 + r_1 e^{2\gamma(d-L)}}{1 - r_0 r_1 e^{-2\gamma L}} \left[e^{\gamma(x-d)} + r_0 e^{-\gamma(x+d)} \right] \quad (3.36)$$

sowie für $x > d$ durch

$$\underline{U}(x) = \frac{\underline{Z}_L \underline{I}(d)}{2} \frac{1 + \underline{r}_0 e^{-2\gamma x}}{1 - \underline{r}_0 \underline{r}_1 e^{-2\gamma L}} \left[e^{-\gamma(x-d)} + \underline{r}_1 e^{\gamma(x+d-2L)} \right] \quad (3.37)$$

beschrieben werden kann.

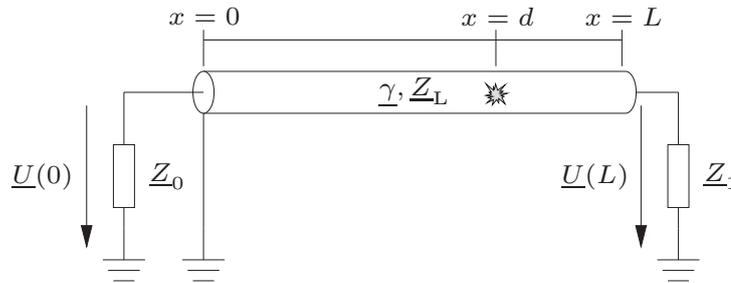


Abb. 3.5: Schematische Darstellung einer TE behafteten Leitung mit Abschlussimpedanzen

Mit diesem Modell kann also nun ein Teilentladungsreflektogramm modelliert werden.

3.2.5 Bestimmung der Leitungsbeläge

Zur Verwendung der Leitungsgleichung müssen die Leitungsbeläge bekannt sein. In diesem Abschnitt wird die Bestimmung der Modellparameter für papier- und kunststoffisolierte Energiekabel erläutert.

Unter der hier getroffenen Voraussetzung einer homogenen Leitung bleiben die Leitungsbeläge über die gesamte Kabellänge konstant. Produktionsbedingte Toleranzen können nicht berücksichtigt werden. Auch Muffen werden in diesem Modell aufgrund ihrer räumlich begrenzten Ausdehnung vernachlässigt. Somit werden Reflexionen, die an Muffen auftreten können, nicht durch das Modell abgebildet. Weiterhin werden die im Kabel vorhandenen Fehlstellen, welche für Teilentladungen verantwortlich sind, vernachlässigt, da sie ein wesentlich geringeres Volumen einnehmen, als der gesunde Anteil des Kabels.

Zur Vereinfachung der Berechnung des Widerstands- und Induktivitätsbelags wird der Leiter als massiver Zylinder und der Schirm als massiver Hohlzylinder betrachtet. Des Weiteren wird der Leiter als gerade und langgestreckt angenommen, was zu einer homogenen Feldverteilung über die gesamte Länge führt und die Berechnung ermöglicht.

Obwohl bei einem papierisolierten Kabel (Abb. 3.6) imprägnierte Papierschichten auf den Leiter aufgebracht sind, geht man von einem annähernd homogenen Dielektrikum aus [100].

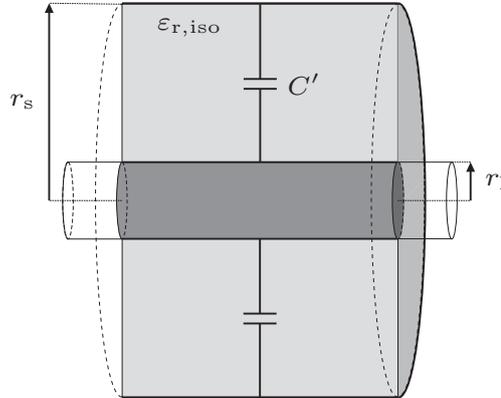


Abb. 3.6: Schnitt papierisoliertes Kabel

Zur Betrachtung der Impulsausbreitung führen sowohl Leiter als auch Schirm eine zeitlich veränderliche Stromdichte. Die daraus entstehende zeitlich veränderliche magnetische Flussdichte bewirkt Wirbelströme, welche auf die Stromdichteverteilung rückwirken.

Dieser Umstand lässt sich durch die Skin-Effekt-Eindringtiefe berücksichtigen, welche mit zunehmender Betriebsfrequenz die zu betrachtende Wirkfläche verringert.

Die ohmschen Verluste, welche sowohl Leiter als auch Schirm aufweisen, lassen sich durch den Widerstandsbelag einbeziehen und werden durch folgende Gleichung beschrieben [109]

$$R'(\omega) = \frac{1}{2\pi} \sqrt{\frac{\mu_0 \omega}{2}} \left(\frac{1}{r_1} \sqrt{\frac{\mu_1}{\sigma_1}} + \frac{1}{r_s} \sqrt{\frac{\mu_s}{\sigma_s}} \right). \quad (3.38)$$

Hierbei beschreibt r_1 den Außenradius des Leiters, r_s den Innenradius des Schirms, μ_1 und μ_s sind die zugehörigen relativen Permeabilitäten und σ_1 sowie σ_s die spezifischen elektrischen Leitfähigkeiten des Leiters und des Schirms.

Der Einfluss des magnetischen Feldes auf die vorliegende Anordnung lässt sich in der Netzwerkdarstellung durch den inneren und äußeren Induktivitätsbelag (L'_i und L'_a) berücksichtigen. Der innere Induktivitätsbelag beschreibt den Einfluss des Feldes im Leiter und Schirm. Der äußere Induktivitätsbelag hingegen das Feld zwischen diesen. Mögliche um den Isolierstoff befindliche Leitschichten haben einen sehr geringen Einfluss auf das magnetische Feld [109] und werden nicht betrachtet. Somit bildet sich der äußere Induktivitätsbelag nur in Abhängigkeit von der Vakuumpempeabilität μ_0 und dem Verhältnis der Radien von Schirm und Leiter.

Für den inneren Induktivitätsbelag gilt [29]

$$L'_i(\omega) \approx \frac{1}{2\pi} \sqrt{\frac{\mu_0}{2\omega}} \left(\frac{1}{r_1 \sqrt{\mu_1 \sigma_1}} + \frac{1}{r_s \sqrt{\mu_s \sigma_s}} \right). \quad (3.39)$$

Der äußere Induktivitätsbelag kann angegeben werden durch [40]

$$L'_a = \frac{\mu_0}{2\pi} \ln \left(\frac{r_s}{r_1} \right). \quad (3.40)$$

Da das magnetische Feld im relevanten Frequenzbereich (kHz...MHz-Bereich) außerhalb des Leiters dominiert [23, 100], kann der Induktivitätsbelag angenähert werden durch

$$L' = L'_i(\omega) + L'_a \approx L'_a = \frac{\mu_0}{2\pi} \cdot \ln \left(\frac{r_s}{r_1} \right). \quad (3.41)$$

Insgesamt ergibt sich damit der komplexe frequenzabhängige Impedanzbelag einer Leitung zu

$$\underline{Z}'(\omega) = R'(\omega) + j\omega (L'_i(\omega) + L'_a) \approx R'(\omega) + j\omega L'_a. \quad (3.42)$$

Der Raum zwischen Leiter und koaxialem Schirm eines Energiekabels besteht in der Regel aus einer isolierenden und einer oder mehreren halbleitenden Schichten, die das elektrische Feld homogenisieren und die Hochspannung abbauen. Wie in Abschnitt 3.2.1 bereits erwähnt, lässt sich eine solche Schicht durch eine Kapazität und einen parallel dazu liegenden Leitwert beschreiben [93, 61].

Allgemein lässt sich der Kapazitätsbelag einer Schicht [31] unter Berücksichtigung der dielektrischen Verluste [61] durch

$$\underline{C}'_k(\omega) = \varepsilon_0 [\varepsilon'_r(\omega) - j\varepsilon''_r(\omega)] \frac{2\pi}{\ln \left(\frac{r_{k+1}}{r_k} \right)} \quad (3.43)$$

beschreiben.

Dieser ist neben der Abhängigkeit von der Permittivität des Vakuums ε_0 , auch von der komplexen Permittivität $\underline{\varepsilon}(\omega) = \varepsilon'_r(\omega) - j\varepsilon''_r(\omega)$ des Dielektrikums und dem Innen- (r_k) und Außenradius (r_{k+1}) der jeweils betrachteten Schicht abhängig.

Der sich daraus bildende Admittanzbelag für die Schicht k ist

$$\underline{Y}'_k(\omega) = j\omega \underline{C}'_k(\omega). \quad (3.44)$$

Bei einem kunststoffisolierten Kabel (Abb. 3.7) müssen zusätzlich die innere und die äußere Leitschicht sowie etwaig vorhandene andere Schichten (z. B. Quellvlies) bei der Berechnung des Admittanzbelags gemäß Gl. (3.45) berücksichtigt werden. Diese haben einen großen Einfluss auf die Dämpfungseigenschaften des Kabels [93, 60].

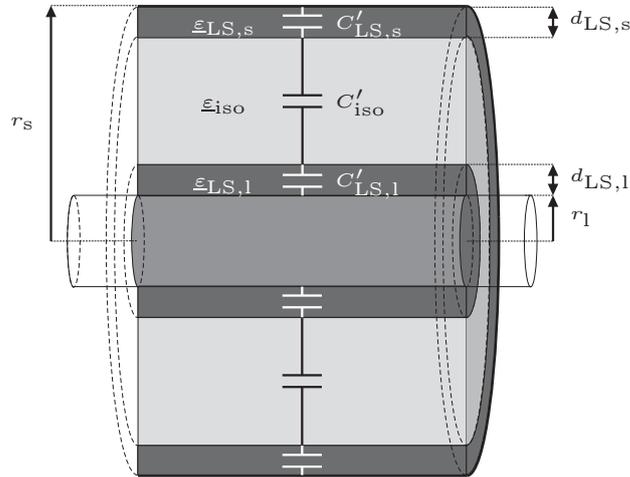


Abb. 3.7: Schnitt kunststoffisoliertes Kabel

Dazu werden die Teiladmittanzen der Schichten berechnet und mittels Reihenschaltung die Gesamtadmittanz bestimmt, da die vorliegende Anordnung als geschichteter Zylinderkondensator angesehen werden kann.

Der resultierende komplexe frequenzabhängige Admittanzbelag der Leitung kann beschrieben werden durch

$$\underline{Y}'(\omega) = \frac{1}{\sum_{k=1}^K \frac{1}{\underline{Y}'_k(\omega)}}. \quad (3.45)$$

Dieser Admittanzbelag berücksichtigt die kapazitive Wirkung sowie die Verluste. Die beschriebenen Verluste sind abhängig von der Bestimmung von $\varepsilon''(\omega)$ und können sich nur auf die Polarisationsverluste (VPE-Kabel) oder auf Polarisations- und Gleichstromverluste (Papiermasssekabel) beziehen.

Bei papierisolierten Kabeln kann der Transport von freien Ladungen zwischen Schirm und Leiter zusätzlich durch den Ableitungsbelag [109]

$$G'_1 = \frac{2\pi\sigma_{\text{iso}}}{\ln\left(\frac{r_s}{r_1}\right)} \quad (3.46)$$

mit der spezifischen Leitfähigkeit σ_{iso} des Dielektrikums berücksichtigt werden. Diese Leitfähigkeit ist in Realität sehr klein, aber in der Regel größer als bei kunststoffisolierten Kabeln.

Eigenschaft	Wert
Kabeltyp	RG58
Isolation	PE
Leiter	Kupfer (verzinnt)
Schirm	Kupfer (verzinnt)
<i>geometrische Daten</i>	
Außenradius Leiter	0,392 mm
Innenradius Schirm	1,475 mm
<i>elektrische Eigenschaften</i>	
C'	101 pF/m
Z_L	50 Ω
ε_r PE	2,3
Kabeltyp	RG62A/U
Isolation	Hohl-PE
Leiter	Stahlkupferplattiert, massiv
Schirm	Kupfer
<i>geometrische Daten</i>	
Außenradius Leiter	0,25 mm
Innenradius Schirm	1,7 mm
<i>elektrische Eigenschaften</i>	
C'	43 pF/m
Z_L	93 Ω
ε_r Hohl-PE	1,5

Tab. 3.1: Modellparameter von Koaxialkabeln

Der Admittanzbelag eines papierisolierten Kabels ergibt sich somit zu

$$\begin{aligned}
 Y' &= G'_1 + \underline{Y}'(\omega) = G'_1 + G'_2 + j\omega C' \\
 &\approx \frac{2\pi\sigma_{\text{iso}}}{\ln\left(\frac{r_s}{r_l}\right)} + \omega \frac{2\pi\varepsilon_0\varepsilon_r''(\omega)}{\ln\left(\frac{r_s}{r_l}\right)} + j\omega \frac{2\pi\varepsilon_0\varepsilon_r'}{\ln\left(\frac{r_s}{r_l}\right)}.
 \end{aligned} \tag{3.47}$$

3.2.6 Bestimmung der Modellparameter

Im Rahmen dieser Arbeit wurden Laboruntersuchungen an Standard Koaxialkabeln der Typen RG58 und RG62 sowie an einem VPE-isolierten Energiekabel durchgeführt. Die für die Modellierung notwendigen Parameter, werden nachfolgend beschrieben.

3.2.6.1 Koaxialkabelstrecke

Für die Verifikation des Modells wurden Untersuchungen an Koaxialkabeln verschiedenen Typs durchgeführt. Die geometrischen Abmessungen, Materialparameter und elektrischen Eigenschaften wurden dem Datenblatt entnommen und sind in Tab. 3.1 dargestellt.



Eigenschaft	Wert
Kabeltyp	N2XS(F)2Y 12/20 (24) kV
Isolation	VPE
Leiter	Kupfer
Schirm	Kupfer
<i>geometrische Daten</i>	
Gesamtlänge	422 m
Leiterquerschnitt A_1	150 mm ²
Schirmquerschnitt A_s	25 mm ²
Leiterraßenradius r_1	7,3 mm
Dicke innere Leitschicht $d_{LS,1}$	0,6 mm
Dicke Isolation d_{iso}	5,5 mm
Dicke äußere Leitschicht $d_{LS,s}$	0,6 mm
Dicke Quellvlies d_{qv}	2,0 mm
Schirminnenradius r_s	7,3 mm
<i>elektrische Eigenschaften, 50 Hz</i>	
C'	249 nF/km
L'	386 μ H/km

Tab. 3.2: Modellparameter eines VPE-Kabels

Beide Kabeltypen verwenden Polyethylen (PE) als Dielektrikum. Während das Dielektrikum beim RG58-Kabel massiv ausgeführt ist, kommt beim RG62-Kabel ein PE-Hohlkörper zum Einsatz. Dies wirkt sich jeweils auf die Permittivität aus, die über den Frequenzbereich als konstant angenommen wurde.

Der Impedanzbelag der einzelnen Koaxialkabel ergibt sich gemäß Gl. (3.42), der Admittanzbelag gemäß Gl. (3.44).

Die Koaxialkabel lagen in verschiedenen Längen vor und wurden mittels BNC-Steckern und -Adaptoren zu Testkabelstrecken konfiguriert. Die Einzellängen der Kabelstücke wurden zuvor geometrisch abgemessen. Zur Simulation von TE-Impulsen wurde ein TE-Kalibrator eingesetzt.

3.2.6.2 VPE-Kabelstrecke

Im Folgenden werden die Modellparameter für ein kunststoffisoliertes Energiekabel des Typs „N2XS(F)2Y 12/20 (24) kV, 1 x 150 RM /25“ angegeben, welches eine Gesamtlänge von 422 m besitzt. Dieses Kabel wurde im Rahmen dieser Arbeit zu Testzwecken präpariert und mittels eines Versuchsaufbaus (s. Kapitel 4) untersucht. Die geometrischen und elektrischen Eigenschaften in Tab. 3.2 stammen aus eigenen Messungen und dem Datenblatt des Kabels.

Das VPE-Kabel besteht aus vier Kabelstücken, die mittels zum Teil steckbarer Muffen verbunden sind. Der Aufbau des Versuchskabels ist in Abb. 6.12 dargestellt. Die Beschreibung der Kabelsegmente findet sich in Tab. 3.3.

Da es sich sowohl bei dem Leiter, als auch bei dem Schirm um Kupfer handelt, kann die elektrische Leitfähigkeit σ_{Cu} und die relative Permeabilität μ_{Cu} aus Tab. 3.4 entnommen und der Impedanzbelag aus Gl. (3.42) berechnet werden.

Position	Bezeichnung	Garnitur
0 m	Kabelende A	Südkabel Prüfendverschluss
319,6 m	steckbare Muffe	Pfisterer CONNEX
320,1 m	künstliche TE-Fehlerstelle	
320,6 m	Muffe	Südkabel Verbindungsmuffe (Kaltschrumpftechnik)
321,1 m	steckbare Muffe	Pfisterer CONNEX
422,0 m	Kabelende B	Südkabel Prüfendverschluss

Tab. 3.3: Muffenplan der VPE-Versuchsstrecke

Parameter	Wert	Einheit
<i>Kupfer</i>		
Permeabilitätszahl μ_{Cu}	$1 - 9,95 \cdot 10^{-6}$	Vs/Am
elektrische Leitfähigkeit σ_{Cu}	$58,1395 \cdot 10^6$	S/m
<i>Aluminium</i>		
Permeabilitätszahl μ_{Al}	$1 + 2,08 \cdot 10^{-5}$	Vs/Am
elektrische Leitfähigkeit σ_{Al}	$37,037 \cdot 10^6$	S/m

 Tab. 3.4: Materialeigenschaften von Kupfer und Aluminium bei $T = 20^\circ\text{C}$ [44]

Das hier betrachtete VPE-Kabel besitzt zwischen Kupferleiter und -schirm vier Schichten: eine innere Leitschicht, das VPE-Dielektrikum, eine äußere Leitschicht und ein leitfähiges Quellvlies.

Neben den geometrischen Abmessungen (s. Tab. 3.2) muss zur Bestimmung des Admittanzbelages gemäß Gl. (3.45) die Frage der komplexen Permittivitäten für die einzelnen Schichten geklärt werden. Hierzu wurde auf Messungen eines ähnlichen Kabels (Typ „ABB AXCE-F 14/24 kV 1x150/24LT“) zurückgegriffen [61], welche bei der Beschreibung des in dieser Arbeit verwendeten Kabels gute Ergebnisse erzielten. In [61] wurden die einzelnen Schichten vom Kabel getrennt und die jeweiligen komplexen Permittivitäten bestimmt. Dazu wurden die Messkurven der frequenzabhängigen komplexen Permittivität an ein physikalisches Modell angepasst. Das Modell wird durch zwei Cole-Cole-Funktionen, einen von der Gleichstromleitfähigkeit σ_{dc} abhängigen Term sowie einem konstanten für hohe Frequenzen gültigen Wert ε_∞ beschrieben

$$\underline{\varepsilon}(\omega) = \frac{A_1}{1 + (j\omega\tau_1)^{1-\alpha_1}} + \frac{A_2}{1 + (j\omega\tau_2)^{1-\alpha_2}} + \frac{\sigma_{\text{dc}}}{j\omega\varepsilon_0} + \varepsilon_\infty. \quad (3.48)$$

Somit werden die Polarisationsverluste und die Leitungsverluste berücksichtigt.

Die Parameter für die innere und äußere Leitschicht sowie dem leitfähigen Quellvlies dieses Modells lassen sich Tab. 3.5 entnehmen.

Die komplexe Permittivität des Isolierstoffs VPE kann dagegen für den betrachteten Frequenzbereich als konstant angesehen werden [93][109]. In dieser Arbeit wird eine Permittivität $\underline{\varepsilon}_{\text{iso}} = 2,26 + j \cdot 10^{-3}$ verwendet [60].

Parameter	innere Leitschicht	äußere Leitschicht	leitfähiges Quellvlies
A_1	105	95	160
A_2	50	90	48
α_1	0.5	0.3	0.5
α_2	0.3	0.5	0.7
τ_1	300 ns	100 ns	800 ns
τ_2	0.68 ns	4 ns	15 ns
ε_∞	4	2	1
σ_{dc}	0.15 mS/m	2.7 mS/m	32 mS/m

 Tab. 3.5: Parameter zur Bestimmung von $\underline{\varepsilon}(\omega)$ mittels Cole-Cole-Modell [61]

Die verlustbehafteten Kapazitätsbeläge der einzelnen Schichten lassen sich somit über Gl. 3.43 berechnen:

$$\underline{C}'_{LS,1}(\omega) = \varepsilon_0 \underline{\varepsilon}_{LS,1}(\omega) \frac{2\pi}{\ln\left(\frac{r_1 + d_{LS,1}}{r_1}\right)} \quad (3.49)$$

$$\underline{C}'_{iso}(\omega) = \varepsilon_0 \underline{\varepsilon}_{iso} \frac{2\pi}{\ln\left(\frac{r_1 + d_{LS,1} + d_{iso}}{r_1 + d_{LS,1}}\right)} \quad (3.50)$$

$$\underline{C}'_{LS,s}(\omega) = \varepsilon_0 \underline{\varepsilon}_{HL,a}(\omega) \frac{2\pi}{\ln\left(\frac{r_1 + d_{LS,1} + d_{VPE} + d_{LS,s}}{r_1 + d_{LS,1} + d_{VPE}}\right)} \quad (3.51)$$

$$\underline{C}'_{qv}(\omega) = \varepsilon_0 \underline{\varepsilon}_{qv}(\omega) \frac{2\pi}{\ln\left(\frac{r_1 + d_{LS,1} + d_{VPE} + d_{LS,s} + d_{qv}}{r_1 + d_{LS,1} + d_{VPE} + d_{LS,s}}\right)}. \quad (3.52)$$

Für den Admittanzbelag folgt somit nach Gl. (3.45)

$$\underline{Y}'(\omega) = \frac{1}{\frac{1}{j\omega \underline{C}'_{LS,1}} + \frac{1}{j\omega \underline{C}'_{iso}} + \frac{1}{j\omega \underline{C}'_{LS,s}} + \frac{1}{j\omega \underline{C}'_{qv}}}. \quad (3.53)$$

Bevor nun das Modell anhand von Messungen in Abschnitt 3.2.9 verifiziert werden kann, muss zuvor das durch die TE ausgelöste Signal modelliert werden.

3.2.7 Mathematische Beschreibung eines Teilentladungsimpulses

Um eine simulative Betrachtung der Ausbreitung von Teilentladungsimpulsen auf Energiekabeln zu ermöglichen, ist eine mathematische Beschreibung des durch die Zündung einer Teilentladung entstehenden Impulses erforderlich.

Ein Teilentladungsimpuls lässt sich am Entstehungsort im Zeitbereich idealerweise als Dirac-Stoß modellieren. Da physikalische Prozesse jedoch stets eine Tiefpasscharakteristik aufweisen, ist die Annahme einer unendlich steilen Flanke nicht gegeben. Stattdessen besitzen TE-Impulse Anstiegszeiten im Nanosekunden-Bereich.

Zur Modellierung eines solchen Impulses kann beispielsweise eine Doppelsexponentialfunktion oder ein symmetrischer Gaußimpuls verwendet werden. Beide Beschreibungen werden im Folgenden betrachtet, wobei für die Anwendung innerhalb des Kabelmodells der symmetrische Gaußimpuls favorisiert wird.

3.2.7.1 Doppelsexponentialfunktion

Laut [87] lässt sich ein Teilentladungsimpuls durch eine Doppelsexponentialfunktion beschreiben

$$i(t) = k \left(e^{-\frac{t}{T_1}} - e^{-\frac{t}{T_2}} \right). \quad (3.54)$$

Die zugehörige Fourier-Transformierte lässt sich analytisch angeben durch

$$\underline{I}(\omega) = k \left(\frac{T_1}{1 + j\omega T_1} - \frac{T_2}{1 + j\omega T_2} \right). \quad (3.55)$$

Eine grafische Darstellung der Impulsform für einen solchen asymmetrischen Impuls für $T_1 = 30 \text{ ns}$ und $T_2 = 10 \text{ ns}$ lässt sich Abb. 3.8 entnehmen.

Vergleicht man einzelne Impulse aus gemessenen Reflektogrammen mit dem asymmetrischen Doppelsexponentialimpuls, so lassen sich gute Übereinstimmungen finden.

3.2.7.2 Symmetrischer Gaußimpuls

Eine weitere Möglichkeit ist die Beschreibung eines Teilentladungsimpulses mittels eines symmetrischen Gaußimpulses [11, 92, 65]. Dessen Eigenschaften werden durch die Impulshöhe I_0 und die Impulsbreite σ bestimmt. Diese Impulsbreite ist so definiert, dass die Halbwertsbreite (*engl.: Full Width Half Maximum*), den Wert $FWHM = 2,36 \cdot \sigma$ hat.

Im Zeitbereich lässt sich der Impuls durch

$$i(t) = I_0 \cdot e^{-\frac{t^2}{2\sigma^2}} \quad (3.56)$$

beschreiben.

Die zugehörige Fourier-Transformierte lässt sich ebenfalls analytisch angeben durch

$$\underline{I}(\omega) = I_0 \sigma \sqrt{2\pi} e^{-\frac{(\sigma\omega)^2}{2}}. \quad (3.57)$$

In Abb. 3.8 ist ein symmetrischer Gaußimpuls mit einer Breite von $FWHM = 40$ ns dargestellt.

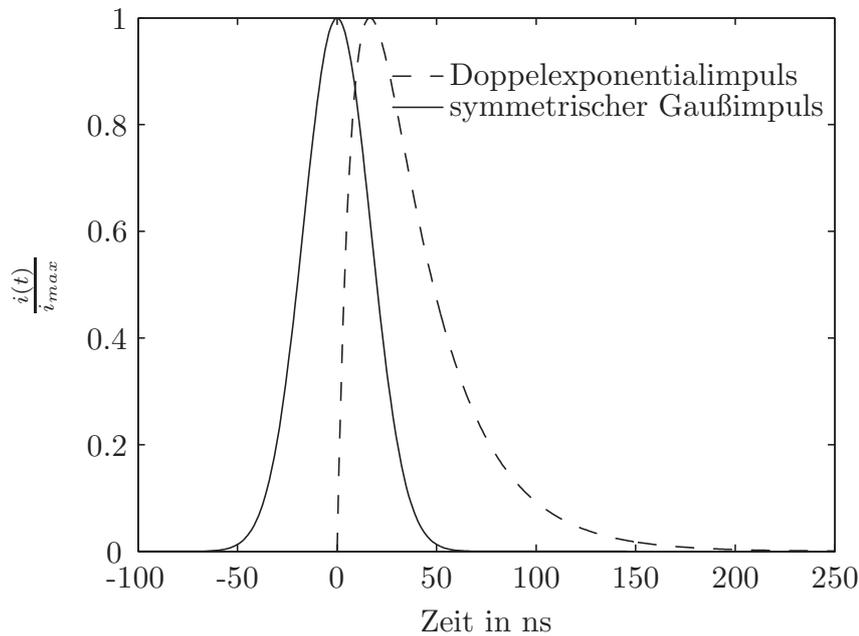


Abb. 3.8: Modellierte TE-Impulse (normierte Darstellung)

Der Vorteil des symmetrischen Gaußimpulses gegenüber asymmetrischen Funktionen ist zum Einen die gute Implementierbarkeit innerhalb des im Rahmen dieser Arbeit vorgestellten Modells, da nur Ladung Q und Impulsbreite σ als Modellparameter benötigt werden, zum Anderen kann am Entstehungsort der TE vereinfachend von einem symmetrischen Impuls ausgegangen werden, unter der Voraussetzung, dass die gesunden Bereiche um die Fehlerstelle als homogen betrachtet werden. Erst durch Dispersionseffekte auf dem Kabel erhält der Impuls eine asymmetrische Form.

Um eine Aussagemöglichkeit über die TE-Intensität zu erhalten, ist die Ladung Q des modellierten TE-Impulses eine wichtige Größe. Diese lässt sich durch die Fläche unter der Stromkurve bestimmen

$$Q = \int i(t) dt = I_0 \sigma \sqrt{2\pi}. \quad (3.58)$$

Es resultiert aus Gleichung (3.56) und (3.58) für die Beschreibung im Zeitbereich

$$i(t) = \frac{Q}{\sigma \sqrt{2\pi}} e^{-\frac{t^2}{2\sigma^2}} \quad (3.59)$$

und im Frequenzbereich

$$I(\omega) = Q e^{-\frac{(\sigma\omega)^2}{2}}. \quad (3.60)$$

Die Impulshöhe ist somit maßgeblich von der Ladung und der Impulsbreite abhängig. Um einen realen Teilentladungsimpuls korrekt abzubilden, sollte die Impulsbreite möglichst klein (im ns Bereich) gewählt werden. Es ist ebenfalls sinnvoll, sie klein genug zu wählen, so dass der Gaußimpuls im Frequenzbereich eine Grenzfrequenz besitzt, welche außerhalb der Systembandbreite der Messeinheit liegt.

3.2.8 Ladungsbestimmung bei der Modellierung von Kabel-TE

Der in einem Kabel entstehende Teilentladungsimpuls wird im Rahmen dieser Arbeit durch einen Gaußimpuls mit der Ladung Q_{modell} beschrieben, Gl. (3.60). Unter der Voraussetzung, dass die Übertragungseigenschaften des Messsystems im Modell korrekt berücksichtigt werden, lässt sich die Ladung des gemessenen TE-Impulses Q_{mess} somit über das Verhältnis der Impulsmaxima \hat{U}_{mess} und \hat{U}_{modell} sowie der Ladung des Modellimpulses Q_{modell} mittels

$$Q_{\text{mess}} = Q_{\text{modell}} \cdot \frac{\hat{U}_{\text{mess}}}{\hat{U}_{\text{modell}}} \quad (3.61)$$

bestimmen.

3.2.9 Verifikation der Kabelmodelle

In diesem Abschnitt soll das Kabelmodell anhand von Messungen an realen Kabelstrecken verifiziert werden. Hierzu stand sowohl eine etwa 519 m lange RG58-Koaxialkabelstrecke zur Verfügung, also auch eine 422 m lange VPE-Energiekabelstrecke.

Aus den Kabelstrecken ausgekoppelte Signale wurden mittels eines Messrechners (50 Ω Abschluss, 8 Bit A/D Wandlung, Abtastrate 1 GS/s) erfasst. Rauschen im Messreflektogramm wurde mittels De-noising Verfahren (vgl. Abschnitt 5.1.2) reduziert.

Bei der RG58-Strecke wurden Impulse bekannter Ladung an definierten Stellen entlang des Kabels mit Hilfe eines TE-Kalibrators eingespeist. Die Kabelstrecke wurde direkt am Messeingang des Messrechners angeschlossen. Zwei auf diese Weise erhaltene Reflektogramme sowie der modellierte Verlauf der Signale sind in Abb. 3.9(a) und Abb. 3.9(b) mit der jeweilig eingespeisten Ladung und dem Einspeiseort dargestellt. Modell und Messung zeigen eine sehr gute Übereinstimmung. Die Ladung wurde mittels Gl. (3.61) berechnet; auch hier tritt eine hohe Übereinstimmung auf (101 pC bei 120 m und 484 pC bei 280 m).

Bei der VPE-Kabelstrecke wurden das Kabel an einer definierten Stelle beschädigt und TE-Impulse durch Anlegen einer Hochspannung gezündet. Da sich die Fehler-

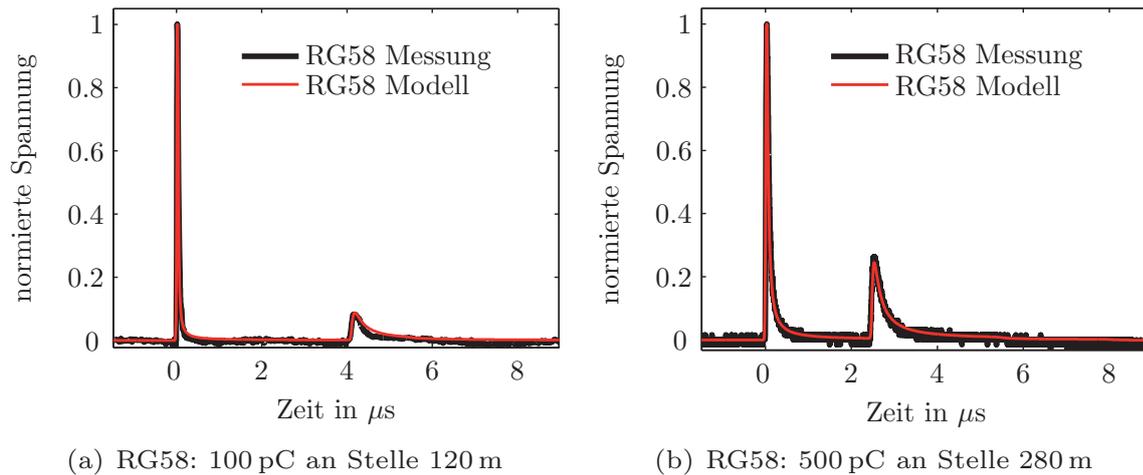


Abb. 3.9: Verifikation des RG58-Modells mittels gemessener Reflektogramme

stelle nicht genau in der Mitte der Kabelstrecke befindet, können die Messsignale an beiden Kabelenden ausgekoppelt werden, um unterschiedliche Reflektogramme zu erhalten. Die Auskopplung erfolgt mittels des in Kapitel 4 beschriebenen Messaufbaus. Hierbei wird sowohl die Eingangsimpedanz der geschirmten Auskoppeleinheit (vgl. Abschnitt 4.7), als auch deren Übertragungsfunktion (vgl. Abschnitt 4.6) mit berücksichtigt.

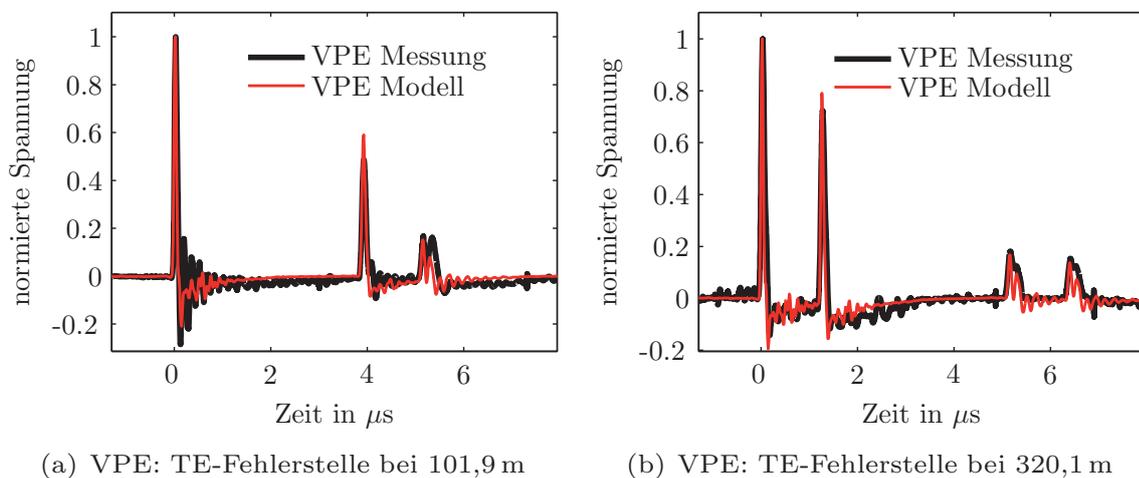


Abb. 3.10: Verifikation des VPE-Modells mittels gemessener Reflektogramme

Gemessene und modellierte Reflektogramme sind in Abb. 3.10(a) und Abb. 3.10(b) für die beiden TE-Fehlerpositionen 101,9 m und 320,1 m dargestellt, auch hier tritt eine hohe Übereinstimmung zwischen Messung und Modell auf. Eine detaillierte Ladungsbestimmung und Ortung aller bei dieser Messung aufgezeichneten Reflektogramme ist in den Ergebnissen, Abschnitt 6.3.2, dargestellt.

3.2.10 Modellierung von Mischkabelstrecken und Verzweigungen

Wie bereits in Abschnitt 1.5.5 erwähnt, treten bei Mischkabelstrecken Variationen der Ausbreitungsparameter innerhalb einer Kabelanlage auf. Abb. 3.11 zeigt eine schematische Darstellung einer Mischkabelstrecke, bestehend aus drei Kabelsegmenten.

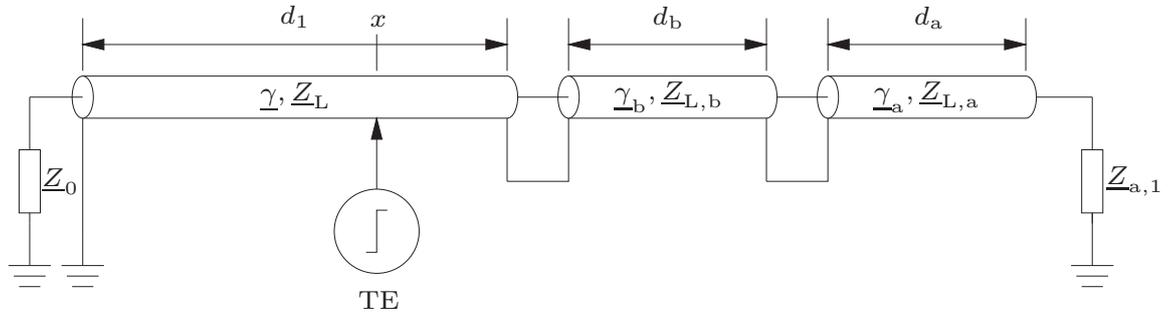


Abb. 3.11: Schematische Darstellung einer Mischkabelstrecke

Weiterhin kann es vorkommen, dass, durch den Einsatz von Abzweigmuffen, mit einem Kabel zwei örtlich getrennte Verbraucher versorgen werden. Solche Verzweigungen führen in der Regel zu komplexen Reflektogrammen, die mit der herkömmlichen Reflektometrie im Zeitbereich (TDR) nur sehr schwer interpretiert werden können. Abb. 3.12 zeigt eine verzweigte Mischkabelstrecke, bestehend aus drei Kabelsegmenten.

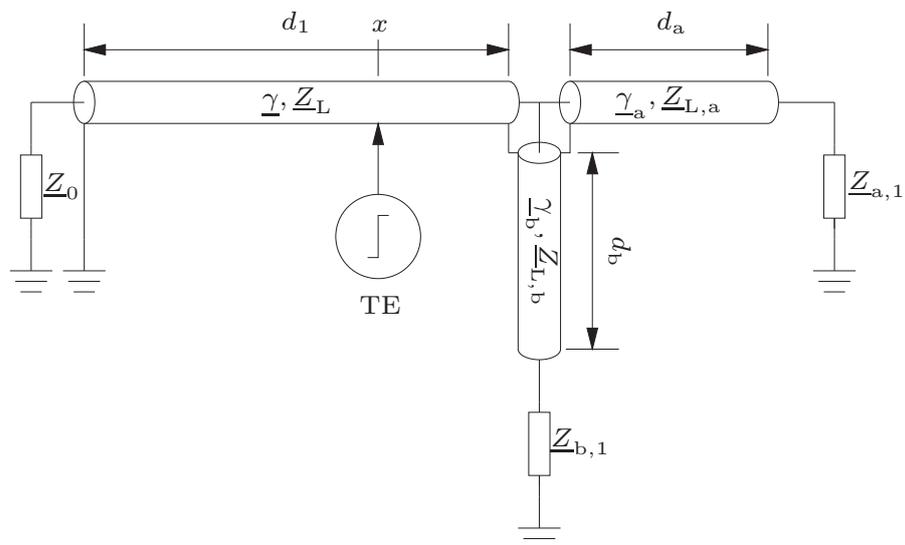


Abb. 3.12: Schematische Darstellung einer verzweigten Mischkabelstrecke

Durch die partielle Änderung der Ausbreitungsparameter und des Wellenwiderstands kommt es auf solchen Strecken zu zusätzlichen Impulsreflektionen und unter-

schiedlichen Gesamtlaufzeiten. Dies erschwert, je nach Ursprungsort der TE, Länge und Anordnung der einzelnen Segmente sowie dem Messort, die genaue Ortung teilweise erheblich.

Ausgehend von dem bereits aufgeführten Fall einer Kabelstrecke, bestehend aus ein und demselben Kabeltyp, lässt sich für eine Kabelstrecke, bestehend aus mehreren Kabelsegmenten unterschiedlichen oder gleichen Typs, eine Modellbeschreibung finden.

Dies ist jedoch mit dem hier vorgestellten Modell nur möglich, wenn sich der Ursprungsort der Teilentladung in dem Kabelsegment befindet, an dem gemessen wird (Hauptkabelsegment).

Um das Modell für Mischkabelstrecken zu verifizieren, wurden zwei Beispielstrecken aufgebaut und betrachtet, die aus Koaxialkabeln des Typs RG58 sowie einem Koaxialkabel des Typs RG62 bestehen.

Um die unterschiedlichen Kabelsegmente zu berücksichtigen, wurde für jedes Kabelstück eine Impedanztransformation durchgeführt.

Die Impedanz \underline{Z}_a entspricht hierbei der Eingangsimpedanz des Kabelsegments a mit den Ausbreitungsparametern $\underline{Z}_{L,a}$ und $\underline{\gamma}_a$, der Länge d_a und dem Abschluss durch $\underline{Z}_{a,1}$. Diese lässt sich gemäß Gl. (3.25) angeben:

$$\underline{Z}_a = \frac{\underline{Z}_{a,1} \cosh(\underline{\gamma}_a d_a) + \underline{Z}_{L,a} \sinh(\underline{\gamma}_a d_a)}{\frac{\underline{Z}_{a,1}}{\underline{Z}_{L,a}} \sinh(\underline{\gamma}_a d_a) + \cosh(\underline{\gamma}_a d_a)}. \quad (3.62)$$

Parallele Kabelsegmente werden durch ihre Ersatzimpedanzen Z_a , Z_b durch

$$\underline{Z}_p = \frac{\underline{Z}_a \cdot \underline{Z}_b}{\underline{Z}_a + \underline{Z}_b} \quad (3.63)$$

berücksichtigt.

Die Eingangsimpedanz des Oszilloskops bildet hier die Abschlussimpedanz am Leitungsanfang des Hauptkabelsegments und beträgt $Z_0 = 50 \Omega$, und bei hochohmigem Abschluss

$$\underline{Z}_0 = \frac{R \cdot \frac{1}{j\omega C}}{R + \frac{1}{j\omega C}} = \frac{1 \cdot 10^6}{1 + j\omega 18 \cdot 10^{-12}} \Omega. \quad (3.64)$$

Das zu untersuchende Hauptkabelsegment wird mittels Gl. (3.36) modelliert, wobei sich die Reflektionsfaktoren unter Berücksichtigung von Gl. (3.62), Gl. (3.63), Gl. (3.29) und Gl. (3.30) ermitteln lassen.

Bezeichnung	Länge	Typ	Z_0
d_1	318,61 m	RG58	50 Ω
d_b	83,59 m	RG62	93 Ω
d_a	100,24 m	RG58	50 Ω

Tab. 3.6: Segmentlängen der Beispielstrecken

Um die Erweiterung des Modells hinsichtlich Mischkabelstrecken und Verzweigungen zu verifizieren, wurden zwei Beispielstrecken, bestehend aus drei Kabelsegmenten, aufgebaut. Die Längen der Kabelsegmente sind in Tab. 3.6 dargestellt. Die Leitungsabschlüsse $Z_{a,1}$ und $Z_{b,1}$ sind hochohmig.

Die erste Beispielstrecke stellt eine typische serielle Mischkabelstrecke gemäß Abb. 3.11 dar. Zur Simulation einer TE-Quelle wird mittels eines Impulsgenerators an Position $x = 318,61$ m direkt an der Verbindungsstelle zwischen dem Hauptkabelsegment Z_L und Kabelsegment $Z_{L,b}$ eingespeist. Das Ergebnis ist in Abb. 6.1 im Vergleich zum reinen RG58-Modell, also bei Vernachlässigung der RG62-Strecke, dargestellt. Die Messeinrichtung ist in diesem Beispiel mit $Z_0 = 50 \Omega$ abgeschlossen.

Das zweite Beispiel repräsentiert eine Mischkabelstrecke mit Abzweigemuffe gemäß Abb. 3.12. Der künstliche TE-Impuls wird an Position $x = 218,44$ m eingespeist. Auf der Messeite ist das Hauptkabelsegment hier hochohmig durch die Messeinrichtung abgeschlossen, weswegen zur korrekten Modellierung aller Reflektionen auch das Messkabel mit berücksichtigt werden muss. Das Ergebnis ist in Abb. 6.2 dargestellt.

Zur Anwendung des Mischkabelmodells für reale Energiekabelstrecken sollten sämtliche in der zu untersuchenden Kabelanlage verbauten Kabelsegmente möglichst genau hinsichtlich ihres geometrischen Aufbaus und ihrer Materialparameter bekannt sein. Dies erweist sich in der Praxis durchaus als sehr schwierig, da insbesondere frequenzabhängige Materialparameter, wie die komplexe Permittivität, stark durch Alterungseffekte (z. B. Feuchtigkeit) beeinflusst werden.

3.3 Modellbasiertes Ortungsverfahren

Unter der Annahme, dass der reale physikalische Prozess durch die Modellbeschreibung hinreichend genau abgebildet ist, kann zur Bestimmung des Entstehungsortes einer Kabel-TE ein Vergleich zwischen Modell- und Messreflektogramm herangezogen werden. In [87] wird die Flächendifferenz zur Ähnlichkeitsbestimmung von Modell- und Messreflektogramm eingesetzt.

Als weiteres Vergleichskriterium kann der Kreuzkorrelationskoeffizient zwischen den Signalverläufen dienen. Bei hoher Übereinstimmung zwischen den Reflektogrammen wird dieser Koeffizient maximal.

3.3.1 Funktionsweise des Ortungsprozesses

Ein gemessenes Reflektogramm y_{mess} wird mit i unterschiedlichen modellierten Reflektogrammen $y_{\text{modell},i}$ verglichen und die höchste Übereinstimmung gesucht.

Dazu wird die Kabelstrecke zunächst grob diskretisiert, wobei die geometrische Breite eines Kabel-TE-Impulses von etwa 30 m nicht unterschritten werden sollte, um Fehlortungen zu vermeiden. Für jeden diskreten Ort $x_{\text{TE},i}$ wird ein Modellreflektogramm $y_{\text{modell},i}$ generiert und die Übereinstimmung mit dem Messreflektogramm y_{mess} berechnet. In der Umgebung des TE-Ursprungsorts jenes Modellreflektogramms, das die größte Signalähnlichkeit aufweist, wird die Ortsdiskretisierung weiter verfeinert. Diese Diskretisierung kann je nach gewünschter Ortungsgenauigkeit vorgenommen werden.

3.3.2 Flächendifferenzverfahren

Zwei identische Signale besitzen eine Differenzfläche von Null. Daher kann eine Minimierung dieser Differenz als Zielfunktion zur Bestimmung des TE-Ortes herangezogen werden [87]. Die Flächendifferenz d_{A_k} der Signale y_{mess} und $y_{\text{modell},i}$ aus Iterationsschritt i lässt sich angeben durch

$$d_{A_i} = \sum_{n=1}^N |y_{\text{mess}}[n] - y_{\text{modell},i}[n]|. \quad (3.65)$$

Hierbei beschreibt N die Länge der Vektoren y_{mess} und $y_{\text{modell},i}$. Um die Allgemeingültigkeit von Gleichung (3.65) bei Vektoren unterschiedlicher Länge zu gewährleisten, muss N der Länge des längsten Vektors entsprechen. Sodann muss der andere Vektor durch Hinzufügen von Nullen auf die gleiche Länge gebracht werden. Des Weiteren müssen die Signale zeitlich synchron sein. Dies kann zum Beispiel mittels einer Schwellwerttriggerung an der Impulsfront des direkten Impulses geschehen.

Zur Durchführung der Minimierung wird d_{A_i} in jedem Durchlauf i mit der minimalen bereits bekannten Flächendifferenz $d_{A_{\text{min}}}$ verglichen. Diese wurde vor dem ersten Durchlauf mit einem fiktiven hohen Wert initialisiert. Sollte die neu berechnete Flächendifferenz zweier Reflektogramme geringer sein, definiert sie $d_{A_{\text{min}}}$ für die kommenden Durchläufe. Der dazu gehörende TE-Ort wird als momentan geschätzter TE-Ort \hat{x}_{TE} gespeichert und die Iteration gemäß Abschnitt 3.3.1 so lange fortgesetzt, bis eine Schätzung des TE-Ortes vorliegt. Abbildung 3.13 veranschaulicht den Prozess.

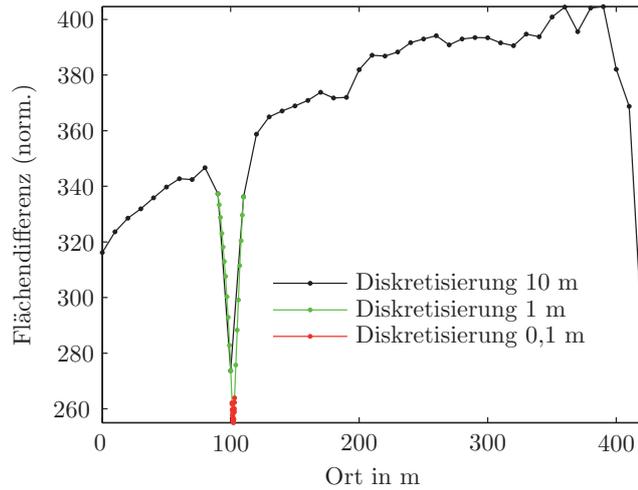


Abb. 3.13: Flächendifferenzverfahren: Diskretisierung einer Fehlerstelle bei 102 m

3.3.3 Kreuzkorrelationsverfahren

Um zwei Signale auf ihre Ähnlichkeit zu untersuchen, kann die Kreuzkorrelation verwendet werden. Da sowohl der im Modell beschriebene symmetrische Gaußimpuls, als auch jeder gemessene Impuls die Gleichung

$$\sum_{n=0}^{N-1} x_n x_n^* < \infty \quad (3.66)$$

erfüllt, können sie als zeitdiskrete Energiesignale betrachtet werden. Eine endliche Signalenergie besitzt ebenfalls ein Reflektogramm, welches aus mehreren Impulsen besteht, und sich somit auch als Energiesignal charakterisieren lässt. Für zeitdiskrete Energiesignale lässt sich die Kreuzkorrelation gemäß [32] durch eine zeitdiskrete Faltung abschätzen zu

$$\hat{R}_{xy}(k) = \frac{1}{N} \sum_{n=0}^{N-1-k} x_{n+k} y_n^*, \quad (3.67)$$

für $|k| = 0, 1, 2, \dots, N - 1$.

Um einen höheren Informationsgehalt beim Vergleich beider Signale zu erzielen, wird der auf die maximalen Autokorrelationen $\hat{R}_{xx}(0)$ und $\hat{R}_{yy}(0)$ bezogene *normierte Korrelationskoeffizient* [32] eingeführt

$$R_{xy,\text{norm}}(k) = \frac{\hat{R}_{xy}(k)}{\sqrt{\hat{R}_{xx}(0)\hat{R}_{yy}(0)}}, \quad (3.68)$$

mit $0 < R_{xy,\text{norm}} < 1$.

Für den Fall zweier identischer Signale x_n, y_n ohne zeitliche Verschiebung ($k = 0$) liefert der normierte Korrelationskoeffizient den maximalen Wert eins. Durch die Normierung ist es möglich, eine Wahrscheinlichkeitsaussage über die Ähnlichkeit der Signale x_n und y_n zu treffen.

Bei der Korrelation des Reflektogramms y_{mess} mit dem i ten Modellreflektogramm $y_{\text{model},i}$ soll der Korrelationskoeffizient (Gl. 3.68) ohne zeitliche Verschiebung für $k = 0$ betrachtet werden. Dazu müssen auch hier beide Signale ausgerichtet sein. Um trotzdem auftretende kleine Verschiebungen der Signale zu berücksichtigen, wird der maximale Korrelationskoeffizient für alle k innerhalb eines kleinen Intervalls um $k = 0$ bestimmt.

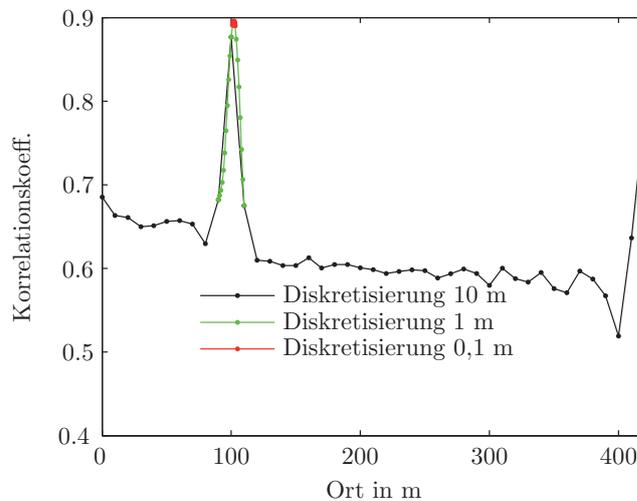


Abb. 3.14: Kreuzkorrelationsverfahren: Diskretisierung einer Fehlerstelle bei 102 m

Auch hier wird die Iteration gemäß Abschnitt 3.3.1 so lange fortgesetzt, bis eine Schätzung des TE-Ortes vorliegt. In Abb. 3.14 sind die einzelnen Diskretisierungsschritte dargestellt.

3.3.4 Ladungsbestimmung

Das durch die modellbasierte Ortung gefundene Modellreflektogramm mit der höchsten Ähnlichkeit zum Messreflektogramm wird schließlich benutzt, um die Ladung gemäß Gl. (3.61) zu bestimmen.

Kapitel 4

Aufbau eines Offline-Kabel-TE-Messsystems

Dieses Kapitel beschreibt den Aufbau und die Realisierung eines Offline-Kabel-TE-Messsystems zur Messung an freigeschalteten Kabelanlagen in ungeschirmten Umgebungen. Mit den im Rahmen dieses Kapitels vorgestellten Komponenten ist eine Erfassung und Ortung von Teilentladungen in Energiekabeln möglich.

4.1 Anforderungen an ein Kabel-TE-Messsystem

Bei der TE-Messung werden bei anliegender Hochspannung an einem Prüfling hochfrequente Signale mit Pegeln im Millivoltbereich erfasst. Eine möglichst hohe Empfindlichkeit ist wünschenswert, um auch sehr kleine Teilentladungen detektieren zu können. Dies erfordert bauliche Maßnahmen zur Schirmung und Störunterdrückung. Gleichzeitig ist eine hohe Spannungsfestigkeit notwendig, da der Prüfling bei Hochspannung untersucht wird. Der Messaufbau selbst darf keine Teilentladungen bis zur Prüfspannung erzeugen, die in der Regel im Bereich der Leiter-Erde-Spannung liegt.

Bei der Offline-Messung wird eine externe Prüfspannungsquelle an den Prüfling angeschlossen. Idealerweise sollte sich die Prüfspannungsfrequenz im Bereich der Betriebsfrequenz befinden, was je nach Prüflingslänge einen großen kapazitiven Prüfstrom erfordert. Dieser Strom muss zum Einen von der Quelle geliefert werden können, zum Anderen muss das Messsystem für den maximalen Prüfstrom ausgelegt sein.

Schließlich sollte die Dimensionierung und Konstruktion der Komponenten so gestaltet sein, dass Resonanzen im Messkreis klein gehalten werden und eine größtmögliche Mobilität und Flexibilität für den Einsatz in der Praxis gewährleistet wird.

4.2 Messaufbau

Das Prinzipschaltbild des Messaufbaus ist in Abb. 4.1 dargestellt. Die Auskopp- lung der Kabel-TE-Impulse erfolgt mittels eines Standard TE-Messkreises (vgl. Abb. 2.2). Wesentliche Bestandteile der Anordnung sind die Prüfspannungsquel- le, bestehend aus einem 400 V/400 V Stelltransformator T_1 und einem 400 V/30 kV Hochspannungstrafo T_2 , Filterkondensatoren C_{F1} , C_{F2} , einer Hochspannungsfiler- durchführung C_F , L_F sowie einem 50 kV Koppelkondensator C_k , an den ein An- kopplungsvierpol (AKV) und ein TE-Messsystem (TEM) angeschlossen ist. Alter- nativ kann die TE aus dem Prüfling C_p mittels eines induktiven Sensors T_3 in der Erdverbindung erfasst werden.

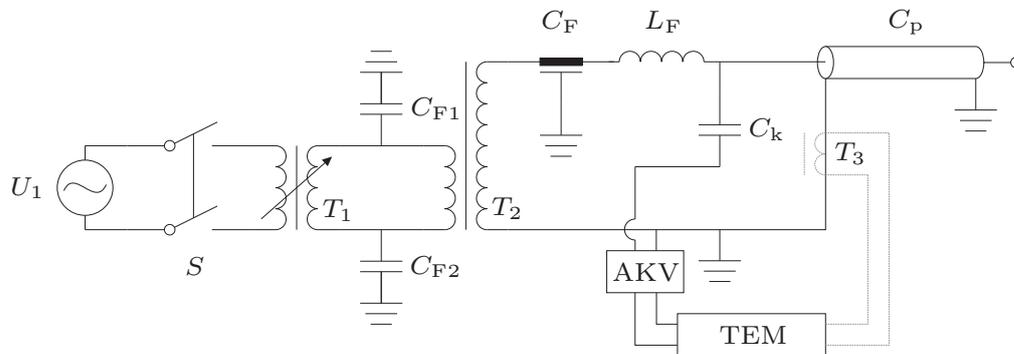


Abb. 4.1: Schaltbild Messaufbau

Die hier verwendete 50 Hz Prüfspannungsquelle ist für den aufgebauten Laborver- such ausreichend, jedoch durch den Einsatz der Transformatoren aufgrund des ho- hen Gewichts und der Abmessungen nur bedingt mobil. Bezüglich der Mobilität wäre der Einsatz einer Resonanzanlage sinnvoller.

Der Koppelkondensator C_k ist zusammen mit dem Filter C_F/L_F in einem geschirm- ten Gehäuse untergebracht. Die Dimensionierung und Konstruktion ist in Abschnitt 4.3 beschrieben.

Die Entwicklung eines induktiven Stromwandlers wird in Abschnitt 4.4 erläutert.

Abschnitt 4.5 beschreibt den im Rahmen dieser Arbeit aufgebauten Ankopplungs- vierpol mit aktiver Verstärkung.

Schließlich wurde ein Messrechner samt Kabel-TE-Messprogramm aufgebaut, um Offline-Kabel-TE-Messungen automatisiert durchführen zu können. Dies wird in Abschnitt 4.8 behandelt.

4.3 Geschirmte kapazitive Ankoppeleinheit

Der Koppelkondensator befindet sich in einem abgeschirmten Gehäuse. Der Anschluss an Hochspannung erfolgt über ein Tiefpassfilter, das hochfrequente Anteile der Netzspannung sowie Störimpulse herausfiltert. Störeinflüsse, die durch schmalbandige Störquellen elektromagnetisch in den TE-Prüfkreis einkoppeln, können so erheblich reduziert werden [80]. Solche geschirmten Ankoppeleinheiten sind zum Beispiel in [88] und [110] beschrieben. Dort wird der Endverschluss des Prüflings direkt in das Schirmgehäuse eingeführt und im Innern an den Koppelkondensator angeschlossen. Dadurch wird eine nahezu komplette Schirmung des TE-Messkreises erreicht. In der Praxis ergeben sich durch unterschiedliche Bauarten von Endverschlüssen sowie durch schwer zugängliche Kabelenden Probleme mit dem Anschluss des Prüflings im Innern der Ankoppeleinheit [88]. Aus diesem Grunde wurde im Rahmen dieser Arbeit ein Anschluss des Prüflings über ein steckbares flexibles Mittelspannungskabel (Länge 1,8 m) gewählt.

Geschirmte Ankoppeleinheiten werden ausschließlich für den Mittelspannungsbereich entwickelt, da die Hochspannung im Gehäuseinneren gegen die geerdete Schirmung abgebaut werden muss. Hierbei können, vor allem bei einer Isolation mit Luft, Teilentladungen an Feldspitzen innerhalb der Ankoppeleinheit auftreten. Dies muss unbedingt vermieden werden, da sonst eine Erschwerung der Messung auftreten kann. Eine Befüllung des Innenraumes mit einem flüssigen Dielektrikum (z. B. Öl) ist prinzipiell möglich, führt jedoch zu einer starken Beeinträchtigung der Mobilität. Auf eine elektrische Isolation mittels anderer gasförmiger Isolierstoffe, wie SF₆, wurde aufgrund der erschwerten Handhabbarkeit (Druckbehälter, Dichtigkeit, Umweltgefahr) verzichtet.

4.3.1 Aufbau

Die geschirmte Ankoppeleinheit (GesAKE) wurde im Rahmen der Arbeiten [132] und [128] aufgebaut und optimiert. Der prinzipielle Aufbau ist Abb. 4.2 zu entnehmen. Die Hochspannung wird oben an der Filterdurchführung (1) angelegt und in das Aluminium Schirmgehäuse (2) geführt. Seitlich an der Ankoppeleinheit (3) kann das Prüfkabel mittels eines steckbaren CONNEX[®]-Geräteanschlusssteils (Hersteller: Pfisterer Kontaktsysteme) angeschlossen und mit dem Kabelprüfling verbunden werden. Als Prüfkabel kommt ein 1,8 m langes Gummi isoliertes 36 kV-Kabel mit Freiluftendverschluss zum Einsatz, Abb. 4.3. Die kapazitive Auskopplung der über diese Verbindung wandernden TE-Impulse wird mittels eines TE-freien 50 kV Koppelkondensators, $C_k = 10 \text{ nF}$ (5) realisiert. Eine zusätzlich angebrachte Abschirmelektrode (4) ergibt eine TE-Freiheit der luftisolierten Anordnung (6) ohne Filterdurchführung von etwa 30 kV. Die Masseseite des Koppelkondensators (=Messanschluss) ist durch ein Kunststoffbodenteil vom Gehäuse isoliert und mittels einer



koaxialen Durchführung (N-Stecker) wieder durch das Gehäuse nach draußen geführt (8).

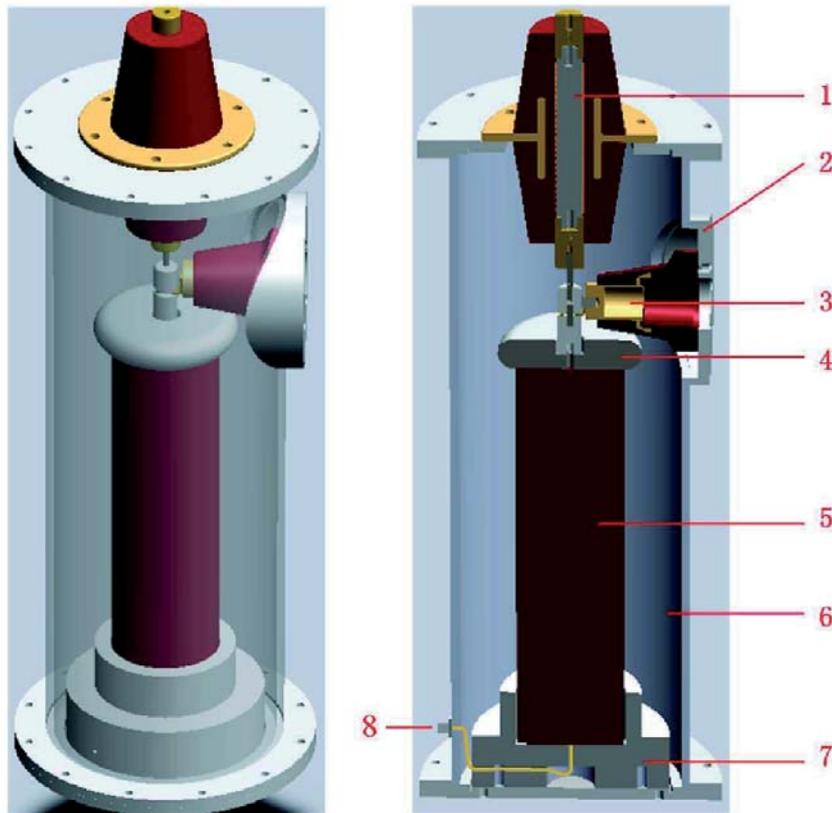


Abb. 4.2: Aufbau der Geschirmten Ankoppeleinheit (GesAKE)

- 1: Hochspannungsfiterdurchführung
- 2: Alu-Schirmgehäuse
- 3: CONNEX[®]-Geräteanschluss
- 4: Abschirmelektrode
- 5: Koppelkondensator
- 6: Luftisolation
- 7: Kunststoffbodenteil
- 8: Messanschluss



Abb. 4.3: Prüfkabel, Pfisterer [69]

4.3.2 Hochspannungsfilterdurchführung

Die Hochspannungsfilterdurchführung wurde in mehreren Schritten optimiert. Während ein erstes Design die Integration der Induktivität in Form einer Luftspule zunächst als Zentralleiter einer Durchführungskapazität vorsah (Design 1, Abb. 4.4(a)), wurde der LC-Tiefpass zweiter Ordnung mittels zweier baulich getrennter Elemente C_F und L_F optimiert, um eine verbesserte Filterwirkung und eine höhere TE-Einsatzspannung zu erreichen (Design 2, Abb. 4.4).

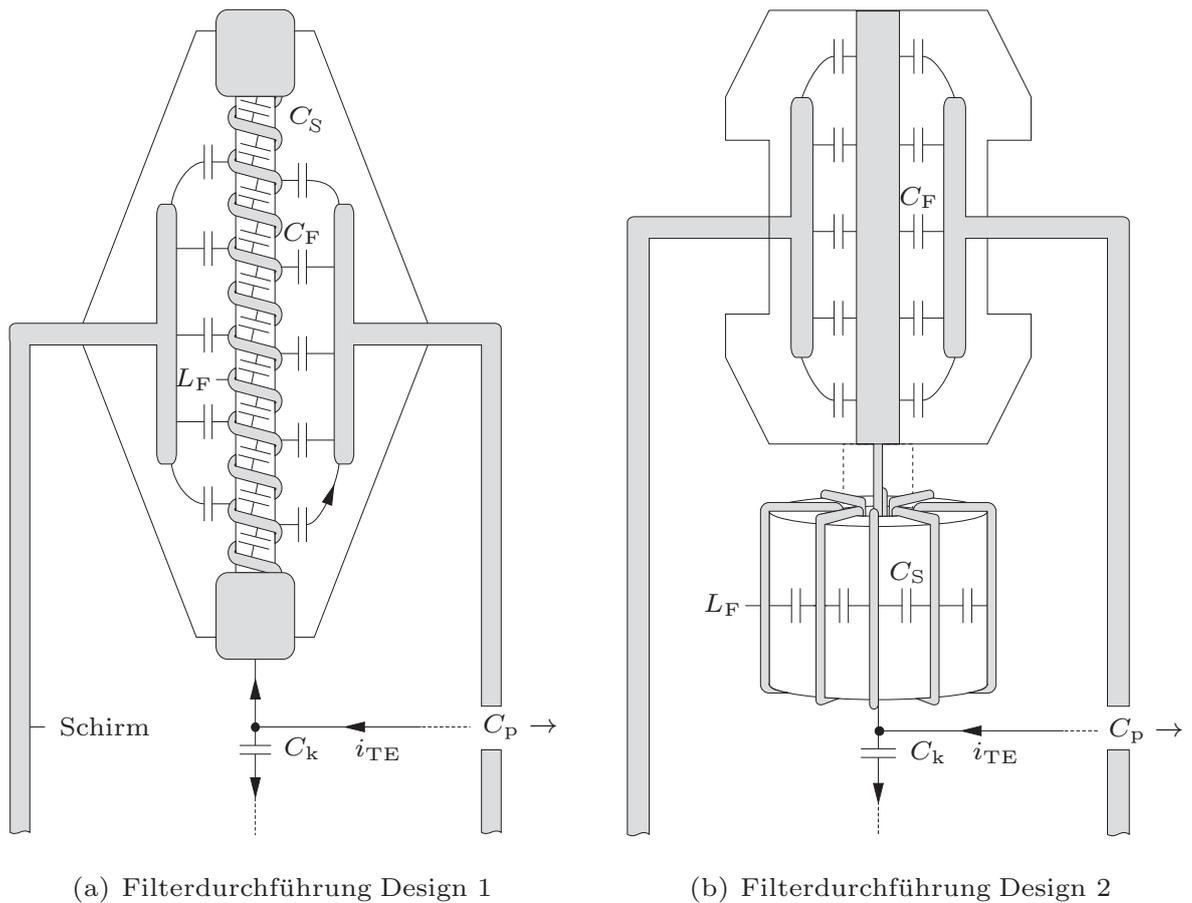


Abb. 4.4: Prinzipielles Design der Filterdurchführungen

Störimpulse aus der Hochspannungsquelle sollen möglichst gut gefiltert werden, dagegen sollen TE-Impulse aus dem Prüfkabel mit hoher Empfindlichkeit erfasst werden können. Daraus ergibt sich, dass die Kapazitäten C_F und C_k in einem ähnlichen Bereich liegen sollten. Der eingesetzte Durchführungskondensator (Draloric 20 kV, Keramikkondensator R.230) hat eine Kapazität von $C_F = 3 \text{ nF}$. Die Kapazität des Koppelkondensators (Maxwell CONDIS[®] 50 kV) beträgt $C_k = 10 \text{ nF}$.

Bei der Dimensionierung der Filterelemente C_F und L_F muss weiterhin beachtet werden, dass die Resonanzfrequenzen, die zwischen L_F und C_F als auch L_F und C_k außerhalb des Frequenzbandes (ca. 100 kHz bis 20 MHz) liegen, in dem gemes-

sen wird. Da die Kapazitäten durch die Bauteile schon fest vorgegeben sind, wird die Filterdrossel L_F mit einer Induktivität im mH-Bereich ausgelegt [128]. Hierbei wurden mehrere hochpermeable HF-Ringkernferrite (N30) ineinander geschachtelt und mit wenigen Windungen ($n = 4, 5$) bewickelt, um das kapazitive Überkoppeln (C_S) zwischen den einzelnen Windungen zu reduzieren. Die Filterdrossel wurde mit einer Induktivität von $L_F \approx 1,74$ mH und für einen Nennstrom von $I_N \approx 800$ mA realisiert.

Die Filterdurchführung (Design 2) ist bis zur maximalen Betriebsspannung von 20 kV TE-frei.

Die beiden Filterdesigns besitzen folgende Kenndaten:

Design 1 mit PU-Harz ($\epsilon_r = 4, 5$) vergossene Filterdurchführung gemäß Abb. 4.4(a)
$L_F \approx 115 \mu\text{H}$ $C_F \approx 90 \text{ pF}$ Resonanzfrequenz $f_R \approx 1,56 \text{ MHz}$ $U_{\text{TEE}} \approx 12 \text{ kV}$

Design 2 modular aufgebaute Filterdurchführung gemäß Abb. 4.4(b)
$L_F \approx 1,74 \text{ mH}$ $C_F = 3 \text{ nF}$ Resonanzfrequenz $f_R \leq 100 \text{ kHz}$ $U_{\text{TEE}} \geq 20 \text{ kV}$

4.3.3 Frequenzantwort der geschirmten Ankoppeleinheit

An der geschirmten Ankoppeleinheit wurde ein kommerzielles TE-Messsystem (OMICRON MPD 600) angeschlossen, das die Ausgabe von TE-Impulsen im Zeit- und Frequenzbereich erlaubt.

Zur Analyse der Frequenzantwort und der Filterwirkung der Filterdurchführung (Design 2) wurde ein Kalibrierimpuls (Anstiegszeit ca. 1,6 ns) mit einer Ladung von 100 pC sowohl am Prüfkabelendverschluss, als auch am Hochspannungsanschluss der Filterdurchführung eingespeist. Die Impulse wurden mit dem MPD 600 Messsystem am Messanschluss im Zeitbereich aufgezeichnet und eine Spektralanalyse durchgeführt.

Die Impulsantworten der Messeinrichtung sind in Abb. 4.5 dargestellt. Läuft ein Impuls über den Prüfanschluss in die geschirmte Ankoppeleinheit, so wird das Signal gemäß Bandpasscharakteristik des Messsystems übertragen. Ein über die Filterdurchführung einlaufender Impuls wird ab einer Grenzfrequenz von etwa 100 kHz

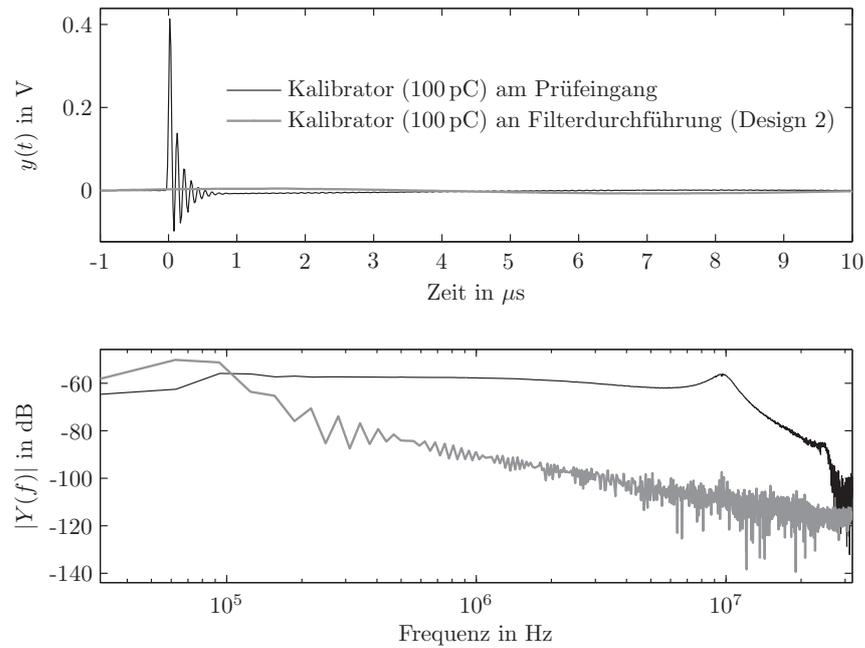


Abb. 4.5: Kalibrierimpulse (100 pC) an der GesAKE im Zeit- und Frequenzbereich

unterdrückt. Da kein Einbruch im Spektrum zu erkennen ist, kann davon ausgegangen werden, dass sich das Hochspannungsfiler nicht negativ auf die TE-Messung auswirkt. Das Filterverhalten unter Hochspannung im Vergleich zu Design 1 und einem Aufbau ohne Schirmung soll im Folgenden näher untersucht werden.

4.3.4 Unterdrückung leitungsgebundener Störsignale

Leitungsgebundene Störsignale können prinzipiell sowohl über die Hochspannungszuleitung als auch über Erdungsleitungen in den TE-Messkreis einkoppeln. Zur Beurteilung der Wirksamkeit der Hochspannungsfiler wurden beide Designs (siehe Abschnitt 4.3.2) in die geschirmte Ankoppeleinheit eingebaut und mit Messungen an einem ungeschirmten Aufbau mit einem 10 nF Koppelkondensator verglichen.

Dazu wurden die Filter im Rahmen eines Koronaversuchs unter Hochspannung getestet. Zunächst wurde eine Litze an der Hochspannungszuführung angebracht, die beim Anlegen einer ausreichend hohen Spannung äußere Teilentladungen (Trichelimpulse) zündete, Abb. 4.6(a). In einem weiteren Versuch wurde die Litze auf der Prüflingsseite, am Endverschluss des Prüfkabels, positioniert, Abb. 4.6(b). Der Abstand zwischen Litze und Erdpotential wurde so gewählt, dass die für die Koronaentladung notwendige kritische Feldstärke schon bei Spannungen U_p unterhalb der TE-Einsatzspannung ($< 12 \text{ kV}$) der Filterdurchführung Design 1 liegt.

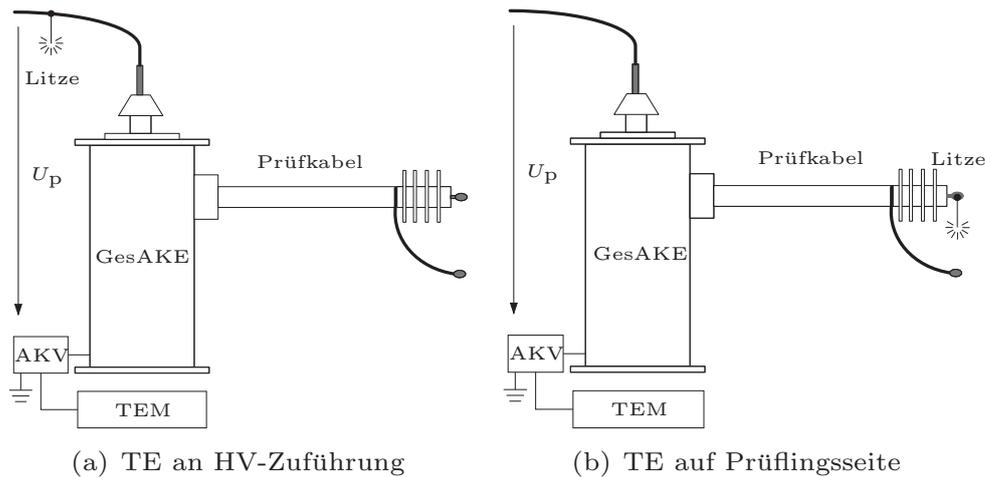


Abb. 4.6: Koronaversuch zum Filtertest unter Hochspannung

Die Ergebnisse der drei Aufbauvarianten

- konventioneller ungeschirmter Aufbau
- GesAKE mit Filterdurchführung nach Design 1
- GesAKE mit Filterdurchführung nach Design 2

bei Auftritt von Störimpulsen aus dem Bereich der Prüfspannungsquelle sind in Abb. 4.7 dargestellt. Hierbei wird die Verbesserung der Filterwirkung von Design 2 im Vergleich zu den beiden anderen Varianten deutlich.

Vergleicht man den Grundstörpegel der Anordnung ohne Schirm und Filter mit der geschirmten Anordnung (GesAKE mit Filterdurchführung nach Design 2) mittels phasenaufgelöstem TE-Histogramm (gemessen mit OMICRON MPD 600), so lässt sich der Grundstörpegel erfolgreich von etwa 50 pC auf etwa 1-2 pC reduzieren, siehe Abb. 4.8.

Nutzsignale, die aus dem Kabelprüfling kommen, siehe Abb. 4.6(b), werden hingegen nicht durch die Filterdurchführung gemäß Design 2 beeinflusst.

Im weiteren Verlauf der Arbeit wird somit nur noch die Filterdurchführung Design 2 eingesetzt.

4.3.5 Unterdrückung gestrahlter Störsignale

Zur Untersuchung verschiedener Schirmungsmaßnahmen am Messaufbau wurde die geschirmte Ankoppeleinheit in einer Absorberhalle mit diskreten Störfrequenzen bestrahlt und das gemessene Signal direkt mittels TE-Messsystem (OMICRON MPD 600) im Frequenzbereich erfasst und ausgewertet [128]. Parallel zur Messung

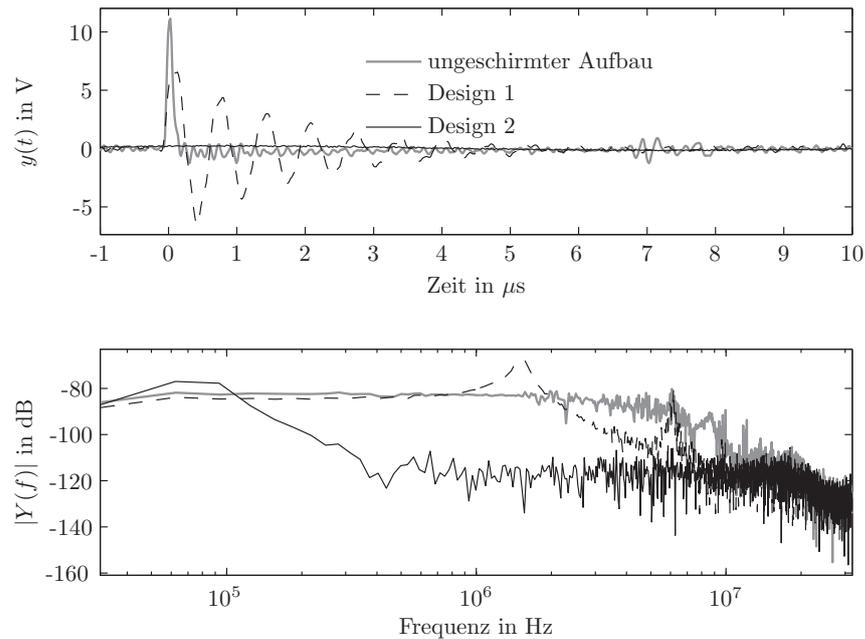


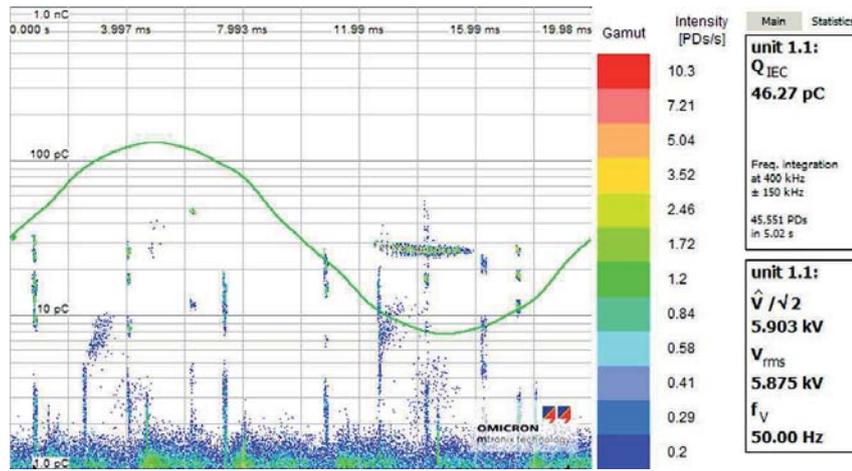
Abb. 4.7: Vergleich der Ankoppeleinheiten: TE-Impulse aus Prüfspannungsquelle im Zeit- und Frequenzbereich

an der geschirmten Ankoppeleinheit wurde mit einem zweiten Messkanal ein ungeschirmter Koppelkreis untersucht.

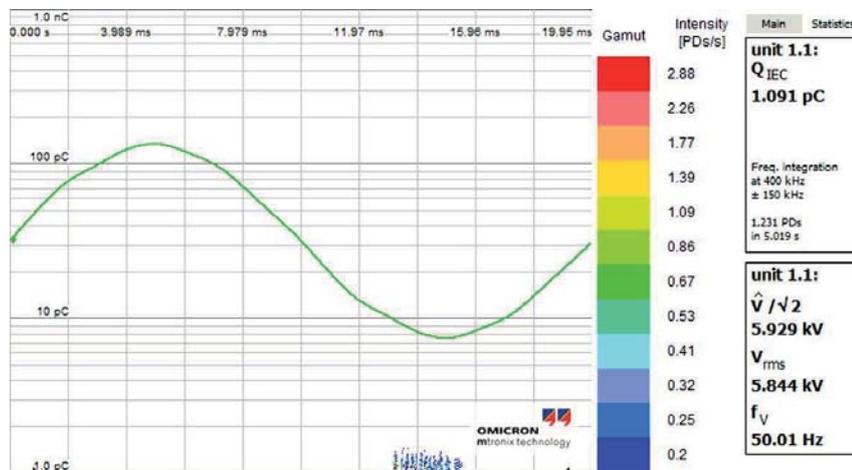
Der Aufbau der beiden betrachteten Koppelkreise ist in Abb. 4.9 dargestellt. Obwohl sich beide Koppelkreise konstruktiv unterscheiden, ist dadurch eine qualitative Aussage über die Schirmwirkung bei gestrahlten Störern möglich.

Dazu wurde ein sinusförmiges Störsignal mittels eines Signalgenerators erzeugt, über einen Leistungsverstärker auf eine Rahmenantenne gegeben und auf die Prüf-anordnung gestrahlt. Die Antennenebene war planparallel zu den kritischen Erd-schleifen der Prüflinge (schraffierte Bereiche in Abb. 4.9) im Abstand von ca. 5 m angeordnet, wie in Abb. 4.11 zu sehen. Die diskreten Störfrequenzpunkte lagen bei 250 kHz, 500 kHz, 1 MHz, 2 MHz, 4 MHz, 8 MHz und 16 MHz. Die obere Grenzfrequenz des angeschlossenen Ankoppelvierpols (OMICRON CPL 542) liegt bei etwa 11 MHz.

Zuerst wurde der Grundstörpegel des Aufbaus innerhalb der geschirmten Absorberhalle bestimmt, dieser liegt im betrachteten Frequenzbereich ungefähr bei ca. -110 dBm. Anschließend wurde bei jeder anregenden Störfrequenz die durch das MPD 600-Messsystem für beide Versuchsaufbauten zurück gelieferten Signale im Frequenzbereich analysiert und jeweils die maximale Amplitude des Spektrums im Bereich der Störfrequenz bestimmt. Die Maximalwerte der gemessenen Signale wurden ausreichend schmalbandig ausgewertet, sodass Oberschwingungen keinen Einfluss haben.

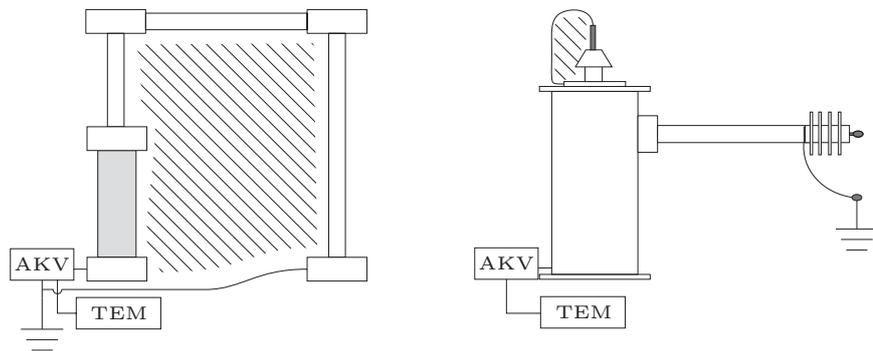


(a) Störimpulse ohne Filter und Schirm



(b) Störimpulse GesAKE + Filter Design 2

Abb. 4.8: Vergleich der Ankoppeleinheiten: Grundstörpegel bei ungeschirmtem und geschirmtem Messaufbau



(a) ungeschirmter Aufbau

(b) geschirmter Aufbau mit Filterdurchführung gemäß Design 2

Abb. 4.9: Prüflingsaufbauten für EMV-Tests

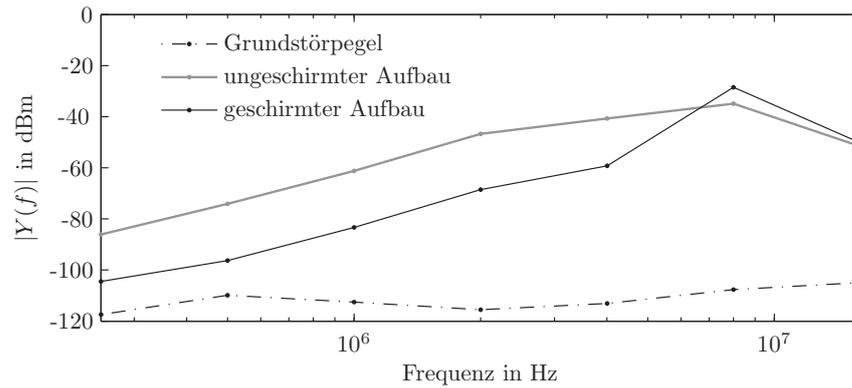


Abb. 4.10: Messergebnisse für gestrahlte diskrete Störfrequenzen

Das Messergebnis ist in Abb. 4.10 dargestellt. Daraus wird ersichtlich, dass die Verbesserung der Schirmwirkung durch die geschirmte Ankoppeleinheit etwa 20 dB beträgt.

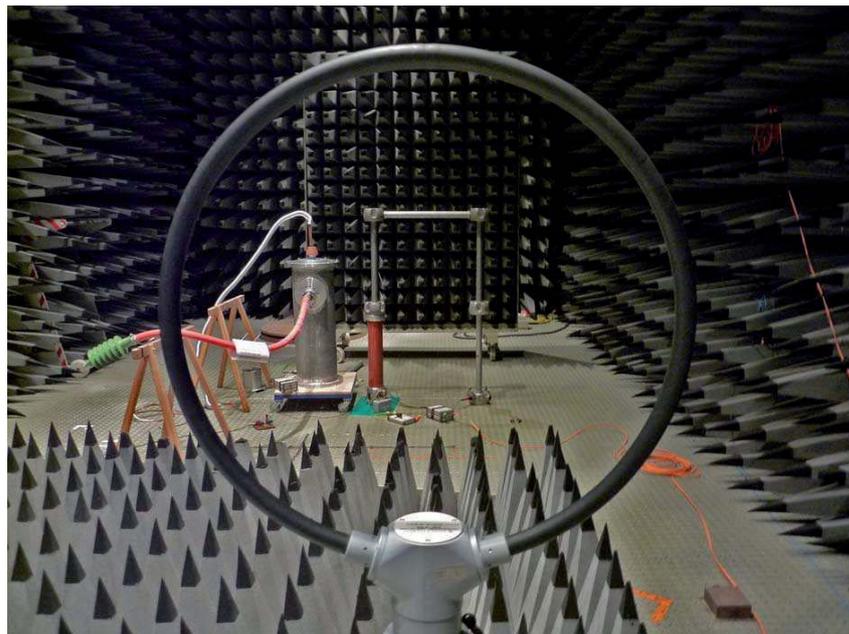


Abb. 4.11: Anordnung der Antenne bezüglich der Prüflinge

Bei der geschirmten Ankopplungseinheit sollte die Einspeisung der Hochspannung möglichst durch ein geschirmtes Energiekabel erfolgen, oder auf eine enge Leitungsführung der Hochspannungs- und Erdverbindung geachtet werden, um die Erdschleife gering zu halten. Des Weiteren ist auf eine sternförmige Erdung von Ankoppelvierpol und Prüfling zu achten.

Eine weitere Verbesserung der Schirmwirkung wäre durch die Abschirmung des Prüfendverschlusses zu erreichen. Dies ist in der Praxis aber aufgrund der stark



unterschiedlichen örtlichen und konstruktiven Gegebenheiten und der hohen Anforderungen bezüglich TE-Freiheit und Sicherheit schwer zu realisieren.

4.4 Induktive Auskopplung

Neben der kapazitiven Auskopplung von TE-Signalen gibt es auch weitere unkonventionelle TE-Messmethoden abseits der aktuellen Normen, die eine Reihe von Vorteilen vor allem bei mobilen Vor-Ort-Einsätzen oder bei Messungen im laufenden Betrieb bieten. Bei Energiekabeln eignen sich insbesondere Hochfrequenz-Stromwandler oder Rogowskispulen für eine schnelle und einfache nachträgliche Montage am Endverschluss oder Kabelschirm [4, 80, 109].

Die induktive Auskopplung bietet vor allem den Vorteil, dass die Sensoren im laufenden Betrieb angebracht und Online-Messungen durchgeführt werden können. Da die Sensoren in der Regel im Bereich des Schirmes angebracht werden, eignet sich die Messmethode prinzipiell für alle Spannungsebenen. Allerdings muss bei Online-Messungen der Betriebsstrom berücksichtigt werden, der den Kern des Sensors vormagnetisiert und die Übertragungseigenschaften des Wandlers beeinflussen kann (Sättigung des Kerns). Um gemessenen TE-Impulsen eine Phasenlage zuzuordnen und um die TE-Einsetzspannung zu erfassen, ist eine zusätzliche Spannungsmessung notwendig. Ist nur eine Zuordnung zur Phasenlage notwendig, kann auch ein Abgriff der entsprechenden Phase am Schaltschrank der Anlage hergestellt werden. Einer der größten Nachteile ist die geringere Empfindlichkeit im Vergleich zur kapazitiven Auskopplung, außerdem erschwert die nichtlineare Magnetisierungskurve des Magnetkerns eine exakte Ladungsmessung.

In [128] wurde ein geeigneter Stromwandler zur induktiven Auskopplung bei Offline-Prüfungen berechnet und realisiert. Anschließend wurde der Sensor mit einem kommerziellen Hochfrequenz-Stromwandler und der geschirmten Ankoppeleinheit aus Abschnitt 4.3 verglichen.

Induktive Stromwandler funktionieren nach dem transformatorischen Prinzip.

Ein TE-Stromimpuls i_{TE} , der sich im Leiter ausbreitet, erzeugt gemäß dem Durchflutungsgesetz ein magnetisches Wirbelfeld B , siehe Abb. 4.12(b). Dieses Magnetfeld induziert im Stromwandler eine Spannung u_{TE} , die über ein Hochpass-Netzwerk gemessen werden kann. Das Frequenzverhalten des Wandlers ist entscheidend für die Messung der TE-Signale.

Induktive Stromwandler können im Messkreis prinzipiell beliebig platziert werden. Voraussetzung hierfür ist, dass der Hin- und Rückleiter des TE-Strompfades nicht gleichzeitig vom Stromwandler umschlossen werden, da sich sonst die Magnetfelder gegenseitig aufheben. Abb. 4.12(a) zeigt mögliche Platzierungen für den Sensor im Bereich des Kabelendverschlusses. Bei Position (1) umschließt der Wandler das

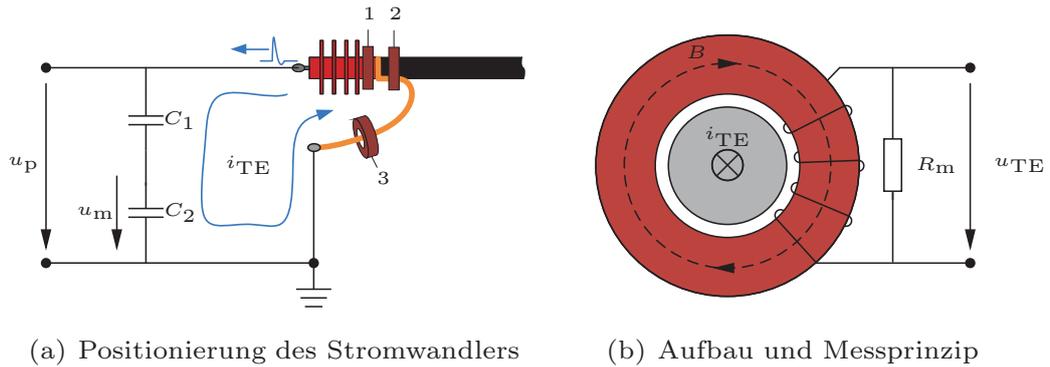


Abb. 4.12: Funktionsweise des induktiven Sensors

Kabel (ohne Schirm) direkt am Endverschluss. Wird die Erdverbindung des Schirmes wieder zurück geführt und ebenfalls durch den Wandler geführt, kann auch Position (2) verwendet werden. Für beide Platzierungen ist ein klappbarer Ferritkern von Vorteil. Alternativ kann auch Position (3) verwendet und das TE-Signal über die Erdverbindung erfasst werden. Die direkte Umschließung des Hochspannung führenden Leiters wäre prinzipiell auch möglich, dies hätte allerdings weitere Maßnahmen zur elektrischen Isolation zur Folge und wurde auf Grund des erhöhten Aufwands und der Gefahr für Messsystem und Bediener nicht betrachtet.

Die Dimensionierung des hochfrequenten Stromwandlers für Offline-Kabel-TE-Messungen erfolgt anhand des Ersatzschaltbildes für einen Stromwandler gemäß Abb. 4.13.

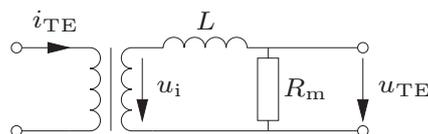


Abb. 4.13: Stromwandler Ersatzschaltbild

Es entspricht einem Stromwandler mit n Windungen um einen Leiter, in dem sich ein Stromimpuls i_{TE} ausbreitet. Der Stromwandler besitzt eine Spulenselbstinduktivität L . Die Spannung u_{TE} über den beiden Wicklungsenden wird über einen Messwiderstand R_m gemessen.

Über die induzierte Spannung

$$u_i = \frac{L}{n} \cdot j\omega i_{TE} \quad (4.1)$$

und der gemessenen Spannung u_{TE} , die sich aus dem Spannungsteiler über L und R_m ergibt,

$$u_{\text{TE}} = u_i \frac{R_m}{j\omega L + R_m} \quad (4.2)$$

lässt sich die Transferimpedanz des Stromwandlers mittels

$$Z_T = \frac{u_{\text{TE}}}{i_{\text{TE}}} = \frac{R_m}{n} \cdot \frac{1}{1 + \frac{R_m}{j\omega L}} \quad (4.3)$$

abschätzen [80, 109]. Hierbei handelt es sich um einen Hochpass 1. Ordnung mit der Grenzfrequenz

$$f_g = \frac{R_m}{2\pi L}. \quad (4.4)$$

Die Transferimpedanz von Stromwandlern ist eine charakteristische Größe, die angibt, welche Spannung in Abhängigkeit vom Strom gemessen wird. Je höher die Transferimpedanz, um so empfindlichere Strommessungen sind mit dem Wandler möglich.

Für eine Realisierung des induktiven Sensors wurden zwei identische N30 Ringkerne ($A_L = 5400 \text{ nH}$) verwendet und mit $n = 3$ Windungen bewickelt.

Dadurch ergibt sich rechnerisch eine Selbstinduktivität des Wandlers von

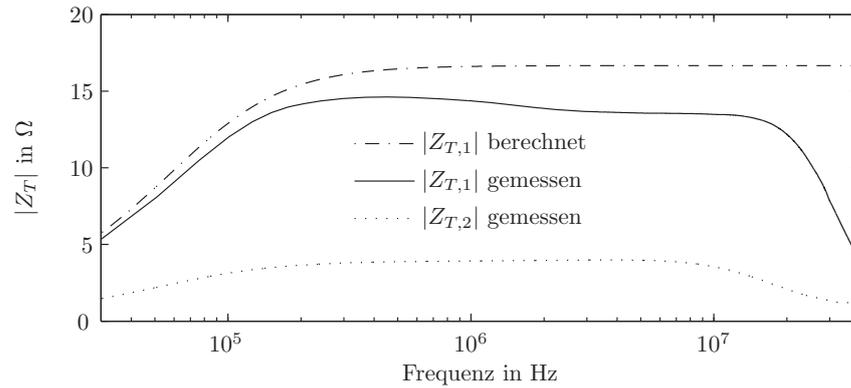
$$L \approx n^2 \cdot 2 \cdot A_L = 97,2 \mu\text{H}. \quad (4.5)$$

Die Messimpedanz ist mit $R_m = 50 \Omega$ durch den TE-Messeingang des Messsystems vorgegeben. Für ein optimiertes HF-Verhalten wurde der Kern mit HF-Litze bewickelt. Die theoretische maximale Transferimpedanz beträgt $Z_{T,\text{max}} = \frac{R_m}{n} = 16,67 \Omega$. Die untere Grenzfrequenz beträgt $f_g \approx 82 \text{ kHz}$.

Der Frequenzgang des Wandlers wurde mit einem Netzwerk-Analyzer gemessen und mit einem kommerziell erhältlichen Klappsensor (HVPD-HFCT) verglichen. Die Transferimpedanzen sind in Abb. 4.14 dargestellt.

Das Ergebnis zeigt, dass der Frequenzverlauf des Stromwandler-Eigenbaus (IEH-HFCT) qualitativ mit dem berechneten Verlauf gemäß Gl. (4.3) übereinstimmt. Die Transferimpedanz im Durchlassbereich beträgt etwa 14Ω . Die untere Grenzfrequenz liegt bei etwa 70 kHz , die obere bei etwa 26 MHz .

Als Maß für die Messempfindlichkeit der Impulsmessung dienten die jeweils gemessenen Spannungsscheitel aus einer 100 pC Kalibration am Endverschluss der geschirmten Koppereinheit. Die induktiven Sensoren wurden am Schirmanschluss des Endverschlusses montiert. Tab. 4.1 zeigt die verschiedenen Sensoren zusammen mit der kapazitiven geschirmten Ankoppereinheit (GesAKE mit angeschlossenem OMICRON-AKV) im Vergleich.

Abb. 4.14: Transferimpedanzen Stromwandler Eigenbau $Z_{T,1}$ und kommerziell $Z_{T,2}$

	GesAKE	IEH-HFCT	HVPD-HFCT
Sensorprinzip	kapazitiv	induktiv	induktiv
untere Grenzfrequenz	20 kHz	70,0 kHz	73,5 kHz
obere Grenzfrequenz	11,8 MHz	26,0 MHz	17,5 MHz
Transferimpedanz	-	14,0 Ω	4,0 Ω
Spannungsscheitel (100 pC)	26,3 mV	18,1 mV	4,29 mV

Tab. 4.1: Vergleich der Auskopplungsarten

Der Eigenbau-Sensor besitzt eine etwas größere Bandbreite sowie eine viel höhere Transferimpedanz und damit Empfindlichkeit als der kommerzielle Sensor. Der Grund hierfür ist, dass der kommerzielle Stromwandler einen Luftspalt besitzt und somit im Gegensatz zum Eigenbau hauptsächlich für Online-Messungen (bis 300 A Betriebsstrom) konzipiert ist.

Eine noch größere Empfindlichkeit lässt sich allerdings mit der kapazitiven Ankoppeleinheit erreichen, weswegen diese favorisiert wurde.

4.5 Ankopplungsvierpol

Der Ankopplungsvierpol (AKV) hat die Aufgabe, den über den Hochspannungskoppelkondensator fließenden TE-Impuls über eine passive oder aktive Beschaltung in ein messbares Spannungssignal zu wandeln. Ein AKV besitzt einen integrierten Hochpass, um den betriebsfrequenten Strom (Prüfspannungsfrequenz) heraus zu filtern. Gleichzeitig kann mittels einer eingebauten Niederspannungskapazität die Hochspannung gemessen werden. Des Weiteren soll der AKV für galvanische Trennung sorgen und einen Überspannungsschutz nachgeschalteter empfindlicher Messgeräte bieten.

Zwei kommerzielle passive Ankoppelvierpole (OMICRON CPL542A und LDIC LDM-5U) standen zur Verfügung.

Im Rahmen dieser Arbeit wurde ein aktiver AKV (IEH-AKV) mit integrierter aktiver Verstärkung aufgebaut [131]. Das Prinzipschaltbild ist in Abb. 4.15 dargestellt. Die Verstärkung ist zweistufig und kann mittels eines Schalters S von 10facher auf 100fache Verstärkung umgeschaltet werden. Somit ist es möglich, auch Signale mit sehr kleiner Signalamplitude zu erfassen und auf den Eingangsspannungsbereich des TE-Messgerätes anzupassen. Gleichzeitig wird das Signal-zu-Rausch-Verhältnis verbessert, wenn Störer in das in der Regel sehr lange koaxiale Messkabel einkoppeln.

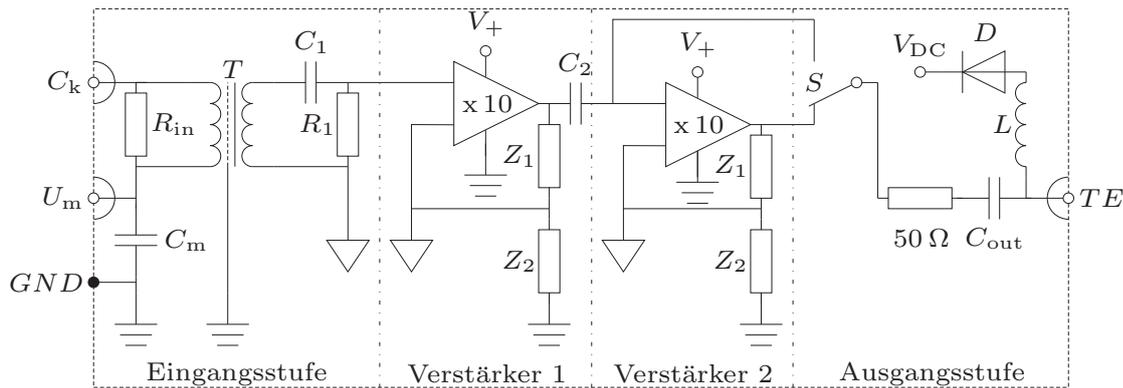


Abb. 4.15: Prinzip-Ersatzschaltbild aktiver Ankopplungsvierpol

Der Ankoppelvierpol wird an der Niederspannungselektrode des Koppelkondensators angeschlossen (Eingang C_k). Der Übertrager T leitet den prüffrequenten Wechselstrom ab (Hochpass) und sorgt für eine galvanische Trennung zwischen Eingangsstufe und Verstärker. R_{in} dient zur Dämpfung des Schwingkreises zwischen C_k und der Primärspule von T . Außerdem sorgt R_{in} für einen konstanten Reflektionsfaktor über den Frequenzbereich. Mittels des kapazitiven Spannungsteilers aus C_k und $C_m = 40 \mu\text{F}$ kann die Hochspannung am Ausgang U_m gemessen werden. Um die hochfrequenten TE-Impulse möglichst breitbandig zu übertragen, kommt für den Übertrager T ein Schalenkern mit einem N30 Ferrit zum Einsatz ($A_1 = 15200 \text{ nH}$). Der Übertrager besitzt ein Übersetzungsverhältnis von $\ddot{u} = 1$ mit den Windungszahlen $N_1 = N_2 = 8$. Um kapazitive Überkopplungen zu verringern, wurde ein geerdeter Kupferschirm zwischen Primär- und Sekundärwicklung eingebracht. Am Ausgang des Übertragers sorgt ein RC-Hochpass für eine weitere Dämpfung des prüffrequenten Wechselstroms und eine Vergleichmäßigung des AKV-Frequenzgangs. Das Signal durchläuft nun, je nach Schalterstellung S , zwei rauscharme Verstärkerstufen mit hoher Bandbreite und wird am TE -Ausgang zur Verfügung gestellt. Hier kann nun ein langes koaxiales Messkabel angeschlossen werden, welches das Messsignal zum 50Ω -Eingang des TE-Messsystems leitet.

Die Spannungsversorgung des Ankopplungsvierpols wird durch eine Phantomspannung über das Messkabel realisiert, Abb. 4.16. Hierbei dienen C_{out} und C_{ph} der

Entkopplung der über die koaxiale Messleitung additiv überlagerten Gleichspannung. Die Induktivitäten L und L_{ph} verhindern ein Abfließen der hochfrequenten Messsignale. Die Versorgungsgleichspannung U_{DC} wird mittels eines konventionellen Netzteils (kein Schaltnetzteil) erzeugt. Die Diode D dient dem Verpolungsschutz. Die für die Operationsverstärker notwendige Versorgungsspannung V_+ wird schließlich über eine Spannungsreglerschaltung aus V_{DC} zur Verfügung gestellt.

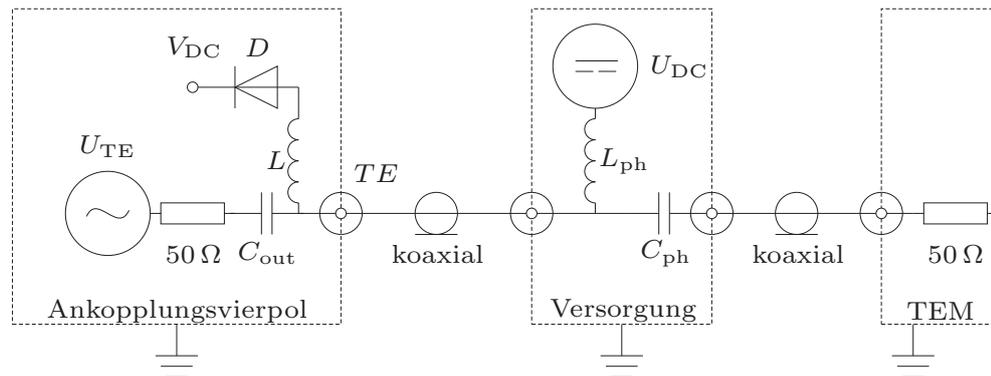


Abb. 4.16: Phantomspannungsversorgung aktiver Ankopplungsvierpol

4.6 Bestimmung der Übertragungsfunktionen

Für die TE-Messung und -Modellierung ist die Kenntnis des Übertragungsverhaltens des Systems, bestehend aus geschirmter Ankoppeleinheit mit angeschlossenem Ankoppelvierpol und Messeinrichtung, erforderlich. Dazu wurden die Übertragungsfunktionen aller Auskoppelvarianten bestimmt, indem am Endverschluss des Prüfkabels der GesAKE ein Impuls eingespeist und hochohmig (Oszilloskop-Tastkopf) gemessen wurde. Gleichzeitig wurde das Ausgangssignal am TE-Messanschluss des jeweiligen Ankoppelvierpols bei $50\ \Omega$ Abschluss gemessen. Es wurden die Stromwandler in der Erdverbindung des Endverschlusses installiert und ebenfalls die Übertragungsfunktion bestimmt. Die Messungen erfolgten mit einer Abtastrate von $625\ \text{MS/s}$ und $40\ \mu\text{s/div}$. Folgende Auskopplungssysteme wurden untersucht:

- GesAKE mit IEH-AKV und 100 facher Verstärkung,
- GesAKE mit IEH-AKV und 10 facher Verstärkung,
- GesAKE mit kommerziellem LDIC-AKV,
- GesAKE mit kommerziellem OMICRON-AKV,
- induktiver Stromwandler Eigenbau IEH-HFCT,
- kommerzieller induktiver Stromwandler HVPD-HFCT.

Im Vergleich zu kommerziellen Ankoppelvierpolen (OMICRON und LDIC) sowie den induktiven Sensoren (IEH-Eigenbau und HVPD-Sensor) ergeben sich die Übertragungsfunktionen des IEH-AKV's bei 10facher und 100facher Verstärkung in Abb. 4.17. Hierbei ist die Spannungsteilung am $50\ \Omega$ abgeschlossenen Oszilloskop-eingang zu beachten.

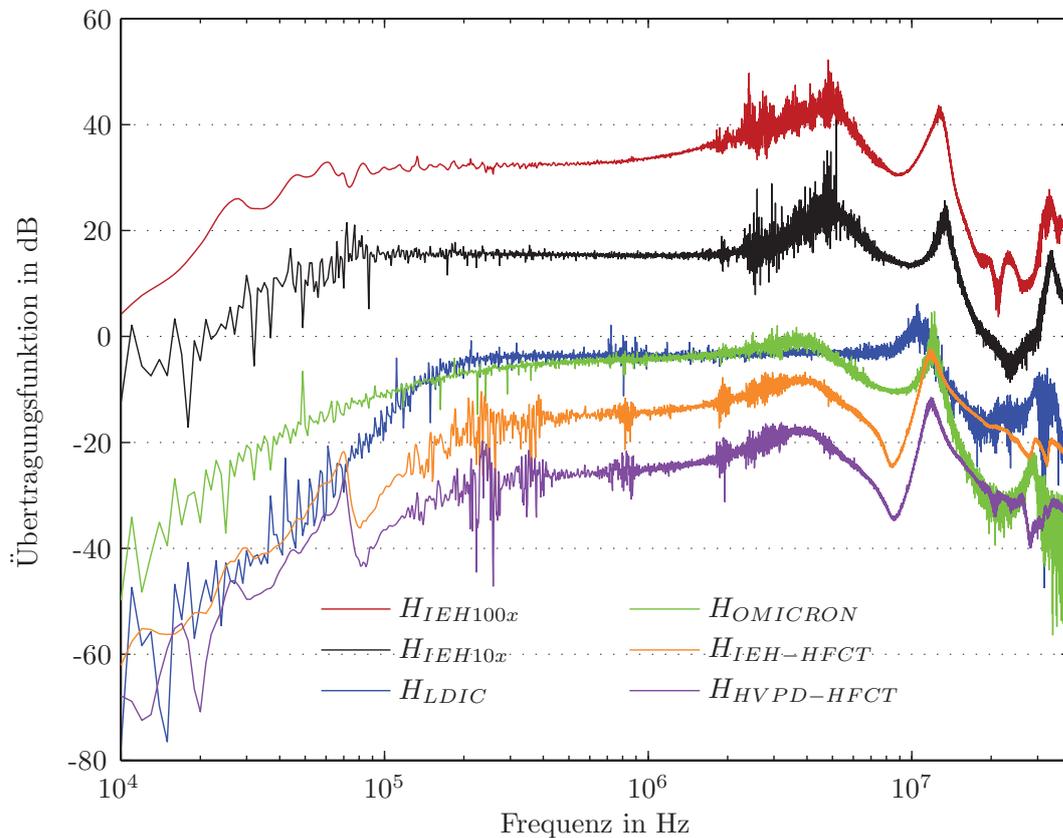


Abb. 4.17: Vergleich der Übertragungsfunktionen verschiedener kapazitiver und induktiver TE-Auskopplungssysteme

Die Übertragungsfunktionen können nun im Rahmen der Modellierung des Messsystems verwendet werden.

4.7 Bestimmung der Eingangsimpedanzen

Die Eingangsimpedanz der Auskopplungssysteme ist ebenfalls von Bedeutung, da sie den Reflektionsfaktor am Messende bestimmt. Die Messung der Eingangsimpedanzen wurden im Zeitbereich durchgeführt und die Reflektionsfaktoren im Frequenzbereich berechnet [109].

Dazu wird ein Impuls über ein langes Messkabel (RG58) am Prüfendverschluss der geschirmten Ankoppeleinheit eingespeist. Die Prüfspannungsquelle ist an die GesAKE angeschlossen und das Messkabel am TE-Messkanal mit $50\ \Omega$ terminiert. Die Messung des eingespeisten Impulses sowie dessen Reflektionen erfolgt direkt am Impulsgenerator mittels Tastkopf (hochohmig).

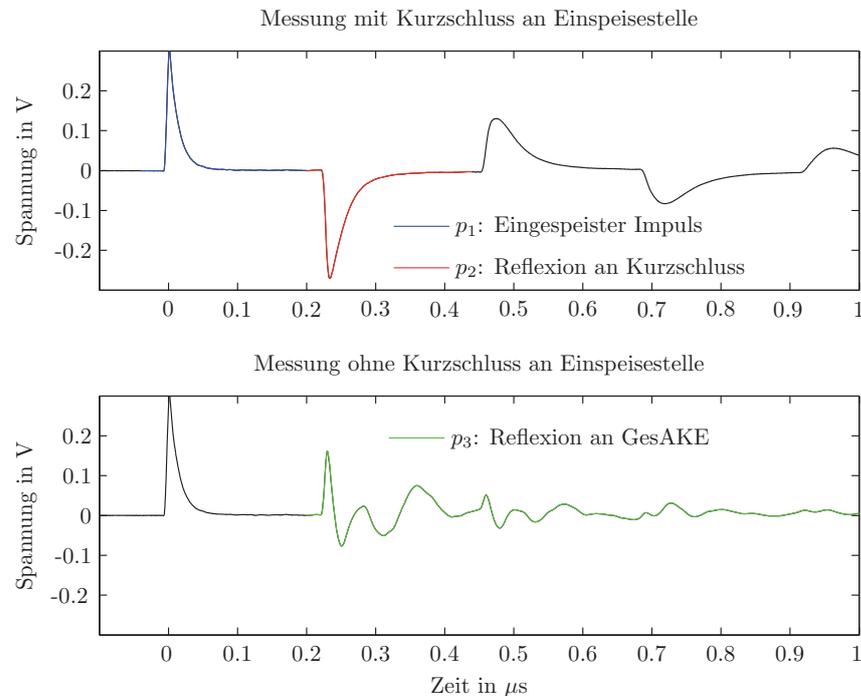


Abb. 4.18: Messprinzip zur Bestimmung der Eingangsimpedanz

Zuerst muss die Übertragungsfunktion der Messleitung bestimmt werden. Dies geschieht durch Einbringen eines Kurzschlusses an der Übergangsstelle zwischen Messleitung und Prüfendverschluss. Dadurch erhält man einen Signalverlauf gemäß Abb. 4.18, oben. Der erste Impuls $p_1(t)$ stellt den eingespeisten Impuls am Anfang der Messleitung dar. Der zweite Impuls $p_2(t)$ ergibt sich durch die Reflexion an der Übergangsstelle mit einem Reflektionsfaktor $r_{\text{KS}} = -1$. Transformiert man die beiden Impulse in den Frequenzbereich, so ergibt sich die Übertragungsfunktion der Messleitung zu

$$H_{\text{cal}}(\omega) = \frac{P_2(\omega)}{P_1(\omega)}. \quad (4.6)$$

Nun wird der Kurzschluss entfernt und die Messung wiederholt. Man erhält einen Signalverlauf gemäß Abb. 4.18, unten. Der eingespeiste Impuls wird an der geschirmten Ankoppeleinheit und am hochohmigen Messeingang des Oszilloskops reflektiert.



Mittels dieser Reflektionen $p_3(t)$ ergibt sich die Übertragungsfunktion zu

$$H_1(\omega) = \frac{P_3(\omega)}{P_1(\omega)}. \quad (4.7)$$

Der Reflektionsfaktor an der Übergangsstelle ergibt sich aus

$$r(\omega) = -\frac{H_1(\omega)}{H_{\text{cal}}(\omega)} = \frac{Z_{\text{AKE}}(\omega) - Z_0}{Z_{\text{AKE}}(\omega) + Z_0}, \quad (4.8)$$

mit $Z_0 = 50 \Omega$.

Daraus ergibt sich die Eingangsimpedanz im Frequenzbereich zu

$$Z_{\text{AKE}}(\omega) = -\frac{(r+1)}{(r-1)} \cdot Z_0. \quad (4.9)$$

Die komplexen Eingangsimpedanzen wurden auf diese Weise für alle im Rahmen dieser Arbeit verwendeten Auskoppelvarianten bestimmt und sind in Abb. 4.19, der Übersichtlichkeit halber, als Realteil dargestellt. Die Eingangsimpedanzen der Stromwandler, bei Anbringung in der Erdverbindung, wurden in Kombination mit der geschirmten Ankoppeleinheit und dem OMICRON-AKV bestimmt.

Die Messungen zeigen, dass die Eingangsimpedanzen im relevanten Frequenzbereich zwar bei etwa 50 bis 60 Ω liegen, jedoch eine starke Frequenzabhängigkeit auftritt. Die so bestimmten Eingangsimpedanzen der verschiedenen Messeinrichtungen können nun bei der Modellierung des Systems berücksichtigt werden.

4.8 Messrechner und Software

Die Digitalisierung und Aufzeichnung der Messsignale kann bei netzfrequenter Prüfspannung über eine vollständige Prüfspannungsperiode erfolgen. Hierzu ist eine leistungsfähige Messhardware sehr gut geeignet, die hohe Abtastraten bei hoher Speichertiefe und hoher Vertikalauflösung bietet.

Eine weitere Methode ist die Triggerung des Messsystems bei Überschreiten eines Schwellwerts. Dadurch ist in der Regel eine höhere Abtastrate möglich. Nachteilig ist hier eine höhere Störanfälligkeit und eine erschwerte Zuordnung der Impulse zur Phasenlage der Prüfspannung.

Die 8 Bit A/D-Wandlung des TE-Messsignals erfolgt im Rahmen dieser Arbeit schwellwertgetriggert durch einen Messrechner mit eingebauter Messkarte des Typs *GaGe CompuScope 82G* mit einer analogen Bandbreite von 400 MHz und einer maximalen Abtastrate von 2 GS/s. Die Erfassung der TE-Signale wird semi-

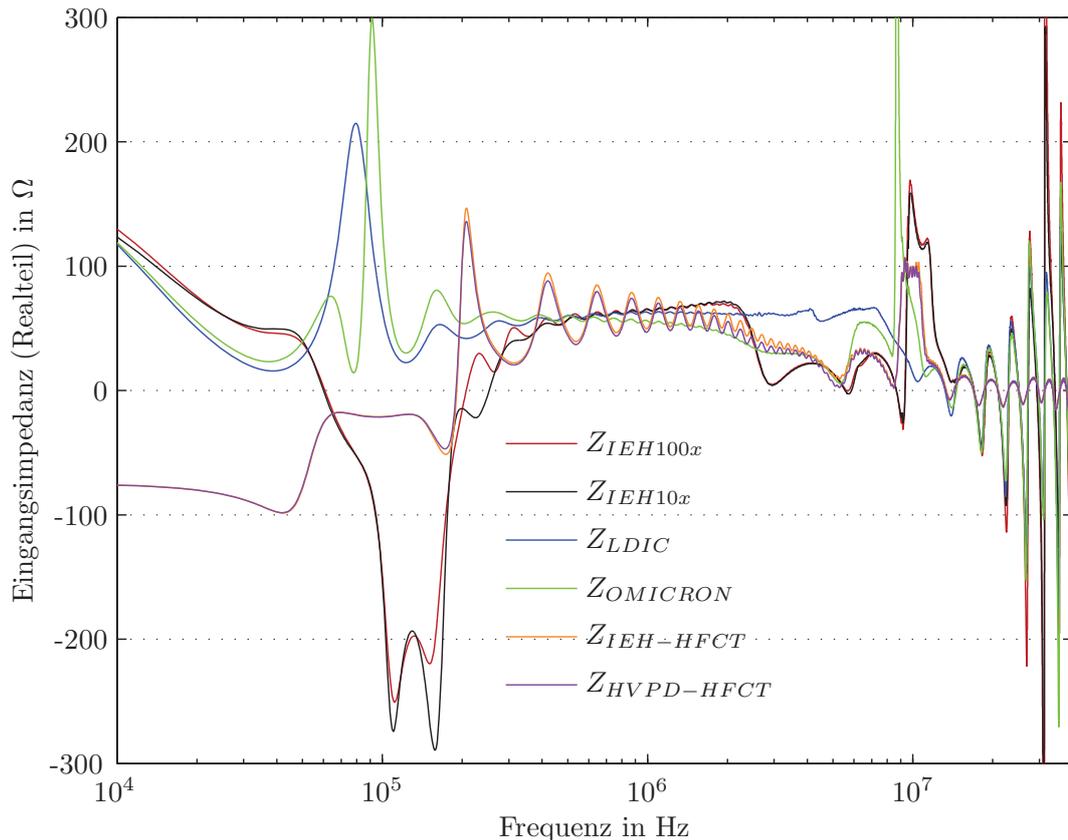


Abb. 4.19: Vergleich des Realteils der Eingangsimpedanzen verschiedener kapazitiver und induktiver TE-Auskopplungssysteme

automatisiert mittels einer im Rahmen dieser Arbeit entwickelten Software, namens *Partial Discharge Wizard (PDW)* [133], durchgeführt. Die Benutzeroberfläche des Programms führt den Anwender durch die bei der Offline-Kabel-TE-Messung notwendigen Arbeitsschritte:

- **Eingabe der Kabeldaten**

Angabe der Muffenpositionen, Kabellänge und sonstiger beschreibender Parameter der zu untersuchenden Kabelstrecke.

- **Kalibration**

Bestimmung der Kabellaufzeit, des Dämpfungsfaktors und der Bereiche zur Fensterung der Impulse.

- **TE-Messung**

Hochfahren der Prüfspannung, bis TE-Impulse über der Triggerschwelle detektiert werden, oder Sollwert der Prüfspannung erreicht ist. Aufzeichnung des Prüfspannungsverlaufs zur späteren Phasenzuordnung. Aufzeichnung einer Anzahl von TE-Reflektogrammen mit hoher Abtastrate. Zuordnung der aufgezeichneten Impulse zur Phasenlage der Prüfspannung.

- **Signalverarbeitung**

Optionales De-noising der aufgezeichneten Reflektogramme.

- **Ortung der Fehlstellen**

Anwendung der TDR unter Verwendung der Ankunftszeitbestimmung des Maximums oder des Fußpunkts jedes Impulses. Das Ortungsergebnis wird in einer Ortungskarte (TE-Map) dargestellt.

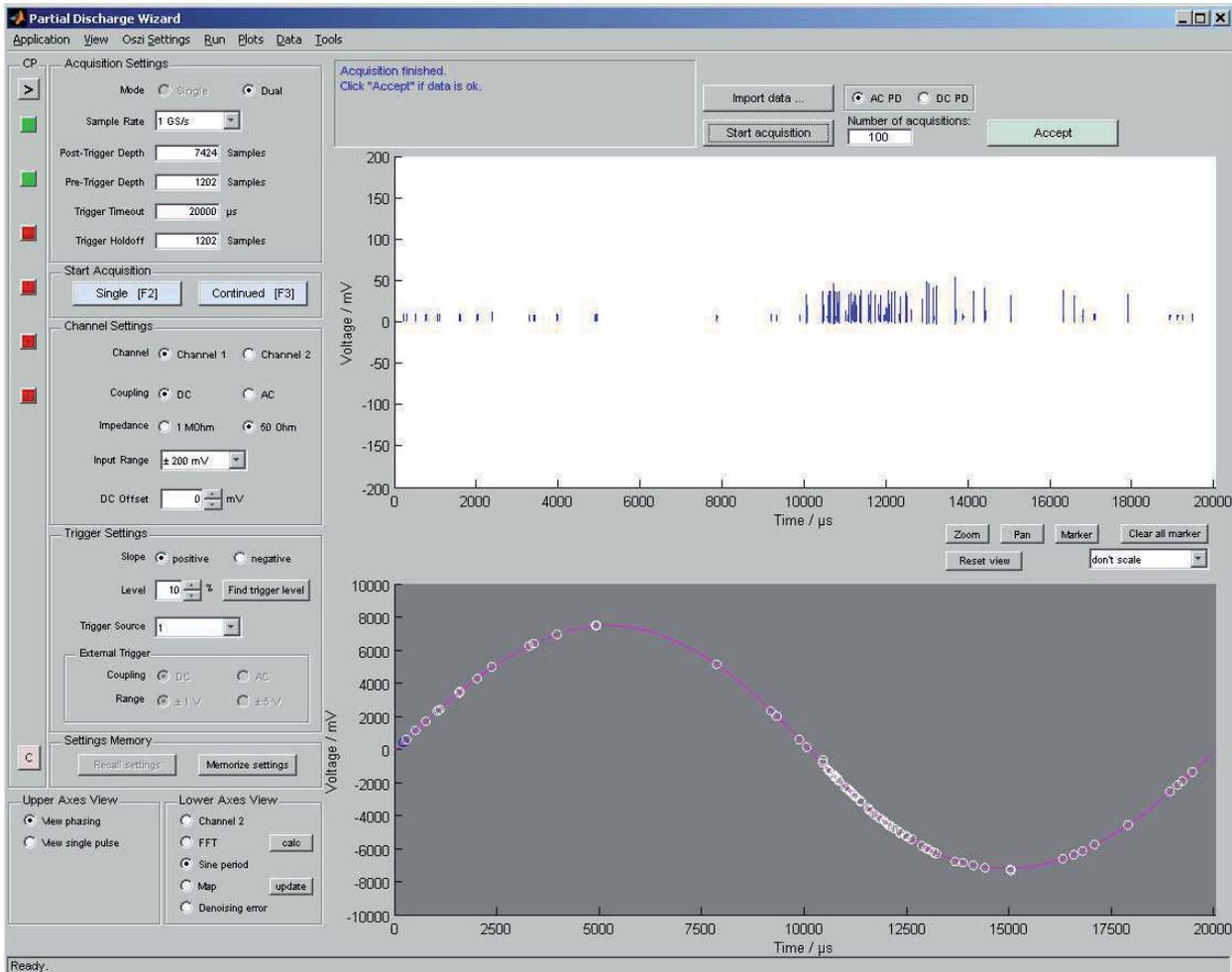


Abb. 4.20: PDW - gemessene TE-Impulse (o.) und deren Phasenzuordnung (u.)

Die Aufzeichnung der TE-Impulse erfolgt mit hoher Abtastrate Schwellwertgetriggert bei anliegender Hochspannung am Prüfling. Eine Zuordnung der TE-Impulse zur Phasenlage der Prüfspannung erfolgt durch gleichzeitige Messung des Spannungsverlaufs am zweiten Kanal der Messkarte. Da die Abtastrate beider Kanäle nicht unabhängig voneinander gewählt werden kann, wird die Prüfspannung vor der Aufzeichnung mit niedriger Abtastrate erfasst und gespeichert. Die Zuordnung zur Phasenlage kann anschließend auch bei hoher Abtastrate für jedes aufgezeichnete Reflektogramm über die Auswertung des am Spannungsmesskanal aufgezeichneten

Fragments bezüglich Amplitude und Steigung geschätzt werden. Durch diese Zuordnung zur Phasenlage kann besser überprüft werden, ob es sich bei dem aufgezeichneten Signal um ein Störsignal, eine innere oder eine äußere Teilentladung handelt. Abbildung 4.20 zeigt die Phasenzuordnung von 100 aufgezeichneten Reflektogrammen, die durch lokale Beschädigung der äußeren Leitschicht eines Energiekabels entstanden sind. Das Ortungsergebnis dieser Reflektogramme ist in Abb. 4.21 zu sehen. Während im oberen Diagramm ein einzelnes ausgewertetes TE-Reflektogramm zu sehen ist, zeigt die TE-Map im unteren Diagramm eine Konzentration der Fehlerorte aller Reflektogramme um den Bereich von 101 m. Hierbei ist eine größere Streuung bei der Ortung mittels der Impulsmaxima zu erkennen.

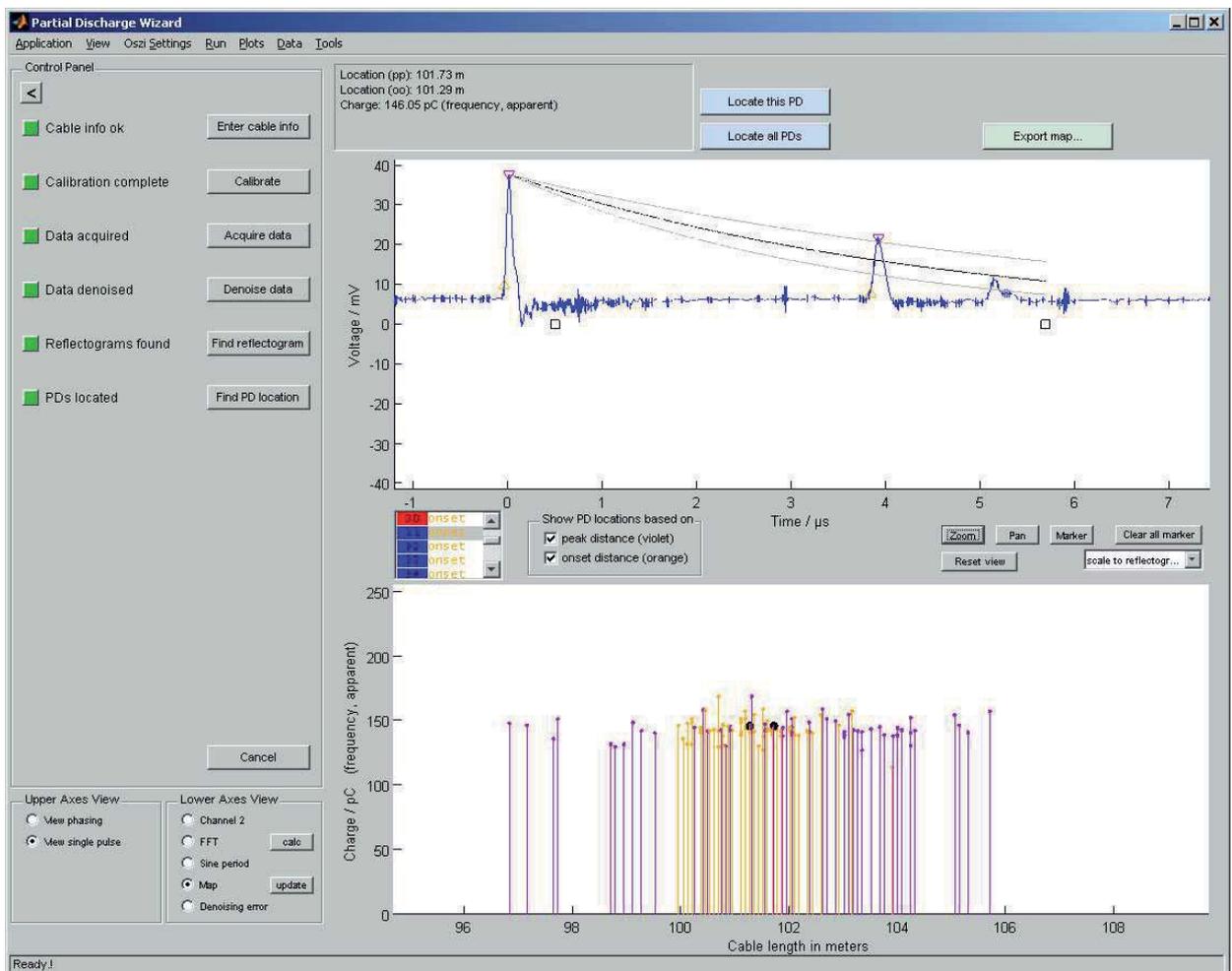


Abb. 4.21: PDW - Darstellung der Einzelreflektogramme (o.) und Ortungsergebnisse (u.)

violett: Ortung mittels der Impulsmaxima (peaks)

orange: Ortung mittels der Impulsfußpunkte (onsets)



4 Aufbau eines Offline-Kabel-TE-Messsystems

Nachdem die gemessenen TE-Signale nun digitalisiert zur Verfügung stehen, können Methoden der Signalverarbeitung eingesetzt werden, um eine weitere Verbesserung der Ortungsergebnisse zu erzielen.

Kapitel 5

Signalverarbeitung

Nachdem in den vorangegangenen Kapiteln die Ursache von Teilentladungen in Kabeln, die Entstehung von Reflektogrammen sowie die Messung und Digitalisierung der Signale behandelt wurden, befasst sich dieses Kapitel mit der Signalverarbeitung der Messdaten.

Da die Erfassung von Teilentladungen unter Vor-Ort-Bedingungen starken Störeinkopplungen unterworfen ist, werden in Abschnitt 5.1 zunächst Verfahren zur Reduktion solcher Störsignale behandelt.

Liegt ein so aufbereitetes Reflektogrammsignal vor, kann die Ortung der TE erfolgen. Dazu werden in Abschnitt 5.2 verschiedene Algorithmen zur Ankunftszeitbestimmung vorgestellt.

Schließlich wird das Zusammenwirken der Signalverarbeitungsmethoden anhand von simulativen Messdaten untersucht.

5.1 Methoden zur Rausch- und Störunterdrückung

Während für periodische Störer beispielsweise Frequenz-Sperrfilter [37, 39, 81, 107] und zur Ausblendung breitbandiger Störimpulse innerhalb einer Netzperiode zum Beispiel *Gating*-Verfahren eingesetzt werden können [39, 95], stellt gerade die *Reduktion von Rauschen* (engl.: *de-noising*) eine große Herausforderung dar.

Hier eignen sich Verfahren, wie die *Wavelet-Transformation* (WT), Abschnitt 5.1.2, die, im Gegensatz zur Fourier-Transformation, sowohl im Zeit- als auch Frequenzbereich eine hohe lokale Auflösung liefern [13, 33].

Die „Wavelet-Transformation zweiter Generation“ (engl.: *Second Generation Wavelet Transformation*, SGWT), Abschnitt 5.1.2.3, wurde von [96] als so genanntes *Lifting Scheme* eingeführt.

Schließlich wird in Abschnitt 5.1.3 die *Empirische Moden Dekomposition* (EMD) vorgestellt [26], die mittels eines iterativen Algorithmus ein Signal in seine zugrunde

liegenden Moden zerlegt. Dieses Verfahren wurde im Rahmen dieser Arbeit erstmalig an Kabel-TE-Messdaten erfolgreich eingesetzt [123].



Abb. 5.1: Grundprinzip der De-noising Verfahren

Die hier vorgestellten De-noising Verfahren WT, SGWT und EMD haben gemein, dass ein zu untersuchendes Signal $x_k[m]$ im Rahmen einer *Signalanalyse* in mehrere Teilsignale (Koeffizienten) zerlegt wird, bestimmte Bereiche des zerlegten Signals geeignet modifiziert und mittels einer *Signalsynthese* wieder zu einer idealerweise „entrauschten“ Version $\tilde{x}_k[m]$ rekonstruiert werden, vgl. Abb. 5.1.

5.1.1 Fourier-Analyse

Die Fourier-Analyse macht sich zu Nutze, dass Signale aus einer Summe von trigonometrischen Funktionen angenähert werden können [13]. Mit Hilfe der Fourier-Transformation (FT) lässt sich ein Signal vom Zeit- in den Frequenzbereich transformieren. Jedoch lässt sich damit nicht feststellen, welche Frequenzkomponenten an einer bestimmten Stelle im Zeitsignal vorhanden sind. Im Unterschied zu periodischen Signalen tritt bei nicht-stationären Signalen, wie z. B. TE-Impulsen, zeitlich lokal begrenzt eine Änderung des Frequenzspektrums auf [19]. Abhilfe hierbei schafft die Kurzzeit-FT (*engl.: short-time fourier transformation*, STFT), bei der ein endliches Zeitfenster $w(t)$ durch das Signal wandert und die FT blockweise angewandt wird [33]:

$$STFT_x(\tau, f) = \int_{-\infty}^{+\infty} x(t)w^*(t - \tau)e^{-j2\pi ft} dt. \quad (5.1)$$

Durch die Fensterung tritt ein Leckeffekt auf. Dieser kann durch geeignete Wahl der Fensterfunktion reduziert werden [33].

Aus dem Betragsquadrat der Kurzzeit-Fourier-Transformierten ($|STFT_x|^2$) erhält man das so genannte *Spektrogramm*. In Abb. 5.2(a) ist ein modelliertes Reflektogramm mit überlagertem Rauschen (Ursprungssignal, SNR= 10 dB) und drei überlagerten periodischen Störungen dargestellt (gestörtes Signal).

Nach Anwendung der STFT sind im Spektrogramm, Abb. 5.2(b), sowohl die periodischen Störer (horizontale Linien) bei 500 kHz, 5 MHz und 10 MHz sichtbar, als auch die einzelnen Impulse des Reflektogramms (vertikale Linien). Mit Hilfe der STFT lassen sich durch systematische Auswertung der einzelnen Blöcke bei-

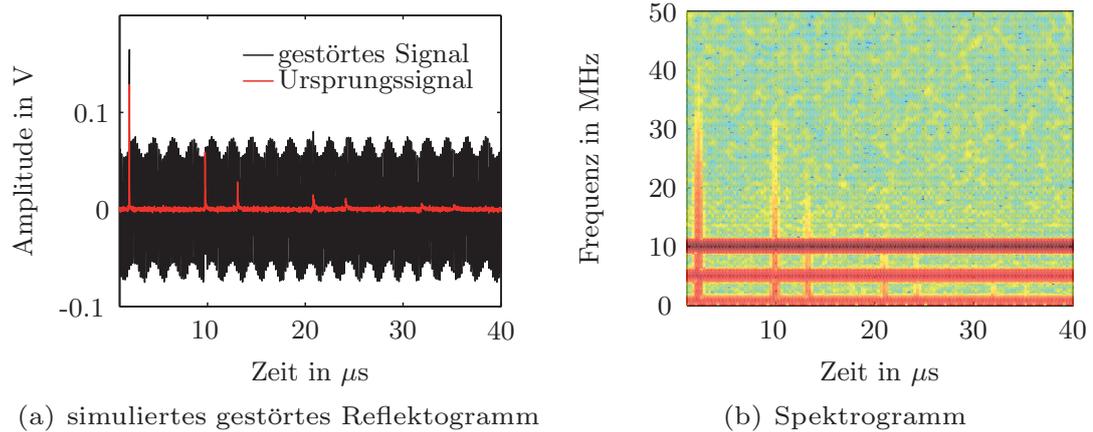


Abb. 5.2: Kurzzeit-Fourier-Transformation eines Signals

spielsweise adaptive Filter zur automatischen Unterdrückung periodischer Störer implementieren [37, 39].

Das Zeitdauer-Bandbreite-Produkt der STFT ergibt sich, gemäß der Unschärfere-lation, zu $\Delta t \cdot \Delta f \geq \frac{1}{4\pi}$. Das bedeutet also, dass bei einer feinen Auflösung im Zeitbereich eine grobe Auflösung im Frequenzbereich folgt und umgekehrt [33]. Um dieses Auflösungsproblem zu lösen, wurde die Wavelet-Analyse eingeführt, die eine gute Lokalisierung sowohl im Zeit- als auch Frequenzbereich ermöglicht.

5.1.2 Wavelet-Analyse

Anwendungen der Wavelet-Transformation und des Wavelet-De-noising gibt es in vielen Bereichen. Beispiele und Grundlagen für den Einsatz in der Signal- und Bildbearbeitung sind in [6, 9] zu finden. Speziell auf die „Entrauschung“ von Teilentladungsmesssignalen gehen [79, 115, 52, 55] ein. Auch in der Kabel-TE-Messtechnik wird das Verfahren eingesetzt, [19, 73].

Dieser Abschnitt soll einen groben Überblick über die Funktionsweise des Wavelet-De-noising liefern und die Anwendung im Rahmen der Signalverarbeitung von Offline-Kabel-TE-Messsignalen beschreiben. Hierzu wurden Untersuchungen in [120, 118] vorgestellt.

5.1.2.1 Wavelet-Transformation

Die Wavelet-Transformation (WT) ist in der Literatur ausgiebig beschrieben; es sei hier zunächst auf z. B. [9, 33, 53] verwiesen, da hier nur die wesentlichen Aspekte beschrieben werden.

Im Gegensatz zur Kurzzeit-Fourier-Transformation wird bei der Wavelet-Transformation keine statische Fensterfunktion in mittlerer Zeit verschoben, son-

dern durch Zeitverschiebung und Skalierung eine dynamische Anpassung der Fensterfunktion auf das Signal vorgenommen. Hierdurch erreicht man bei sehr hohen Frequenzen eine verbesserte Zeitauflösung und bei niedrigen Frequenzen eine bessere Frequenzauflösung. Um mit der Skalierung die mittlere Frequenz und Bandbreite ändern zu können, muss die Fensterfunktion in ein *Mother-Wavelet* Ψ überführt werden. Bei der Wahl des Mother-Wavelets ist eine gewisse Ähnlichkeit mit dem zu analysierenden Signal von Vorteil.

Die Wavelet-Transformation ist definiert als die Projektion des Signals $x(t)$ auf ein gewähltes Wavelet Ψ , das über

$$\Psi_{a,b}(t) = \frac{1}{\sqrt{|a|}} \cdot \Psi\left(\frac{t-b}{a}\right) \quad (5.2)$$

definiert ist, wobei der Parameter a für die Skalierung und b für die Zeitverschiebung des Wavelets steht. Hieraus folgt die Definition der kontinuierlichen WT (*engl.: continuous wavelet transformation, CWT*) über das Innenprodukt von x mit einem (reellen) Wavelet $\Psi_{a,b}(t)$ [33]

$$\begin{aligned} W_x(a, b) &= \langle x(t), \Psi_{a,b}(t) \rangle_t \\ &= \frac{1}{\sqrt{|a|}} \cdot \int_{-\infty}^{+\infty} x(t) \cdot \Psi^*\left(\frac{t-b}{a}\right) dt. \end{aligned} \quad (5.3)$$

5.1.2.2 Diskrete Wavelet-Transformation (DWT)

Zur Verarbeitung von digital abgetasteten Messdaten muss im Allgemeinen ein Übergang in eine diskrete Darstellung erfolgen. Man spricht hier von der *Diskreten Wavelet-Transformation* (DWT).

Führt man eine dyadische Skalierung ein, so ist eine direkte Adaption aus der CWT, Gl. (5.3), grundsätzlich möglich, und es ergibt sich

$$\begin{aligned} W_x^\Psi(m, k) &= \langle x(n), \Psi_{m,k}(n) \rangle_n \\ &= \sum_{n=0}^{N-1} x(n) \cdot 2^{-\frac{k}{2}} \Psi^*\left(n \cdot 2^{-k} - m\right) \end{aligned} \quad (5.4)$$

in den diskreten Punkten (m, k) , mit $a_k = 2^k$ und $b_{m,k} = m \cdot 2^k$. Durch die dyadische Skalierung von a_k wird die Zeitverschiebung $b_{m,k}$ ebenso in Schritten der Zweierpotenz vergrößert [33].

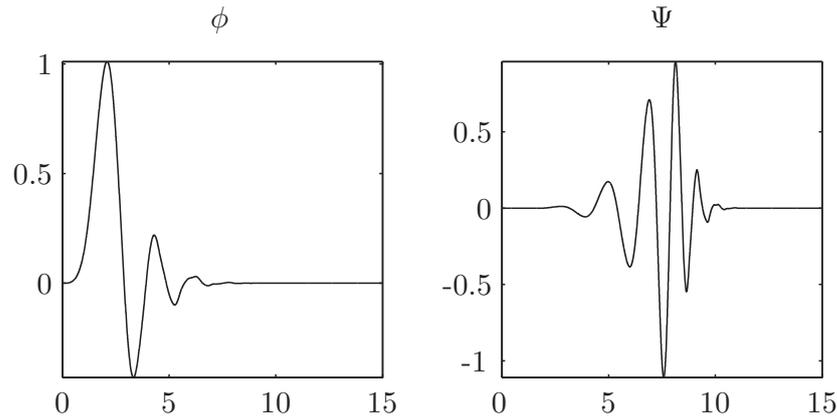


Abb. 5.3: Skalierungs- und Wavelet-Funktion des db8-Wavelets

Durch Einführung einer Multiskalenanalyse (engl.: *Multi Resolution Analysis*, MRA) [54] kann, bei Verwendung von bestimmten Wavelets (z. B. aus der Familie der *Daubechies-Wavelets*), der notwendige Rechenaufwand durch den Einsatz von Filtern deutlich reduziert werden. Dieses Verfahren wird in der Literatur auch als *Schnelle Wavelet-Transformation* (SWT) bezeichnet.

Die Filter werden aus der Skalierungsfunktion ϕ und der Wavelet-Funktion Ψ einer Wavelet-Familie (z. B. Haar, Daubechies, Coiflets, Symlets [54]) erzeugt. Abb. 5.3 zeigt die zueinander orthonormalen Funktionen ϕ und Ψ des im Rahmen dieser Arbeit häufig verwendeten Daubechies-8-Wavelets (db8).

Ein Signal $x(t)$ wird zunächst durch eine Reihenentwicklung in die orthonormalen Skalierungsfunktionen $\varphi_{m,0}(t)$ approximiert, und man erhält

$$x(t) \approx x_0(t) = \sum_{m=-\infty}^{\infty} c_0[m] \cdot \varphi_{m,0}(t), \quad (5.5)$$

woraus bei zeitdiskreten Signalen

$$c_0[m] = \langle x(t), \varphi_{m,0}(t) \rangle_t = \sum_{n=0}^{N-1} x(n) \cdot \Psi^*(n - m) \quad (5.6)$$

folgt [33].

Die Koeffizienten $c_0[m]$ werden nun durch mehrere Folgen von Tiefpass-, Bandpassfilterung und Downsampling um Faktor zwei, je nach Zerlegungstiefe (Level), in ein Set von Approximationskoeffizienten c_k und Detailkoeffizienten d_k aufgespalten. Das Filterverfahren ist in Abb. 5.4 schematisch für drei Levels dargestellt.

Zur Rückgewinnung des Ausgangssignals (Signalsynthese) wird die Inverse Diskrete Wavelet-Transformation (IDWT) angewendet. Die in 5.1.2.2 berechneten Koeffizienten c_k und d_k werden im Rahmen der Multiskalenanalyse mit Hilfe von Synthe-

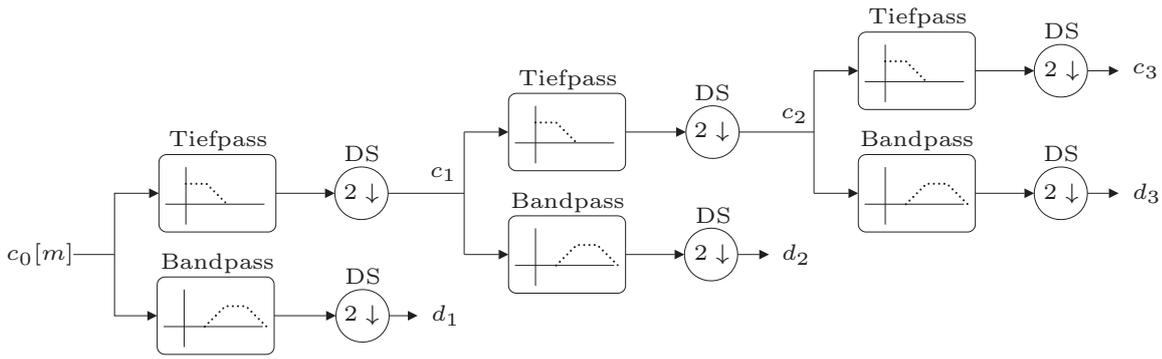


Abb. 5.4: DWT: Filterung und Downsampling

sefiltern, die gespiegelte Versionen der DWT-Analysefilter darstellen, Schritt für Schritt in die Ursprungsapproximation c_0 rekonstruiert. Bevor die Koeffizienten c_k und d_k gefiltert werden, findet ein Upsampling um Faktor zwei statt, bei dem zwischen je zwei Abtastwerten eine Null eingefügt wird [33].

Diese Synthese wird rekursiv bis zum Erreichen von $c_0[m]$ fortgesetzt und $x(t)$ mittels Gl. (5.5) berechnet. Abb. 5.5 zeigt das Verfahren beispielhaft mit der Zerlegungstiefe drei.

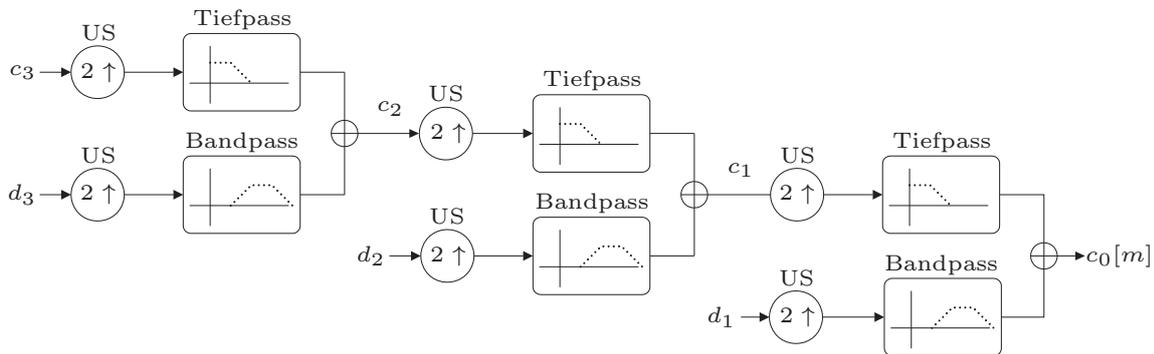


Abb. 5.5: IDWT: Upsampling und Anwendung der Synthesefilter

Gemäß Abb. 5.1 muss man das Signal zunächst zerlegen, anschließend bestimmte Koeffizienten günstig modifizieren und schlussendlich rekonstruieren, um eine Unterdrückung von Rauschanteilen zu erzielen. In Abb. 5.6 ist eine solche Zerlegung eines verrauschten Reflektogrammsignals mittels des db8-Wavelets in fünf Levels dargestellt. Während sich in den Detailkoeffizienten hauptsächlich Rauschanteile wiederfinden, ist in den Approximationskoeffizienten das gesuchte Reflektogramm bereits gut zu erkennen.

Nachdem nun die Analyse und Synthese bei der Wavelet-Transformation in den vorangegangenen Abschnitten behandelt wurde, wird die für das De-noising notwendige Modifikation der Koeffizienten in Abschnitt 5.1.2.4 vorgestellt.

5.1.2.3 Second Generation Wavelet Transformation (SGWT)

Im Vergleich zur *DWT* setzt die so genannte *Second Generation Wavelet Transformation* (SGWT) (auch: *Lifting Wavelet Transformation* (LWT)) nicht an einer im Frequenzbereich (Faltung) orientierten Behandlung der Signale an, sondern interpretiert diese im Zeitbereich. Vorteile der SGWT gegenüber der DWT sind unter anderem der kleinere Rechenaufwand (etwa um Faktor zwei kleiner), die höhere Anpassungsfähigkeit gegenüber sich ändernden Abtastintervallen sowie die sehr gute Rekonstruktion [96, 97].

Anwendungen der SGWT im Bereich der Entrauschung von TE-Messdaten finden sich in [113, 90]. Zur Bearbeitung von Online-Kabel-TE-Messdaten wird das Verfahren in [116, 137, 66] eingesetzt.

Die Zerlegung des Signals basiert auf einem Prozess, genannt *Lifting Scheme* (LS), welcher aus den drei grundlegenden Arbeitsschritten *Split*, *Predict* und *Update* besteht. Die grundlegende Funktionsweise der Zerlegung wird im folgenden Abschnitt beispielhaft beschrieben und ist in Abb. 5.7 veranschaulicht [98].

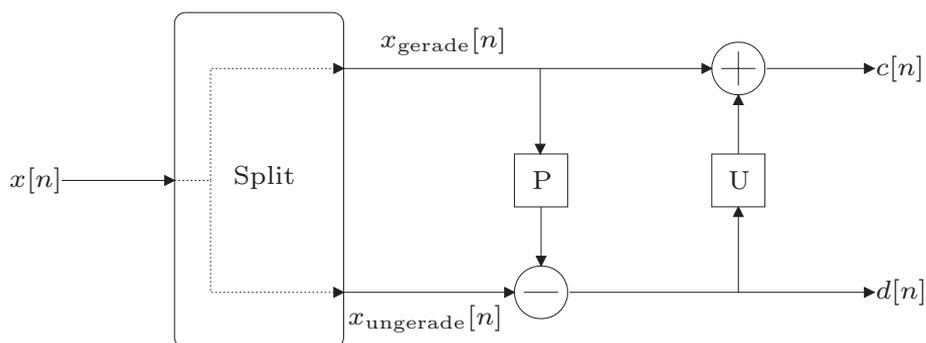


Abb. 5.7: *Lifting Scheme*: Zerlegung des Signals

- **Split**

Zunächst wird das Signal $x[n]$ in zwei Teilsignale aufgespalten: in diesem Beispiel (*Lazy Wavelet Transform*) in die geraden Abtastwerte $x_{\text{gerade}}[n]$ und die ungeraden $x_{\text{ungerade}}[n]$. Durch die starke zeitliche Korrelation benachbarter Abtastwerte kann aus den geraden Koeffizienten der jeweils benachbarte ungerade Koeffizient genau vorausgesagt werden.

- **Predict**

Die Detailkoeffizienten $d[n]$ berechnen sich mit Hilfe von

$$d[n] = x_{\text{ungerade}}[n] - P(x_{\text{gerade}}[n]). \quad (5.7)$$

Der *Predict*-Block P trifft basierend auf den geraden Abtastwerten eine Vorhersage für die ungeraden Abtastwerte, zum Beispiel durch lineare Interpolat-

tion der benachbarten geraden Koeffizienten. Die Detailkoeffizienten sind also ein Maß für den Fehler der Vorhersage und besitzen außerdem einen hohen Frequenzgehalt [96].

- **Update**

Die Approximationskoeffizienten $c[n]$ erhält man aus dem Zusammenhang

$$c[n] = x_{\text{gerade}}[n] + U(d[n]) \quad (5.8)$$

mit dem Update-Operator U . Dieser wird so gewählt, dass der Gleichanteil (Mittelwert) des Signals in $c[n]$ erhalten bleibt. Als Beispiel sei hier die lineare Interpolation aus den benachbarten Detailkoeffizienten genannt [96].

Bei der Rekonstruktion wird genau umgekehrt vorgegangen, indem die jeweils inversen *Update*- und *Predict*-Operationen angewandt und die geraden und ungeraden Abtastwerte wieder zum Ausgangssignal zusammengesetzt werden (*Join*), wie in Abb. 5.8 zu sehen.

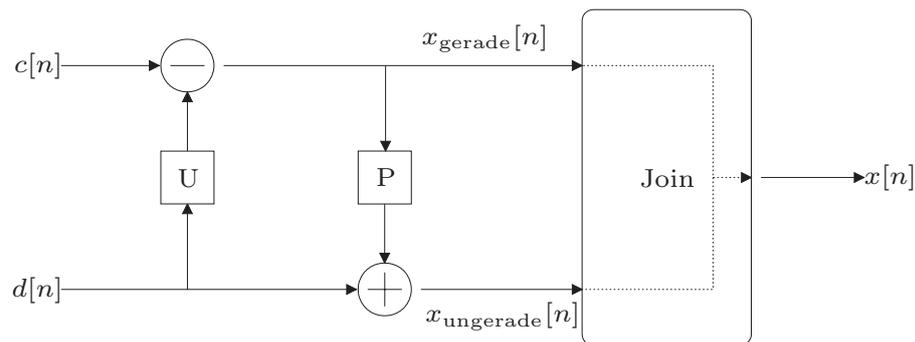


Abb. 5.8: *Lifting Scheme*: Rekonstruktion des Signals

Neben dem oben genannten Beispiel, der *Lazy Wavelet Transformation*, lassen sich die zur Zerlegung und Rekonstruktion notwendigen Filter mittels LS aus anderen *Motherwavelets* berechnen. Hierzu sei auf entsprechende Literatur verwiesen [97].

Ähnlich wie bei der DWT kann die Zerlegung und Rekonstruktion kaskadiert werden. Dabei werden die Approximationskoeffizienten $c[n]$ einer Ebene gemäß Abb. 5.7 immer weiter bis zur gewünschten Zerlegungstiefe k aufgespalten. Zur Rekonstruktion sind, wie bei der DWT, die am tiefsten zerlegten Approximationskoeffizienten c_k sowie die Detailkoeffizienten $d_1, d_2 \dots d_k$ jedes Levels notwendig. Eine geeignete Modifikation der Detailkoeffizienten sowie anschließende Rekonstruktion führt auch hier zu einer Unterdrückung von Rauschen.

Die SGWT-Zerlegung eines Reflektogramms als auch das SGWT-De-noising-Ergebnis ähnelt dem Diagramm in Abb. 5.6 sehr stark, da mit den gleichen Parametern (Mother-Wavelet, Level) und ähnlicher Modifikation der Detailkoeffizienten



gearbeitet wurde. Hervorzuheben ist die kürzere Berechnungsdauer des SGWT-Algorithmus.

5.1.2.4 De-noising mittels Hard- und Soft-Thresholding

Der englische Begriff *De-noising* wird in dieser Arbeit genauso verwendet wie *Ent-rauschung*. Beide Bezeichnungen beschreiben den Prozess, ein von Rauschen überlagertes Signal möglichst in seiner originalen Form wiederherzustellen. Als Maß für die Stärke von Rauschen wird in der Regel das Signal-zu-Rausch-Verhältnis (*engl.: Signal-to-Noise-Ratio*, SNR) benutzt. Um das SNR gemäß Gl. (6.2) zu bestimmen, muss sowohl das Rauschsignal, als auch das Originalsignal bekannt sein.

In Abb. 5.1 ist das grundlegende De-noising Verfahren dargestellt. Die Abschnitte 5.1.2.2 und 5.1.2.3 beschreiben den Zerlegungs- und Rekonstruktionsprozess mittels DWT und SGWT. Ohne *Modifikation* der zerlegten Koeffizienten würde man durch die jeweilig inverse Transformation wieder das Ausgangssignal erhalten. Die Modifikation der Zerlegungskoeffizienten stellt das eigentliche Entrauschungsverfahren dar.

Um ein De-noising des Ausgangssignals zu erzielen, werden so genannte Schwellwert-Verfahren (*engl.: thresholding*) eingesetzt. Dabei werden die Detailkoeffizienten der jeweiligen Zerlegung analysiert. Betrachtet man beispielsweise Abb. 5.6, so finden sich insbesondere in den ersten Detailkoeffizienten d_1 hauptsächlich Rauschanteile. Das liegt daran, dass weißes Rauschen durch die Wavelet-Basen nicht komprimiert wird [9]. Das mit weißem Rauschen künstlich gestörte Signal aus Abb. 5.6 besitzt ein SNR von etwa -5 dB.

Grundlegendes Prinzip beim Thresholding ist das Zu-Null-Setzen (*Hard-Thresholding*) oder Reduzieren (*Soft-Thresholding*) einzelner Koeffizienten, die einen gewissen Betrag unterschreiten. Der Erfolg des De-noising ist daher von der Signalform und einem genügend großen SNR des Ausgangssignals, von einer möglichst optimalen Wahl einer geeigneten Wavelet-Basis und schließlich von einem optimal gewählten Schwellwert abhängig [9].

Dieser Schwellwert τ kann, unter Annahme von weißem Gauß'schen Rauschen, mittels Gl. (5.26) bestimmt werden. Die dafür notwendige Standardabweichung σ des Rauschens wird konventionell mittels Gl. (5.27) aus den Detailkoeffizienten d_1 der feinsten Stufe bestimmt [17]. Der so erhaltene Schwellwert wird nun in allen Stufen angewendet, wodurch es allerdings auch zur Unterdrückung von Nutzsignalanteilen kommen kann. In diesem Fall bietet sich eine individuelle Schwellwertbestimmung in den Detailkoeffizienten jeder Zerlegungsstufe an, um ein noch besseres De-noising Ergebnis zu erhalten. In Abb. 5.6 sind die jeweiligen Schwellwerte der Detailkoeffizienten jeder Zerlegungsstufe rot gestrichelt eingezeichnet.

Ist der Schwellwert τ_k der Detailkoeffizienten d_k eines oder aller Levels gefunden, so kann das *Hard-* oder *Soft-Thresholding* angewandt werden. Die Änderungen der Koeffizienten erfolgt bei *Hard-Thresholding* durch

$$\tilde{d}_k := \begin{cases} d_k, & |d_k| > \tau_k \\ 0, & |d_k| \leq \tau_k, \end{cases} \quad (5.9)$$

und bei *Soft-Thresholding* durch

$$\tilde{d}_k := \begin{cases} \text{sign}(d_k) \cdot (|d_k| - \tau_k), & |d_k| > \tau_k \\ 0, & |d_k| \leq \tau_k. \end{cases} \quad (5.10)$$

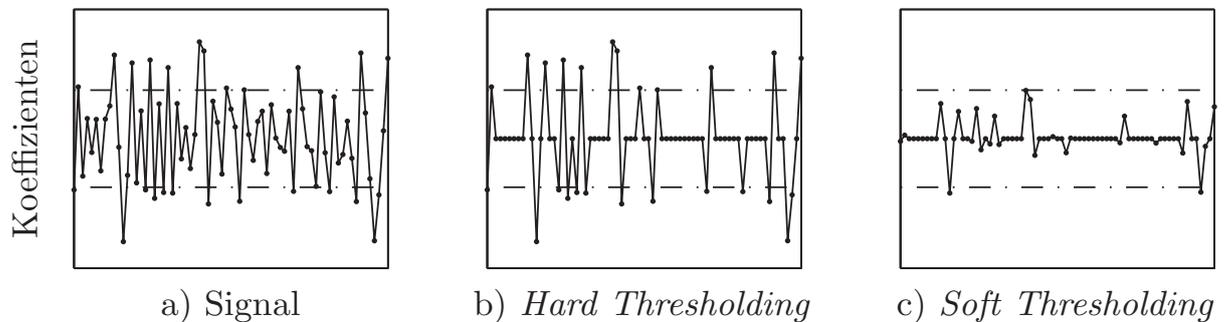


Abb. 5.9: Darstellung der Schwellwertverfahren

Die beiden Schwellwertverfahren sind in Abb. 5.9 anhand eines Beispielsignals dargestellt. Da das *Soft-Thresholding* alle Signalamplituden reduziert, ist zum Einen zwar mit einer „weicheren“ Signalkurve und weniger Datenfragmenten zu rechnen, zum Anderen gehen aber auch Signalamplituden verloren, die, im Falle der Kabel-TE-Auswertung, für die Ladungsbestimmung benötigt würden. Aus diesem Grunde wurde im Rahmen dieser Arbeit das *Hard-Thresholding* angewandt.

Nachdem die Detailkoeffizienten nun modifiziert wurden, kann das Signal wieder rekonstruiert werden. Ein beispielhaftes Ergebnis eines solchen De-noising Prozesses ist in Abb. 5.6 im oberen Diagramm in Rot dargestellt. Das Originalsignal ohne Rauschen ist z. B. in Abb.5.15 zu sehen.

5.1.3 Empirical Mode Decomposition (EMD)

Die Empirische Moden Dekomposition stellt einen von [26] beschriebenen, neuartigen Ansatz dar, nichtlineare und nicht-stationäre Mehrkomponentensignale adaptiv in deren zugrunde liegende, *intrinsische Moden* (engl.: *Intrinsic Mode Functions*, IMF) aufzuspalten. Jede einzelne IMF ist ein amplituden- und frequenzmoduliertes, mittelwertfreies Signal.

Im Gegensatz zum bisher in solchen Problemstellungen verwendeten Wavelet-Algorithmus (DWT, 5.1.2.2 oder SGWT, 5.1.2.3), wird hier keine vorgegebene Basis benutzt, um das zu analysierende Signal anschließend in diese Basis zu projizieren. Die EMD fasst jedes Signal als eine Erweiterung mehrerer signalabhängiger Basisvektoren auf. Diese Basisvektoren werden direkt aus dem Signal durch einen Prozess erzeugt, der, angelehnt an die Bezeichnung *Lifting* bei der SGWT, *Sifting* genannt wird.

Es sei erwähnt, dass bisher kein vollständiger mathematischer Beweis der Theorie gefunden wurde [26, 25].

Das EMD-Verfahren wurde im Rahmen dieser Arbeit erstmals für das De-noising von Kabel-TE Messdaten erfolgreich eingesetzt [123].

5.1.3.1 Der EMD-Algorithmus

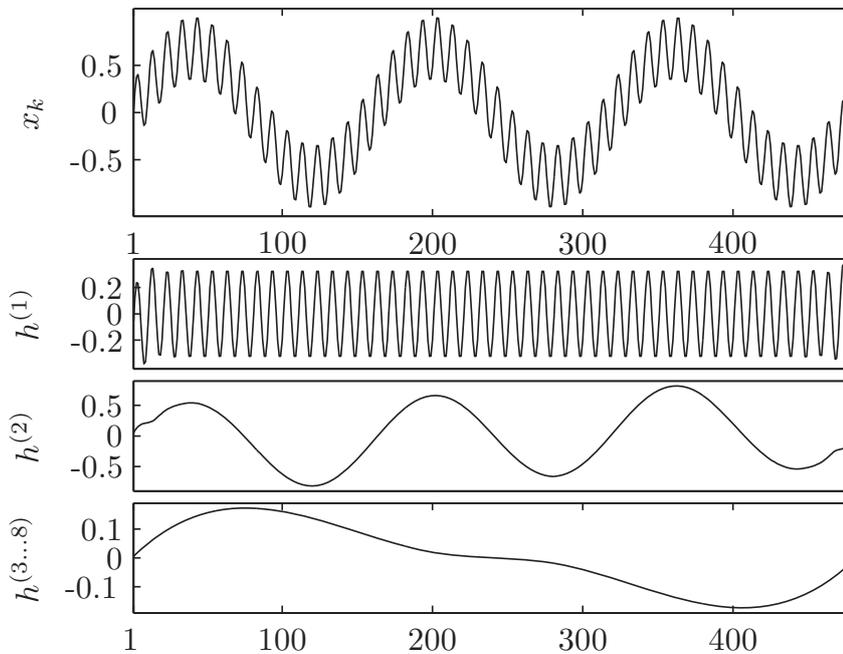


Abb. 5.10: EMD eines einfachen Signals

Ziel des Algorithmus ist eine Aufspaltung des Messsignals $x(t)$ in L so genannte IMFs $h^{(i)}(t)$ mit $1 \leq i \leq L$. Jede einzelne IMF stellt eine einfache Grundschwingung dar, die eine maximal um eins verschiedene Anzahl von Extremwerten und Nulldurchgängen besitzt. Im Gegensatz zu einer harmonischen Schwingung kann bei einer IMF sowohl Amplitude als auch Frequenz über der Zeit variieren. Der Mittelwert einer IMF, der zwischen der oberen und unteren Hüllkurve definiert ist, beträgt Null [26, 25]. Die Aufsummierung aller IMFs rekonstruiert wieder das Ausgangssignal

$$x(t) = \sum_{i=1}^L h^{(i)}(t) + d(t). \quad (5.11)$$

Der Rest $d(t)$ stellt dabei einen mittelwertbehafteten Trend oder eine Konstante dar. Im Folgenden wird dieser Rest zur Vereinfachung der Notation der mathematischen Operationen jedoch als letzte IMF $h^{(L)}(t)$ bezeichnet.

In Abb. 5.10 ist ein einfaches Beispiel zweier überlagerter periodischer Schwingungen mit unterschiedlicher Frequenz und Amplitude dargestellt. Unter Vernachlässigung eines Randeffekts, der auf die Hüllkurven zurückzuführen ist, zerlegt der EMD-Algorithmus das Signal erfolgreich in seine Bestandteile.

5.1.3.2 Der Sifting-Prozess

Zur Generierung der IMFs wird nach [26] ein iterativer Sifting-Prozess verwendet. Allgemein dient der Sifting-Prozess zur Abtrennung von Wanderwellen und zu einer Symmetrierung des Wellenprofils einer IMF. Zur Konstruktion einer gültigen IMF $h^{(i)}$ mittels Sifting-Verfahren sind nach [26] etwa vier bis acht Iterationen notwendig, um sowohl die Mittelwertfreiheit als auch die geforderte um maximal eine verschiedene Anzahl von Extrem- und Nullstellen zu erreichen. Dazu werden im Ausgangssignal $h_0^{(i)}(t)$ alle lokalen Maximalwerte mittels kubischer Spline Interpolation zu einer oberen, und alle Minimalwerte zu einer unteren Hüllkurve verbunden. Dann wird der Mittelwert $m_0(t)$ zwischen oberer und unterer Hüllkurve bestimmt. Dieser wird nun vom Ausgangssignal des Sifting-Schritts abgezogen und man erhält eine erste Schätzung für die IMF: $h_1^{(i)}(t) = h_0^{(i)}(t) - m_0(t)$.

Das Ausgangssignal $h_0^{(i)}(t)$ zur Durchführung des Sifting-Prozesses erhält man bei der Bestimmung der ersten IMF $h^{(1)}$ aus dem Messsignal $x(t)$, und bei den folgenden IMFs durch Einsetzen bereits vorhandener IMFs aus

$$h_0^{(i)}(t) = \begin{cases} x(t), & i = 1 \\ x(t) - \sum_{j=1}^{i-1} h^{(j)}(t), & i \geq 2. \end{cases} \quad (5.12)$$

Allgemein berechnet sich die $n + 1$ te Sifting-Iteration der i ten IMF wie folgt:

- Suche der lokalen Maxima und Minima der Funktion $h_n^{(i)}(t)$, wobei jeweils $h_0^{(i)}(t)$ nach Gl. (5.12) vorliegt.
- Durchführung einer Interpolation mit kubischen Splines zur Bildung der oberen und unteren Hüllkurve.

- Berechnung des Mittelwertes $m_n(t)$ zwischen beiden Hüllkurven.
- Berechnung der neuen IMF-Schätzung durch Subtraktion der Mittelwertfunktion

$$h_{n+1}^{(i)}(t) = h_n^{(i)}(t) - m_n(t). \quad (5.13)$$

- Wiederholte Anwendung der Schritte auf die jeweils aktuelle IMF-Schätzung $h_{n+1}^{(i)}(t)$ bis zum Abbruchkriterium (Mittelwert $m_n(t) \leq$ Schwelle), also dem Vorliegen einer gültigen IMF.

Das Signal wird so lange in weitere IMFs zerlegt, bis die letzte IMF entweder einem Trend oder einer Konstante entspricht. Mit steigendem Index i kann eine Abnahme der enthaltenen Frequenzen beobachtet werden, da sich die Anzahl der Maxima/Minima in jeder weiteren IMF reduziert.

In Abb. 5.11 ist der Sifting-Prozess anhand der Konstruktion der ersten IMF eines Beispielsignals $x(t)$ dargestellt.

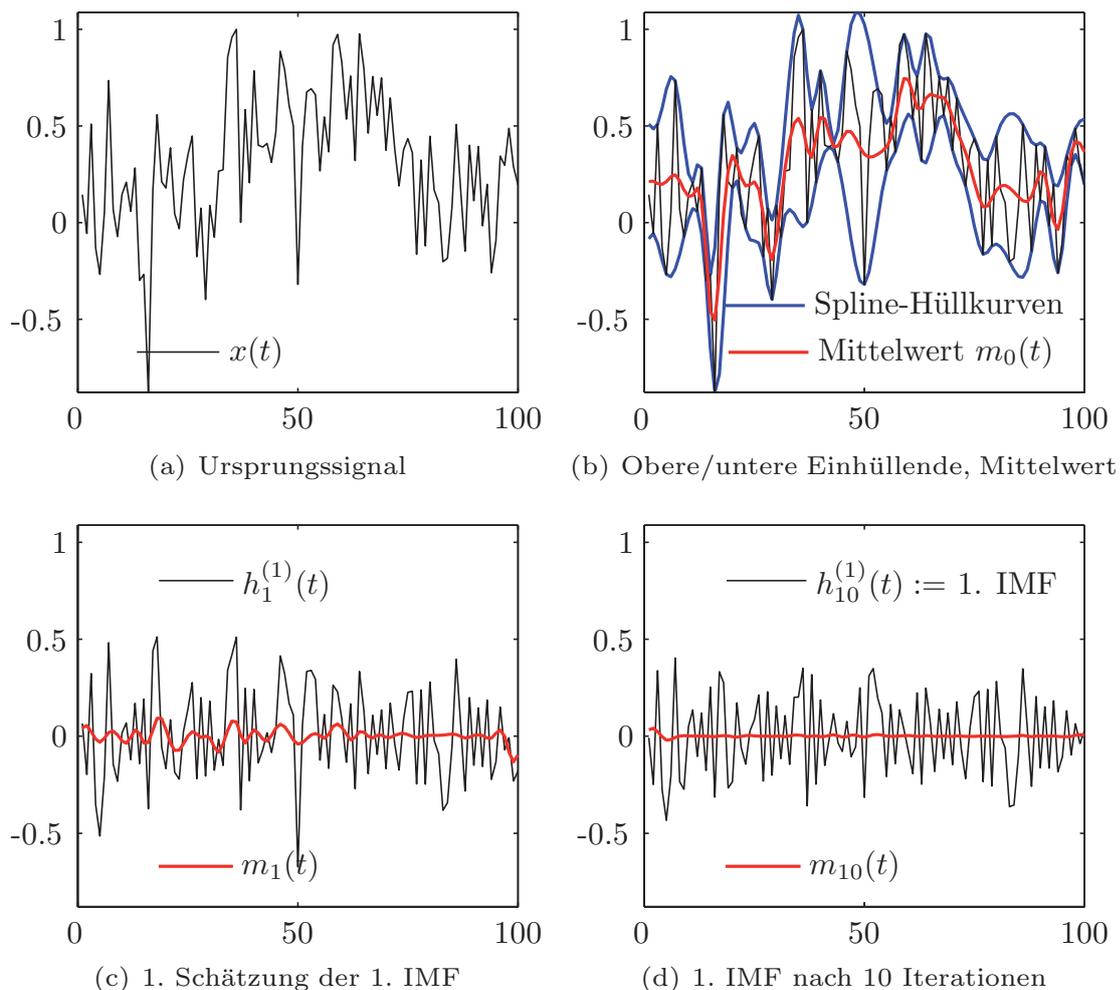


Abb. 5.11: Konstruktion einer IMF mittels Sifting-Prozess

Abbildung 5.11(a) zeigt das Ausgangssignal $h_0^{(1)}(t) := x(t)$. Nachdem die Extrema der Funktion $h_0^{(1)}(t)$ bestimmt wurden, wird eine obere Hüllkurve $S_o(t)$ mittels einer kubischen Spline-Interpolation durch die Maxima gelegt. Ebenso sind die Minima Stützpunkte für die untere Hüllkurve $S_u(t)$. Die Hüllkurven für das Beispiel sind in Abb. 5.11(b) blau dargestellt. Der Mittelwert zwischen den beiden Hüllkurven, in Rot dargestellt, ergibt sich aus $m_0(t) = 1/2 \cdot (S_o(t) + S_u(t))$. Die erste Approximation der ersten IMF ergibt sich aus $h_1^{(1)}(t) = h_0^{(1)}(t) - m_0(t)$ und man erhält Abb. 5.11(c). Wie man sieht ist das Signal $h_1^{(1)}(t)$ noch nicht mittelwertfrei. Nun folgen weitere Iterationsschritte des Sifting-Prozesses, bis in diesem Beispiel schließlich nach zehn Iterationen die erste IMF konstruiert ist, siehe Abb. 5.11(d).

Das Ausgangssignal für die Konstruktion der zweiten IMF ergibt sich aus $h_0^{(2)} = x(t) - h_{10}^{(1)}$, und der nächste Sifting-Prozess beginnt. Diese Zerlegung wird so lange fortgesetzt, bis das Ursprungssignal $x(t)$ vollständig in seine IMFs zerlegt ist und nur noch ein Trendverlauf übrig bleibt.

Ist das Signal in seine zugrunde liegende Moden zerlegt, gibt es verschiedene Ansätze, um die Signalqualität des untersuchten Signals zu verbessern. In den folgenden Kapiteln soll auf verschiedene in der Literatur beschriebene EMD-Denoising-Verfahren eingegangen werden, die vor allem auf die Entfernung von weißem Gauß'schen Rauschen spezialisiert sind.

Vorteile kann auch eine teilweise Rekonstruktion bringen, bei der bestimmte IMFs mit unerwünschten Signalkomponenten, wie z. B. ein niederfrequenter überlagerter Trendverlauf oder Rauschen, einfach weg gelassen werden.

5.1.3.3 EMD-De-noising durch partielle Rekonstruktion

Eine wichtige Voraussetzung für eine erste erfolgreiche Anwendung der EMD als Denoising-Werkzeug ist die Kenntnis der Verteilung von Signal- und Rauschanteilen in den einzelnen IMFs.

In [20] und [112] sind Verfahren beschrieben, die sich mit der Identifikation derjenigen IMFs beschäftigen, die hauptsächlich Rauschen enthalten. Hierfür ist eine Schätzung der Rauschenergie notwendig. Es wurde gezeigt, dass bei einer Zerlegung von reinem weißem Gauß'schen Rauschen (WGR) die Energie der einzelnen IMFs bei logarithmischer Skalierung linear abnimmt. Der Energiegehalt der ersten IMF ist dabei am größten.

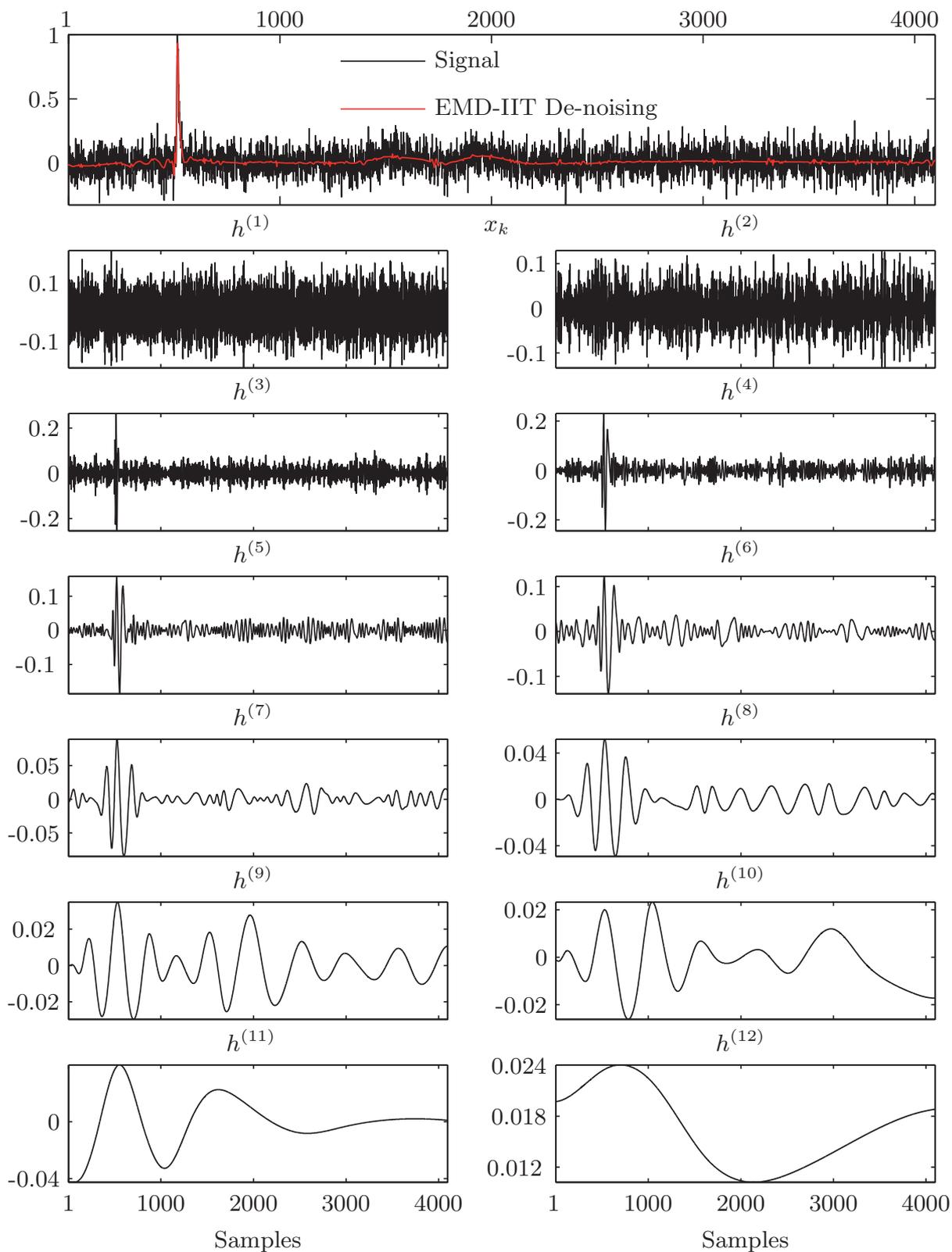


Abb. 5.12: EMD-Zerlegung und Entrauschung eines Signals
(Verfahren: EMD-IIT, siehe Abschnitt 5.1.3.6)

Die Energie der i ten IMF des WGR \hat{E}_i lässt sich abschätzen durch [20]

$$\hat{E}_i = \frac{E_1}{\beta} \cdot \rho^{-i}, i = 2, 3, 4... \quad (5.14)$$

wobei E_1 der Energie der ersten IMF entspricht und die empirischen Parameter $\beta = 0.719$ und $\rho = 2.01$ aus [20] entnommen sind. Die normierte und halblogarithmische Abb. 5.13 zeigt die geschätzte Rauschenergie und die tatsächliche Energie aller IMFs aus der Zerlegung in Abb. 5.12. Die dort dargestellten Energiekurven legen nahe, dass die ersten beiden IMFs des zerlegten Signals nahezu nur Rauschen enthalten.

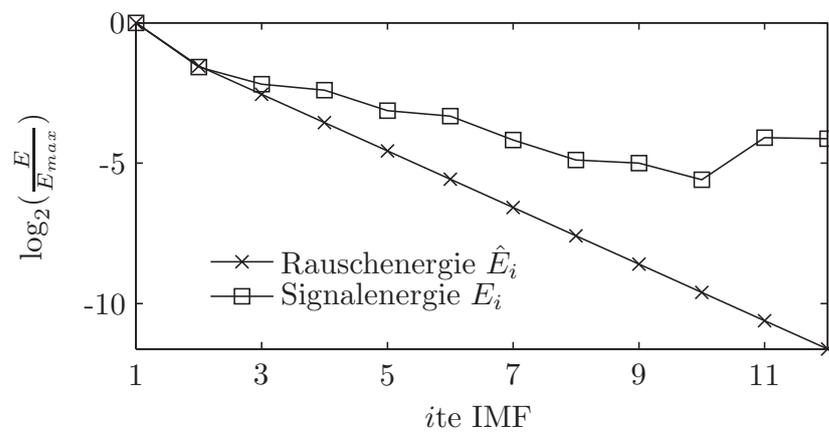


Abb. 5.13: Geschätzte Rausch- und Signalenergie in den IMFs (normiert)

Solche IMFs, die nur Rauschen beinhalten, könnte man einfach von der Rekonstruktion ausschließen.

Eine partielle Rekonstruktion wird mittels

$$x(t) = \sum_{i=P_1}^{P_2} h^{(i)}(t) \quad (5.15)$$

durchgeführt, wobei $1 \leq P_1 < P_2 \leq L$ gilt. Für das Beispiel in Abb. 5.13 würde man auf die ersten beiden IMFs verzichten und $P_1 = 3$ wählen.

Des Weiteren bietet die partielle Rekonstruktion die Möglichkeit, IMFs höherer Ordnung auszuschließen (Parameter P_2), um einen unerwünschten Trendverlauf aus dem Signal zu entfernen (*engl: de-trending*) [25]. Abbildung 5.14 (oben) zeigt ein Signal mit einem überlagerten Störsignal. Bei dem Signal handelt es sich um ein Kabel-TE-Reflektogramm mit Impulsen etwa an den Stellen 2000, 3800 und 3900. Indem IMFs mit Ordnung 8 und höher vor der Rekonstruktion entfernt wurden, konnte das Störsignal, wie in Abb. 5.14 (unten) zu sehen, nahezu vollständig entfernt werden.

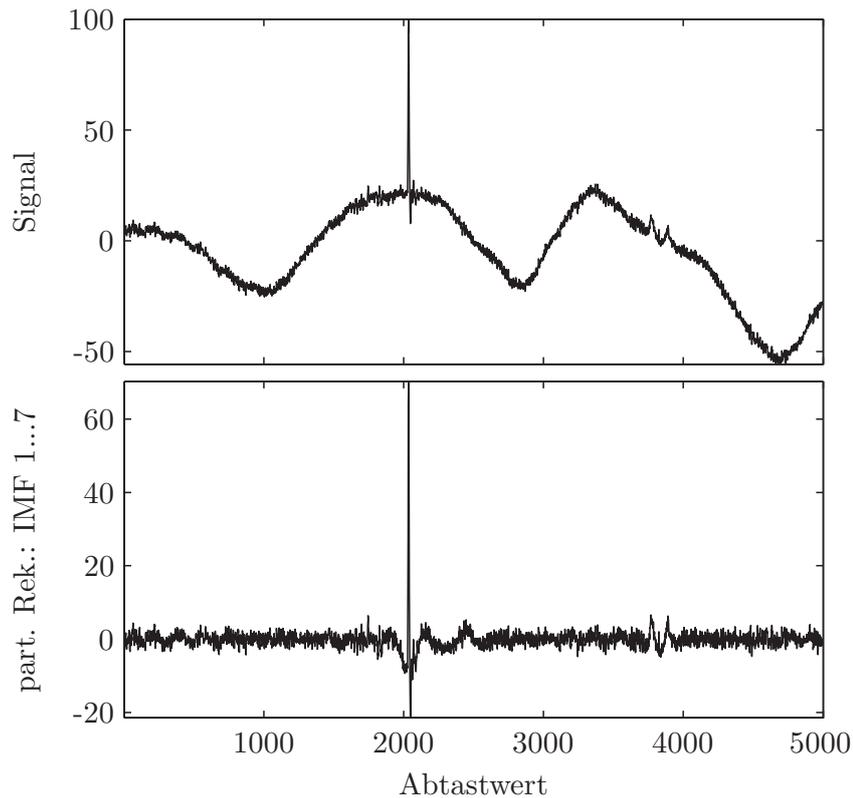


Abb. 5.14: Beispiel für eine partielle EMD-Rekonstruktion

Zur Entfernung von Rauschen bei Signalen mit hohem Frequenzgehalt ist die partielle Rekonstruktion nur bedingt geeignet, da sich Rauschsignalanteile in der Regel zusammen mit Nutzsignalanteilen vor allem in IMFs niedriger Ordnung wiederfinden. Ein Ausschluss solcher IMFs aus der Rekonstruktion würde also auch zu deutlichen Nutzsignalverlusten führen. Im Folgenden werden Methoden beschrieben, die sich mit der Entfernung von Rauschen innerhalb einzelner IMFs befassen.

5.1.3.4 Schwellwertbasiertes EMD-De-noising (EMD-DT)

In [38] werden zunächst die bekannten Schwellwert-Methoden aus dem Bereich des Wavelet-De-noising (s. Abschnitt 5.1.2.4) im Rahmen der EMD angewandt. Die direkte Übernahme dieser konventionellen Methoden wird als *EMD Direct-Thresholding* (EMD-DT) bezeichnet.

Durch Anwendung des *Hard-Thresholding* Gl. (5.9) oder *Soft-Thresholding* Gl. (5.10) erhält man entsprechend modifizierte IMFs $\tilde{h}^{(i)}(t)$. Für jede IMF mit der Länge N wird ein eigener Schwellwert τ_i mittels

$$\tau_i = \begin{cases} K \cdot \sqrt{2 \cdot \ln(N)} \cdot \sigma, & i = 1 \\ K \cdot \sqrt{2 \cdot \ln(N)} \cdot \sqrt{\frac{\sigma^2}{\beta} \cdot \rho^{-i}}, & i > 1 \end{cases} \quad (5.16)$$

berechnet, wobei σ mittels Gl. (5.27) in der ersten IMF bestimmt wird. Für den Vorfaktor K eignet sich laut [38] ein Wert von 0,7.

Wie schon in Abschnitt 5.1.3.3 dargelegt, besitzt weißes Rauschen die meisten Signalanteile in den IMFs mit niedrigen Indizes. Adäquat kann eine partielle Rekonstruktion mittels

$$\hat{x}(t) = \sum_{i=M_1}^{M_2} \tilde{h}^{(i)}(t) + \sum_{i=M_2+1}^L h^{(i)}(t) \quad (5.17)$$

durchgeführt werden. Parameter M_1 entspricht dabei dem Parameter P_1 aus Abschnitt 5.1.3.3 und schließt IMFs mit kleinerem Index aus der Rekonstruktion aus. M_2 gibt an, bis zu welcher IMF das EMD-De-noising-Verfahren angewandt werden soll.

Abb. 5.15 zeigt das Ergebnis eines De-noising Prozesses nach Anwendung des EMD-DT. Das Signal-zu-Rausch-Verhältnis des verrauschten Signals beträgt etwa $SNR = -5$ dB. Nach Anwendung des EMD-DT wird hier ein verbessertes SNR von $+6,6$ dB erreicht.

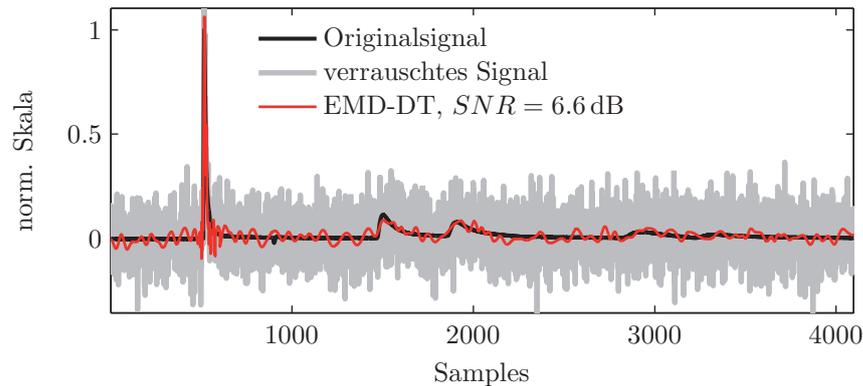


Abb. 5.15: De-noising mittels EMD-DT

5.1.3.5 Interval-Thresholding (EMD-IT)

Da es sich bei jeder IMF um ein mittelwertfreies, frequenzmoduliertes Signal handelt, wird jeder zuvor gewählte Schwellwert im Bereich der Nullstellen unterschritten. Dadurch kann beim EMD-DT die Stetigkeit des rekonstruierten Signals beeinträchtigt werden. Um die charakteristischen Eigenschaften der IMFs besser zu berücksichtigen, führt [38] einen erweiterten Ansatz ein: das *EMD Interval-Thresholding* (EMD-IT). Hier liegt die Überlegung zugrunde, das Signal in jedem Intervall $\mathbf{z}_j^{(i)} = [z_j^{(i)}; z_{j+1}^{(i)}]$ zwischen zwei Nullstellen zu betrachten. Übersteigt das Maximum $h^{(i)}(r_j^{(i)})$ innerhalb eines solchen Intervalls den Schwellwert, so kann auf

einen starken Nutzinformationsanteil im Signal geschlossen werden, und dieser Signalabschnitt wird in der IMF belassen. Dagegen setzt man Bereiche auf 0, deren Maximalwert kleiner als der Schwellwert bleibt.

Der Ansatz für das *Hard-Thresholding* lässt sich wie folgt beschreiben

$$\tilde{h}^{(i)}(\mathbf{z}_j^{(i)}) = \begin{cases} h^{(i)}(\mathbf{z}_j^{(i)}), & |h^{(i)}(r_j^{(i)})| > \tau_i \\ 0, & |h^{(i)}(r_j^{(i)})| \leq \tau_i \end{cases} \quad (5.18)$$

mit $j = 1, 2, \dots, N_z^{(i)}$, also der Anzahl der Nullstellenintervalle in der i ten IMF. Der Term $\tilde{h}^{(i)}(\mathbf{z}_j^{(i)})$ bezeichnet das je nach Schwellwert modifizierte Intervall zwischen den Nullstellen $z_j^{(i)}$ und $z_{j+1}^{(i)}$ der i ten IMF.

In ähnlicher Weise kann alternativ auch ein *Soft-Thresholding* verwendet werden, das alle Intervalle, deren Maximum über dem Schwellwert liegt, um τ_i reduziert

$$\tilde{h}^{(i)}(\mathbf{z}_j^{(i)}) = \begin{cases} h^{(i)}(\mathbf{z}_j^{(i)}) \cdot \frac{|h^{(i)}(r_j^{(i)})| - \tau_i}{|h^{(i)}(r_j^{(i)})|}, & |h^{(i)}(r_j^{(i)})| > \tau_i \\ 0, & |h^{(i)}(r_j^{(i)})| \leq \tau_i. \end{cases} \quad (5.19)$$

Abb. 5.16 zeigt das Ergebnis nach Anwendung des EMD-IT De-noising. Das SNR des verrauschten Signals beträgt etwa -5 dB. Nach Anwendung des EMD-IT wird hier ein SNR von $+8,72$ dB erreicht. Im Vergleich zum EMD-DT ist das Signal deutlich glatter.

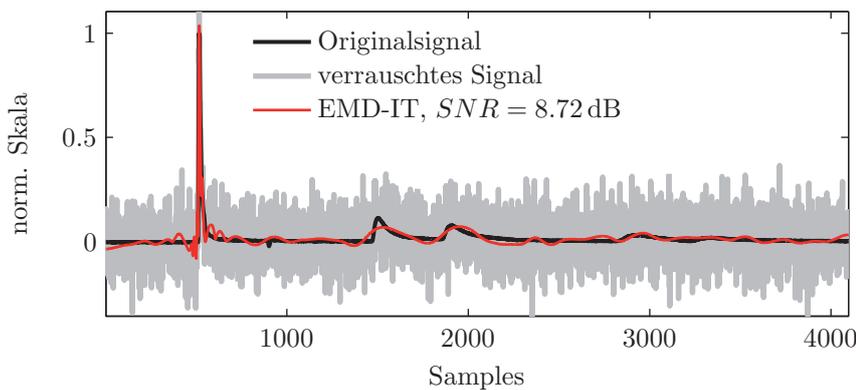


Abb. 5.16: De-noising mittels EMD-IT

5.1.3.6 Iterative Intervall-Thresholding (EMD-IIT)

Als weiteren Optimierungsschritt führt [38] das *Iterative Intervall-Thresholding* (EMD-IIT) ein. Hier werden, basierend auf der EMD-Zerlegung des Signals, mehrere künstlich verrauschte Signale rekonstruiert, die im Anschluss durch eine Mittel-

wertbildung aller erstellten Varianten wieder vom Rauschen befreit werden. Unter der Annahme von WGR befindet sich der Hauptanteil des Rauschens in der ersten IMF. Die Generierung einer Anzahl von verrauschten Signalen erfolgt durch Permutation der ersten IMF und anschließender Rekonstruktion.

Folgende Schritte werden nacheinander ausgeführt:

1. EMD-Zerlegung des mit Rauschen überlagerten, gemessenen Signals $x(t)$.
2. Partielle Rekonstruktion des Signals mit Hilfe der IMFs 2 bis L

$$x_p(t) = \sum_{i=2}^L h^{(i)}(t) \quad (5.20)$$

3. Zufälliges Vertauschen aller Funktionswerte (Permutation) ergibt eine neue Variante der $1ten$ IMF:

$$h^{(1)}(t) \xrightarrow{\text{Permutation}} h_a^{(1)}(t) \quad (5.21)$$

4. Rekonstruktion des permutierten Signals mittels: $x_a(t) = x_p(t) + h_a^{(1)}(t)$
5. EMD-Zerlegung von Signal $x_a(t)$
6. Durchführung des EMD-IT-De-noising gemäß 5.1.3.5
7. $(I-1)$ -fache, iterative Durchführung der Schritte 3) bis 6), um I verschiedene, von Rauschen befreite Signalversionen zu erhalten. $\tilde{x}_1 \dots \tilde{x}_I$
8. Mittelung aller entrauschten Signale

$$\tilde{x}(t) = \left(\frac{1}{I}\right) \cdot \sum_{k=1}^I x_k(t) \quad (5.22)$$

Abb. 5.17 zeigt das Ergebnis eines De-noising-Prozesses nach Anwendung des EMD-IIT. Das SNR des verrauschten Signals beträgt etwa -5 dB. Nach Anwendung des EMD-IIT wird hier ein SNR von $+11,1$ dB erreicht. Im Vergleich zum EMD-IT ist das Ergebnis noch besser, es treten weniger Schwingungen im Bereich des transienten ersten Impulses auf und die Impulsamplitude ist nicht überhört.

5.1.3.7 Clear Iterative Interval-Thresholding (EMD-CIIT)

Für Signale, die nur schwach mit Rauschen überlagert sind, führt [38] in einem weiteren Schritt das *Clear Iterative EMD Interval-Thresholding* (EMD-CIIT) ein.

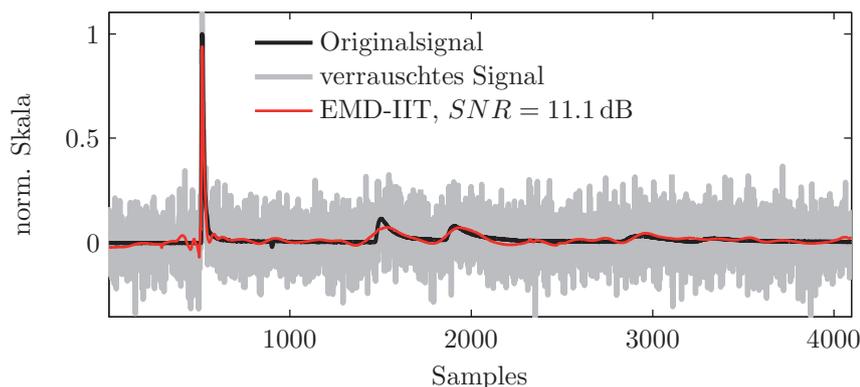


Abb. 5.17: De-noising mittels EMD-IIT

Bei Signalen mit hohem SNR findet sich in der Regel in der ersten IMF bereits ein markanter Nutzsignalanteil. Durch Anwendung des zuvor beschriebenen EMD-IIT Verfahrens würden diese Nutzsignalanteile aufgrund der durchgeführten Permutation genau wie das Rauschen innerhalb des Signals zufällig verteilt, was zu einer Verfälschung führen würde. In einem solchen Fall muss vor der Anwendung des EMD-IIT der Nutzsignalanteil aus der ersten IMF entfernt werden. Dies geschieht durch Anwendung eines Standard Wavelet-De-noising Verfahrens.

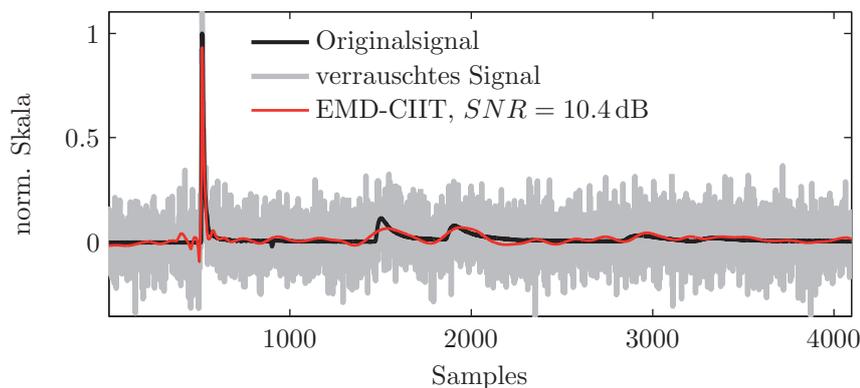


Abb. 5.18: De-noising mittels EMD-CIIT

Die Modifikation der Schritte 1 bis 3 des EMD-IIT Prozesses (Abschnitt 5.1.3.6) ergibt das EMD-CIIT Verfahren:

1. EMD-Zerlegung des mit Rauschen überlagerten, gemessenen Signals $x(t)$.
2. De-noising der ersten IMF mittels einer beliebigen Methode (z. B. Wavelet-De-noising) ergibt Nutzsignalanteil $\tilde{h}^{(1)}(t)$:

$$h^{(1)}(t) \xrightarrow{\text{De-noising}} \tilde{h}^{(1)}(t) \quad (5.23)$$

3. Entfernung des Nutzsignalanteils aus der ersten IMF ergibt reines Rauschsignal:

$$h_n^{(1)}(t) = h^{(1)}(t) - \tilde{h}^{(1)}(t) \quad (5.24)$$

4. Partielle Rekonstruktion ohne den ermittelten Rauschanteil:

$$x_p(t) = \sum_{i=2}^L h^{(i)}(t) + \tilde{h}^{(1)}(t) \quad (5.25)$$

5. Erstellung zufälliger Varianten des Rauschanteils $h_n^{(1)}(t)$ und Durchführung des iterativen Algorithmus analog zum EMD-IIT-Verfahren, Abschnitt 5.1.3.6.

Abb. 5.18 zeigt das Ergebnis eines De-noising-Prozesses nach Anwendung des EMD-CIIT. Das SNR des verrauschten Signals beträgt etwa -5 dB. Nach Anwendung des EMD-CIIT wird hier ein SNR von $+10,4$ dB erreicht. Im Vergleich zum EMD-IIT konnte für diesen Fall keine weitere Verbesserung festgestellt werden. Beim untersuchten Signal handelt es sich allerdings um ein stark verrauschtes Signal. Das EMD-CIIT Verfahren bringt jedoch nur bei schwach verrauschten Signalen Vorteile.



5.2 Bestimmung der Ankunftszeit von Impulsen

Die Ankunftszeit von Impulsen wird benötigt, um, bei der Anwendung der Ortung mittels Zeitbereichsreflektometrie (siehe Abschnitt 2.4.1), die Laufzeitdifferenzen δt_{kal} während der Kalibrationsroutine und δt_x bei der Analyse der TE-Reflektogramme zu erhalten. Die Laufzeitdifferenzen ergeben sich aus $\delta t = \tau_2 - \tau_1$, wobei τ_1 dem Ankunftszeitpunkt des direkten und τ_2 dem des indirekten Impulses entspricht. Mit Hilfe der Laufzeitdifferenzen δt_{kal} und δt_x sowie der Kabellänge L lässt sich somit der Ursprungsort x der Teilentladung gemäß Gl. (2.7) bestimmen.

Bei kleinen zu untersuchenden Datenmengen könnte die Ankunftszeitbestimmung durch einen erfahrenen Anwender manuell durchgeführt werden. Doch müssten, wie das bei der Teilentladungsmessung der Fall ist, eine Vielzahl von Impulsen zeitaufwendig analysiert und ausgewertet werden. Weiterhin ist gerade der Signalfußpunkt bei stark gestörtem oder verrauschtem Signal sehr schwer zu bestimmen. Ein Einsatz von automatisiert und objektiv arbeitenden Algorithmen wäre also sehr wünschenswert.

Es gibt viele verschiedene Möglichkeiten, den Zeitpunkt des Eintreffens eines Signals zu bestimmen. Im trivialsten Fall kann dies über die Erfassung des Impulsmaximums geschehen. Für die Erfassung der Impulsfront eignen sich Methoden, die beispielsweise auf einer Schwellwerttriggerung, dem Energiegehalt oder der Varianz eines Signals basieren. Dadurch ist es möglich die Ankunftszeit in Richtung des Impulsfußpunktes zu verschieben. Durch Analyse des Phasenwinkels kann die Ankunftszeitbestimmung im Frequenzbereich erfolgen. Schließlich eignen sich Korrelationsmethoden zur direkten Bestimmung von Signallaufzeiten. In diesem Abschnitt werden die Verfahren

- *Peak Detektion* (PP), Abschnitt 5.2.1,
- *Schwellwertmethode* (SM), Abschnitt 5.2.2,
- *Energiekriterium* (EC), Abschnitt 5.2.3,
- *Akaiquesches Informationskriterium* (AIC), Abschnitt 5.2.4,
- *Phasenmethode* (PM), Abschnitt 5.2.5 und
- *Autokorrelationsmethode* (AK), Abschnitt 5.2.6

zur automatisierten Bestimmung von Laufzeiten beschrieben.

Die Notwendigkeit für Alternativen zur Impulsmaxima-Detektion im Rahmen der TDR liegt vor allem im Dämpfungs- und Dispersionseffekt auf Energiekabeln begründet (siehe Abschnitt 1.5.1). Aber auch die Robustheit gegenüber Störern und Rauschen sowie Vorteile bei Pulsüberlagerungen nahe der Kabelenden machen die

Methoden interessant. Wichtig, und vor allem für die Anwendung im Rahmen von Online-Monitoring-Systemen unabdingbar, ist die Automatisierbarkeit der Algorithmen.

In den folgenden Abschnitten werden die Methoden zur Bestimmung der Ankunftszeit von Impulsen beschrieben und anhand von Simulationen beurteilt. Kapitel 6.3 vergleicht und beurteilt die Methoden im Rahmen der Auswertung von Messungen an einer realen Energiekabelstrecke.

5.2.1 Peak Detektion (PP)

Die Peak Detektion (*engl.: Pulse Peak = PP*) ist eine einfach zu implementierende und robuste Methode zur Erfassung der Signalankunftszeit. Hier wird der Zeitpunkt des Impulsscheitels als Ankunftszeit definiert. Grundvoraussetzung für die Detektion des Signalmaximums sind eine ausreichend hohe Abtastrate und Vertikalauflösung des Digitalisierers. Durch zu kleine Abtastraten oder Quantisierungsrauschen kann die zeitliche Position des Scheitelwerts verfälscht werden. Dadurch wird eine erhöhte Streuung beim Ortungsfehler begünstigt.

Die Position jedes gefunden Impulspeaks wird außerdem dazu benutzt, Datenfenster zu generieren, in denen eine weitere Bestimmung der Ankunftszeit mittels alternativer Methoden durchgeführt wird. Diese lokale Begrenzung ist sinnvoll, um Fehlortungen und Rechenzeiten zu minimieren.

Um unerwünschte Auswirkungen und Verzerrungen zu vermeiden, sollte bei der Berechnung der Ankunftszeiten innerhalb eines Reflektogramms jeweils die gleiche Aufzeichnungslänge verwendet werden. Diese wird im Rahmen der Kalibrationsroutine (Abschnitt 2.4.1) aus der Impulsbreite des indirekten Impulses bestimmt. Liegen zwei Impulse innerhalb eines oder unterschiedlicher, überlagerter Reflektogramme sehr nahe beieinander, kann es zu Überschneidungen der Datenfenster kommen. Gerade im Blindlängenbereich (vgl. 1.5.3) muss daher eine dynamische Anpassung der Datenfenster und damit der Aufzeichnungslänge vorgenommen werden.

Alle nachfolgenden Methoden zur Ankunftszeitbestimmung analysieren den lokalen Messdatenbereich innerhalb dieser Datenfenster.

5.2.2 Schwellwertmethode (SM)

Bei der Bestimmung der Signalankunftszeit mittels Schwellwerttriggerung wird in der Regel der Zeitpunkt erfasst, zu dem das Signal x_k einen zuvor bestimmten Schwellwert x_{SW} überschreitet. Der Schwellwert kann relativ zum Impulsmaximum oder absolut festgelegt werden. Dieses Verfahren erweist sich allerdings als sehr

stör anfällig, da ein einkoppelndes Störsignal im Bereich vor der Impulsflanke den Triggerzeitpunkt verschieben kann.

Bei der Schwellwertmethode (SM) wird deshalb, ausgehend vom Auftrittszeitpunkt des Impulsmaximums, rückwärtig derjenige Datenpunkt bestimmt, der innerhalb der ansteigenden Impulsflanke den Schwellwert übersteigt. Da sich das Signal-zu-Rausch-Verhältnis bei jedem neu betrachteten Signal ändern kann, ist es notwendig, den Schwellwert automatisch bestimmen zu können. Dazu werden im Folgenden zwei Methoden zur automatischen Schwellwertbestimmung näher betrachtet.

5.2.2.1 Schwellwertbestimmung nach Donoho

Unter der Annahme, dass es sich bei dem Rauschen um weißes Rauschen handelt, kann der Schwellwert nach [17] bestimmt werden. Hier wird der Schwellwert abhängig von der Standardabweichung σ des Rauschens, der Signallänge N und einem Vorfaktor K der Größenordnung 1 mittels

$$x_{SW, donoho} = K \cdot \sqrt{2 \cdot \ln(N)} \cdot \sigma \tag{5.26}$$

berechnet. Die Standardabweichung σ des Rauschens kann durch

$$\sigma \approx \frac{\text{median}(x_k)}{0,6745} \tag{5.27}$$

geschätzt werden.

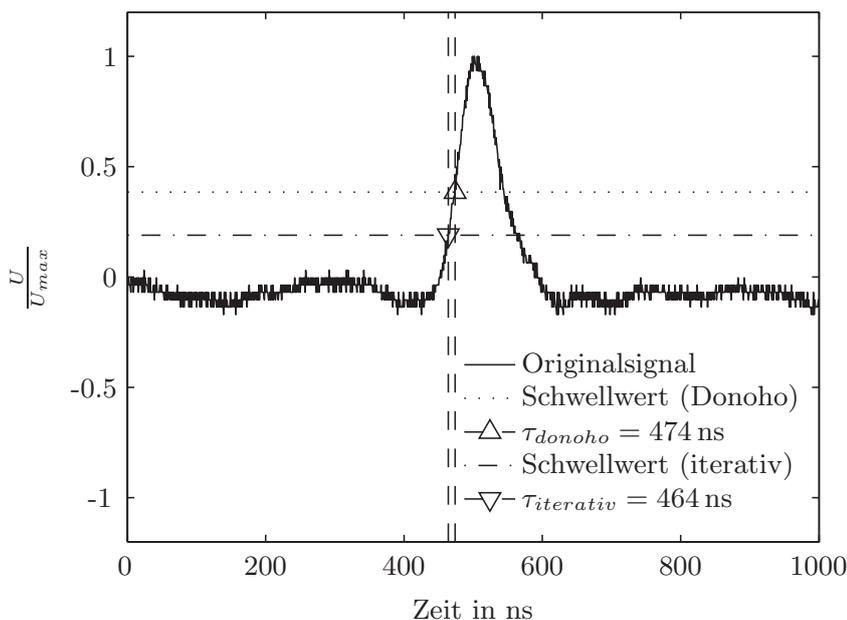


Abb. 5.19: Ankunftszeitbestimmung mittels Schwellwertmethoden (SM)

Dieses Verfahren besitzt aufgrund der Berechnung eine direkte Abhängigkeit vom Rauschgehalt und von der Länge des untersuchten Signals.

5.2.2.2 Iterative Schwellwert-Methode

Eine weitere Möglichkeit, die ihren Ursprung in der Bildanalyse besitzt, ist die *Iterative Schwellwert-Methode* nach [76]. Dabei erfolgt eine Aufspaltung des Signals in zwei Klassen, die durch einen initialen Schwellwert aufgeteilt werden.

Zur Berechnung werden folgende Schritte nacheinander durchgeführt:

1. Berechnung der Häufigkeitsverteilung der Funktionswerte des Signals x_k .
2. Berechnung des Mittelwerts von x_k , dies entspricht dem Ursprungsschwellwert.
3. Berechnung des Mittelwertes der Daten aus den beiden Klassen der Häufigkeitsverteilung, definiert durch die Lage der Funktionswerte über- und unterhalb des (Ursprungs-)Schwellwerts.
4. Der neue Schwellwert ist das Mittel aus den beiden Werten von Schritt 3.
5. Wiederholung von Schritte drei und vier, bis der Schwellwert keine merkliche Änderung mehr erfährt.

Die Iterative Schwellwert-Methode besitzt im Gegensatz zur Methode nach Donoho keine direkte Abhängigkeit vom Rauschen, jedoch spielt auch hier die Signallänge eine Rolle.

Abb. 5.19 zeigt die Anwendung der beiden Methoden auf einen aufgenommenen TE-Impuls.

5.2.3 Energiekriterium (EC)

Die Methode der Ankunftszeitbestimmung mittels Energiekriterium (*engl.: Energy Criterion, EC*) basiert auf der Auswertung des Energiegehalts eines Signals. Dieses Verfahren wurde bei der Lokalisierung von Schallemissionen in Beton [21] und bei der Detektion von akustischen Teilentladungssignalen in Transformatoren [55] eingesetzt. Das Verfahren wurde im Bereich der Kabel-TE-Ortung erstmals im Rahmen dieser Arbeit [121] vorgestellt und kommt auch bei der Online-Kabel-TE-Ortung [102] zum Einsatz.

Der Verlauf der partiellen Energie S_i des zu untersuchenden Signals wird definiert zu [21]

$$S_i = \sum_{k=0}^i x_k^2, \quad (5.28)$$

wobei x_k mit $k \in \mathbb{N}$ den einzelnen Abtastwerten des digitalisierten Signals entspricht. Das Signal besitzt die Länge N .

Dieser kumulierten partiellen Energie wird ein monoton fallender Trendverlauf überlagert, der von der Gesamtleistung P_x des Signals abhängt, und man erhält den Verlauf der Energiekriteriumsfunktion $EC(i)$ zu

$$EC(i) = \sum_{k=1}^i x_k^2 - i \cdot P_x = \sum_{k=1}^i x_k^2 - i \cdot \frac{S_N}{N}. \quad (5.29)$$

Die Ankunftszeit nach der EC-Methode ist definiert als Zeitwert des Minimums der EC-Funktion aus Gl. (5.29). In Abb. 5.20 ist die EC-Funktion eines gemessenen Kabel-TE-Impulses und dessen Ankunftszeit τ_{EC} dargestellt. Es handelt sich um eine normierte Darstellung. Das Analysefenster wurde in diesem Beispiel so gewählt, dass sich der Scheitel des Impulses mittig innerhalb des $1 \mu\text{s}$ breiten Fensters befindet.

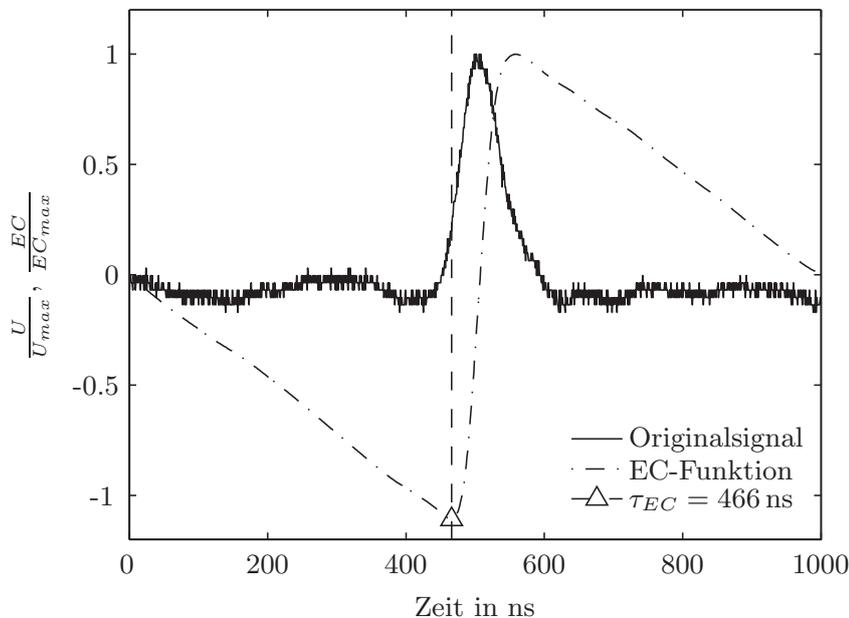


Abb. 5.20: Ankunftszeitbestimmung mittels EC

Betrachtet man Gl. (5.29), so stellt man eine Abhängigkeit der Signalleistung P_x von der Signallänge N fest.

5.2.4 Akaike Information Criterion (AIC)

Beim Akaikeschen Informationskriterium (*engl.: Akaike Information Criterion, AIC*) handelt es sich um ein von [2] eingeführtes Maß zur Beurteilung der Güte und Komplexität eines geschätzten statistischen Modells im Bezug auf eine vorliegende Datenstichprobe. In der Seismologie wird das Kriterium benutzt, um die Ankunftszeit von Primärwellen innerhalb von Seismogrammen zu detektieren. Hierbei gibt es einen Ansatz, bei dem ein Datensatz in zwei Teilbereiche aufgeteilt wird, die mittels autoregressiver Prozesse modelliert werden [34, 89]. Dabei wird davon ausgegangen, dass sich im Bereich vor dem Nutzsignal hauptsächlich Rauschen befindet. Ähnlich dem Energiekriterium wird eine Kurve erzeugt, die ein Minimum in der Nähe des Signalanfangs besitzt. In [114] wird ein Verfahren beschrieben, welches die AIC-Funktion direkt aus dem abgetasteten Signal berechnen kann. Dieses Verfahren kommt auch beispielsweise im Bereich der Ultraschallmaterialanalyse [46] und der Lokalisierung von Teilentladungen in Transformatoren [55] zum Einsatz. Die Anwendung im Bereich der Kabel-TE-Messung wurde in [121, 103] vorgestellt.

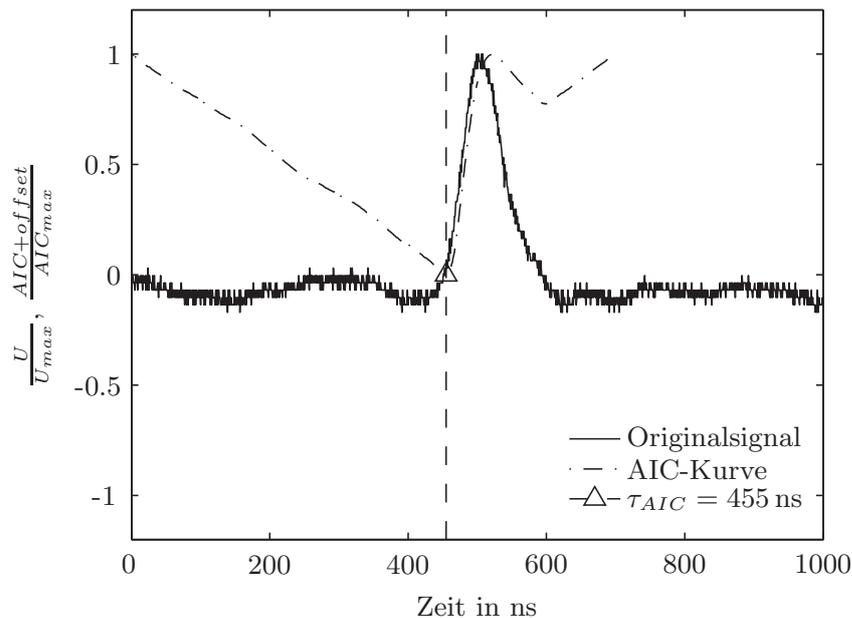


Abb. 5.21: Ankunftszeitbestimmung mittels AIC

Die AIC-Methode berechnet für jede Stelle $k = \{1 \leq k \leq N, k \in \mathbb{N}\}$ eines diskreten Signals x_k mit der Länge N den zugehörigen Wert nach folgender Berechnungsvorschrift

$$AIC(k) = k \cdot \ln(\sigma_{x,[1,k]}^2) + (N - k) \cdot \ln(\sigma_{x,[k,N]}^2). \quad (5.30)$$

Hierbei entspricht $\sigma_{x,[a,b]}^2$ der Varianz des Signals x_k innerhalb des Datenfensters von Index a bis einschließlich b . Die zugehörige Ankunftszeit τ_{AIC} entspricht dem Zeitpunkt, an dem das globale Minimum von Gl. (5.30) auftritt. In Abb. 5.21 ist der Verlauf der AIC-Funktion sowie die gefundene Ankunftszeit τ_{AIC} eines Impulses dargestellt.

Bei der Wahl des Analysefensters muss bei dieser Methode darauf geachtet werden, dass sich der zu untersuchende Impuls in der zweiten Hälfte des Fensters befindet [46, 102]. Da der AIC-Algorithmus symmetrisch aufgebaut ist, würde bei einem Impuls, der sich komplett in der ersten Datenhälfte befände, nicht der Impulsanfang, sondern das Impulsende markiert. Die maximale zu erwartende Impulsanstiegszeit $t_{a,max}$ kann während der Kalibrationsroutine vor der TE-Messung durch die Analyse des indirekten Impulses erfolgen. Damit lässt sich die Breite des Analysefensters, beispielsweise $3 \cdot t_{a,max}$ [46, 55], und somit die Position des Impulses im hinteren Bereich des Fensters festlegen.

5.2.5 Phasenmethode (PM)

Bei der Phasenmethode (PM), die bei der Ortung von Kabel-TE bei Online-Messungen vorgestellt wurde [102], handelt es sich um eine Methode zur Ankunftszeitbestimmung im Frequenzbereich. Das Verfahren wurde ebenfalls im Rahmen einer Auswertung von Kabel-TE-Reflektogrammen bei der Offline-Messung eingesetzt [123].

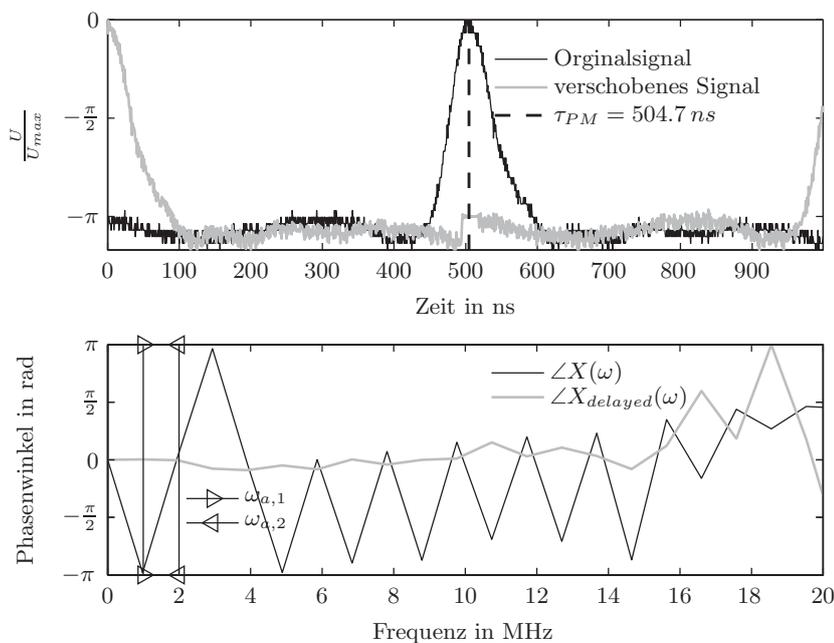


Abb. 5.22: Ankunftszeitbestimmung mittels PM

Allgemein wird eine Zeitverzögerung um τ im Frequenzbereich durch den Verschiebungssatz der Fourier-Transformation

$$X_{\text{delayed}}(\omega) = X(\omega) \cdot e^{-j\omega\tau} \quad (5.31)$$

beschrieben. Das Signal $X_{\text{delayed}}(\omega)$ entspricht also dem um τ zeitlich verschobenen Signal $X(\omega)$. Die Ankunftszeit eines Signals kann über die Phasenlaufzeit

$$\tau = \frac{-\angle X(\omega_a)}{\omega_a} \quad (5.32)$$

definiert werden, wobei $\angle X(\omega_a)$ dem Phasenwinkel an der Stelle ω_a des Signals im Frequenzbereich entspricht. Die charakteristische Frequenz oder das gewählte Frequenzintervall ω_a sollte innerhalb eines Ortungsvorgangs immer konstant gehalten werden.

Aufgrund der Periodizität des Phasenwinkels ist Gl. (5.32) nur eingeschränkt gültig, da auch Phasendifferenzen größer als 2π auftreten können. In der erweiterten Form kann die Beschreibung durch

$$\tau = \frac{-\angle X(\omega_a)}{\omega_a} + \frac{m \cdot 2\pi}{\omega_a} \quad (5.33)$$

erfolgen; hierbei stellt $m \in \mathbb{N}_0$ eine unbekannte Zahl dar. Um dieses Problem zu umgehen, wird ein Zeitfaktor τ_{temp} gewählt, der den Phasenwinkel um Vielfache von 2π zurückdreht. Die Zeitverzögerung τ_{temp} muss also negativ sein und so gewählt werden, dass die Phase innerhalb des Frequenzbereichs ω_a keine Phasensprünge $\pm\pi$ mehr aufweist. Ist der korrekte Zeitfaktor τ_{temp} gefunden, wird das um τ_{temp} verzögerte Signal X_{temp} mittels Gl. (5.32) in den Zeitbereich transformiert und zu τ_{temp} hinzu addiert.

Die Bestimmung der Ankunftszeit τ_{PM} nach der Phasenmethode erfolgt iterativ mittels eines Verfahrens, das in [102] beschrieben wird:

1. Signal x_k aus dem Zeitbereich in den Frequenzbereich $X(\omega)$ transformieren.
2. Bestimmung eines Frequenzintervalls $\omega_a \in [\omega_{a,1}, \omega_{a,2}]$ mit möglichst gutem SNR. In diesen sind die Werte für den Phasenwinkel am günstigsten.
3. Start der Iterations-Schleife.
4. Verzögerung von $X(\omega)$ mittels Zeitfaktor τ_{temp} unter Verwendung eines Standardwertes oder des Wertes aus der vorherigen Iteration:

$$X_{\text{temp}} = X \cdot e^{j\omega\tau_{\text{temp}}}. \quad (5.34)$$

5. Überprüfung des Phasenwinkels auf Sprünge innerhalb des zuvor festgelegten Frequenzintervalls. Bei Feststellung von Sprüngen muss ein neues τ_{temp} gewählt und Schritt 3 und 4 wiederholt werden. Ist kein Sprung mehr vorhanden, wird zu Schritt 6 übergegangen.
6. Kalkulation der Ankunftszeit mit

$$\tau_{\text{PM}}(\omega_a) = \tau_{\text{temp}} - \frac{\angle X_{\text{temp}}(\omega_a)}{\omega_a}. \quad (5.35)$$

Hier entspricht ω_a einer Frequenz aus dem Frequenzbereich aus Schritt 2. Die Genauigkeit ist proportional zur Frequenz, wird aber meist bei zu hohen Frequenzen durch ein zu geringes SNR begrenzt. Um eine einheitliche Vorgehensweise und Konsistenz zu bewahren, wird für alle Messungen der gleiche Frequenzbereich um ω_a verwendet und eine Mittelung über den Frequenzbereich $[\omega_{a,1}, \omega_{a,2}]$ durchgeführt, um Störeinflüsse zu reduzieren [102].

Abb. 5.22 zeigt einen aufgezeichneten Impuls (Originalsignal) und den berechneten Phasenwinkel $\angle X(\omega)$ im Frequenzbereich bis 20 MHz. Nach jeder Iteration (Schritte 3 bis 5) wird das Signal durch die Drehung im Frequenzbereich im Zeitbereich in Richtung $t = 0$ verschoben.

Im Vergleich zu den anderen Verfahren besteht hier kein Einfluss durch Dispersion und Dämpfung, solange der zu ortende Impuls in dem betrachteten Frequenzbereich um ω_a noch genügend Energie besitzt. Bei der Online-Kabel-TE-Diagnostik muss zusätzlich die Phasendrehung durch die komplexe Impedanz berücksichtigt werden, die an das jeweilige Kabelende angeschlossen ist. Bei der Offline-Diagnostik ist das nicht notwendig, da durch den Leerlauf am Kabelende keine Phasendrehung auftritt.

Rauschen besitzt auf den Mittelwert der Ankunftszeit τ_{PM} keinen Einfluss, solange keine Korrelation zwischen der Phase des Signals und der Phase des Rauschens besteht. Allerdings ist mit einer erhöhten Standardabweichung zu rechnen. Um den Einfluss periodischer Störer zu minimieren, sollte der Frequenzbereich um ω_a möglichst wenig periodische Störer beinhalten und einen größtmöglichen Frequenzbereich abdecken. Dies ist bei der Anwendung in der Praxis natürlich nicht immer möglich.

5.2.6 Autokorrelationsmethode (AK)

Ein Ansatz, um die Laufzeit zwischen Impulsen eines Reflektogramms direkt zu bestimmen, stellt die Impulsabstandsmessung mittels der Autokorrelationsfunktion (AKF) dar [91, 32].

Die Autokorrelationsfunktion R_{xx} eines zeitdiskreten Signals x_k berechnet sich aus

$$R_{xx}(k) = \frac{1}{N} \sum_{n=1}^N x_k(n+k) \cdot x_k(n), \quad (5.36)$$

mit $k = \{-(N-1) \leq k \leq (N-1), k \in \mathbb{Z}\}$, wobei N der Gesamtanzahl der Abtastwerte von x_k , also der Signallänge entspricht. Die AKF besitzt an der Stelle $k = 0$ das Hauptmaximum und ist gerade ($R_{xx}(-k) = R_{xx}(k)$). Analysiert man nun die Autokorrelationsfunktion für $k > 0$, so wird die Laufzeitdifferenz zwischen den beiden größten Impulsen des Reflektogramms, im Idealfall direkter und indirekter Impuls, durch das zweite Maximum der AKF definiert. In Abb. 5.23 ist ein an einer Energiekabelstrecke real gemessenes Reflektogramm, dessen AKF und der sich ergebende Impulsabstand dargestellt.

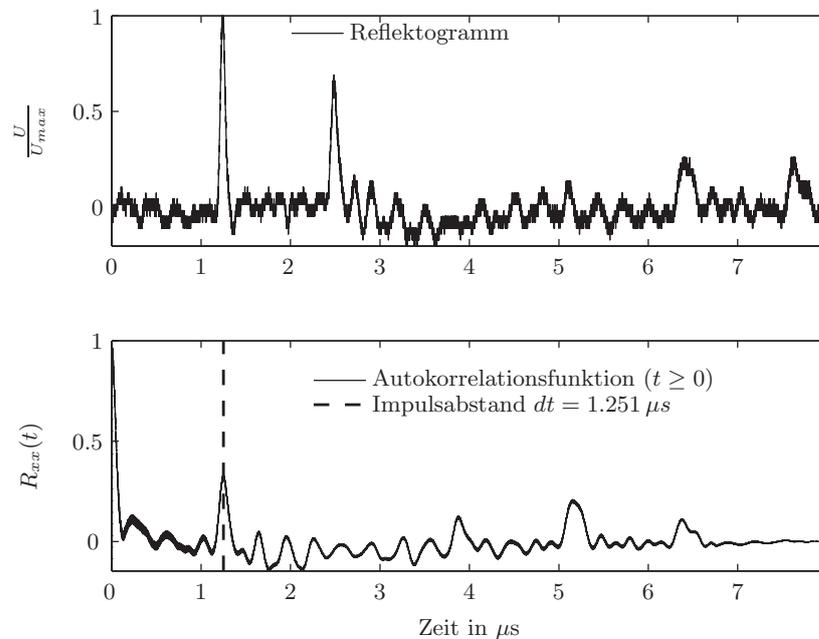


Abb. 5.23: Impulsabstandsmessung mittels AK

Probleme ergeben sich bei dieser Methode bei überlagerten Impulsen und Reflektogrammen als auch bei einkoppelnden Störsignalen. Dabei kann es durch ausgeprägte Nebenmaxima innerhalb der AKF zu Fehlortungen kommen.

Die Autokorrelationsmethode (AK) wird im Rahmen dieser Arbeit, ebenso wie die zuvor beschriebenen Methoden, an die Ergebnisse der PP Detektion geknüpft. So wird mit Hilfe der gefundenen PP-Laufzeit und dem lokalen Datenfenster jener Bereich innerhalb der AKF festgelegt, der für die Suche nach dem indirekten Impuls in Frage kommt. Hierdurch konnte die Anzahl der Fehlortungen deutlich reduziert werden.

5.2.7 Simulationen

Um die Methoden zur Ankunftszeitbestimmung hinsichtlich ihrer Robustheit gegenüber weißem Rauschen zu vergleichen, wurden Simulationen mit künstlich verrauschten Impulsen durchgeführt. Dabei wurde die Ankunftszeit eines steilflankigen Modellimpulses mit einer Pulsbreite von ca. 50 ns (= Originalsignal) bei unterschiedlichen Signal-zu-Rausch-Verhältnissen (SNR) jeweils mit den zuvor beschriebenen Methoden bestimmt. Lediglich die AK-Methode bleibt bei dieser Betrachtung außen vor, da sie nur bei vollständigen Reflektogrammen anwendbar ist.

Die Signallänge beträgt $1 \mu\text{s}$ und die Abtastrate 250 MS/s. Das Datenfenster, in dem die Bestimmung der Ankunftszeit stattfindet, liegt im Rahmen dieser Untersuchung zwischen 300 und 600 ns. Somit befindet sich der Impuls in der rechten Datenhälfte des Fensters, was Voraussetzung für die AIC-Methode ist.

Das Originalsignal wurde für SNR-Werte zwischen -10 dB und $+20 \text{ dB}$ 100 mal mit WGR mit entsprechender Rauschleistung überlagert. Danach wurden die Ankunftszeitbestimmung mit den oben beschriebenen Verfahren durchgeführt und die statistischen Kenngrößen Mittelwert μ und Standardabweichung σ berechnet.

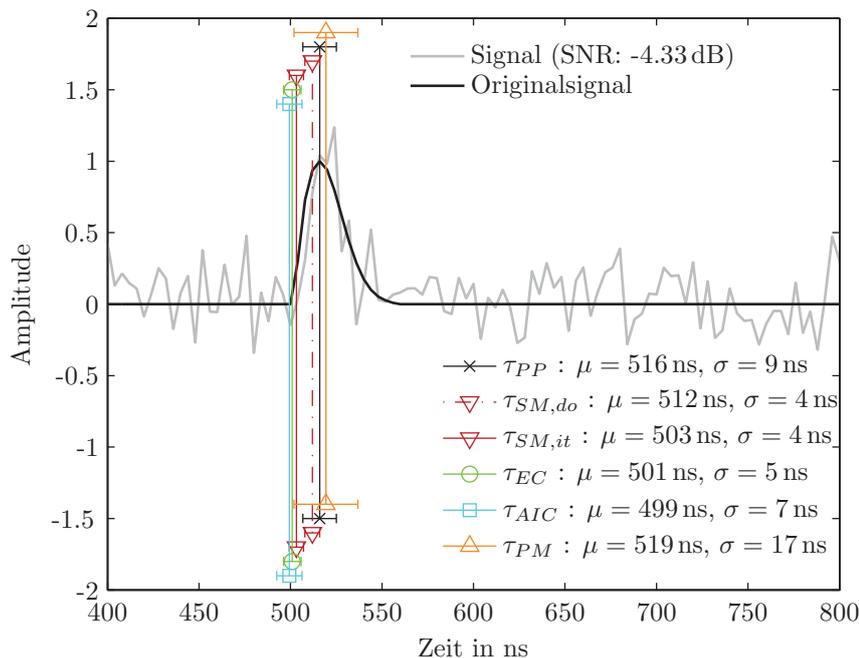


Abb. 5.24: Beispiel Ankunftszeitbestimmung eines verrauschten steilflankigen Impulses bei $SNR \approx -4 \text{ dB}$

Ein Beispiel für ein verrauschtes Signal ($SNR \approx -4 \text{ dB}$) samt Mittelwert μ und Standardabweichung σ der Ankunftszeit ist in Abb. 5.24 dargestellt.

Das Gesamtergebnis aller Ankunftszeiten bei jedem untersuchten SNR ist in Abb. 5.25 dargestellt. Der Fußpunkt des Originalimpulses befindet sich an Stelle

500 ns, der Peakwert an Stelle 516 ns. Folgende Beobachtungen und Schlussfolgerungen lassen sich anstellen:

- PP, SM,it, EC und AIC : Diese Methoden zeigen im Mittel eine große Robustheit gegenüber Rauschen bis zu einem SNR von ca. -4 dB.
- EC und AIC liefern eine hohe Trefferquote für den Fußpunkt. AIC weist eine erhöhte Standardabweichung bei stark verrauschten Signalen auf.
- SM,it liegt zeitlich leicht hinter dem Fußpunkt in der Impulsstirn und ist bis zu einem SNR von etwa -9 dB robust.
- SM,do zeigt eine starke Abhängigkeit gegenüber Rauschen, da die Berechnung des Schwellwerts direkt vom Rauschen abhängt. Da sich die Schwellwertmethoden vom Peakwert des Impulses in Richtung des Fußpunktes vorarbeiten, nähert sich der Mittelwert bei SM,do immer weiter der Peakposition an.
- PM: Die Phasenmethode zeigt eine vergrößerte StAbw. im SNR-Bereich -5 bis 10 dB im Vergleich zu den anderen Methoden und muss daher als nur bedingt brauchbar eingestuft werden.

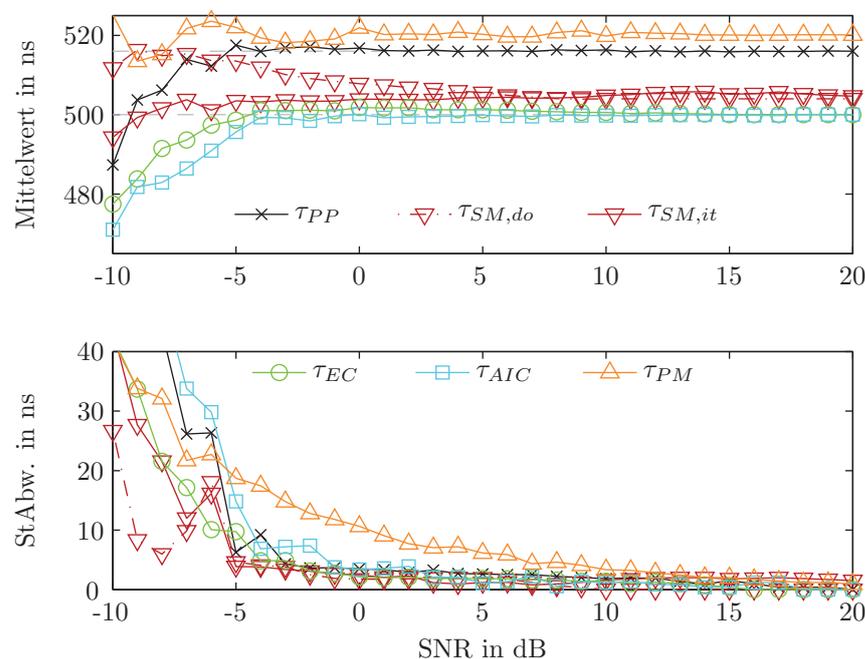


Abb. 5.25: Mittelwert und Standardabweichung der Ankunftszeitbestimmungsmethoden



Kapitel 6

Ergebnisse

Um die im Rahmen dieser Arbeit vorgestellten Verfahren und Modelle zu verifizieren und zu testen, wurden Untersuchungen an einer Koaxialkabelstrecke, an einer 20-kV-VPE-Energiekabelstrecke mit eigens aufgebautem Versuchsstand und TE-Messsystem sowie an Messdaten realer Kabel-TE-Messungen durchgeführt. Letztere wurden freundlicherweise von den Technischen Werken Ludwigshafen AG zur Verfügung gestellt.

Bei dem Einsatz der Signalverarbeitung und Algorithmik wurde sehr großer Wert auf Objektivität und Automation gelegt. Das heißt, die Verfahren zur Auswertung der TE-Reflektogramme sind so ausgelegt, dass sie möglichst wenige Nutzereingaben während des Verarbeitungsprozesses der Messdaten benötigen. Dieses Ziel ist jedoch nicht immer zu erreichen, da Unterschiede im Kabelaufbau und in örtlichen Gegebenheiten sowie zeitlich und örtlich variierende Störumgebungen teilweise eine manuelle Anpassung der Parameter notwendig machen. Darum ist es auch nur schwer möglich, bestimmte Verfahren als einzig geeignete Methode zu deklarieren. Im Rahmen dieser Arbeit werden deshalb Lösungsmöglichkeiten aufgezeigt, welches der hier vorgestellten Verfahren zur rechnerbasierten Störunterdrückung und automatisierten TE-Ortung sich bei welchen Fällen am besten eignet.

Gerade bei der Implementierung der Verfahren in die Praxis ist es notwendig, das verwendete Messsystem genau zu kennen. Aus diesem Grunde wurde ein durch Schirmung und Filterung verbessertes Kabel-TE-Messsystem konzipiert und aufgebaut. Durch die Bestimmung von Übertragungsfunktion und Eingangsimpedanz kann dieses System auch bei der Modellierung vollständig berücksichtigt werden. Weiterhin wurde auf Mobilität und praxisnahe Umsetzung der Messeinrichtung Wert gelegt. Eine implementierte TE-Erfassungssoftware bietet die Möglichkeit, Offline-Kabel-TE-Messdaten automatisiert aufzuzeichnen. Das Messsystem ist in Kapitel 4 beschrieben.



6.1 Modellierung von Kabelstrecken

Durch Einsatz des Kabelmodells aus Kapitel 3 ist es möglich, die Ausbreitung und Reflektion von Teilentladungen auf Kabelstrecken zu modellieren. Dies bietet verschiedene Vorteile. Zum Einen können damit die Bereiche der Blindlänge, also TE-Quellen nahe den Kabelenden, berücksichtigt werden, zum Anderen kann das Modell zur Reflektogrammidentifikation und TE-Ortung verwendet werden. Zur Verifikation des Modells wurden Messungen an einer Koaxialkabelstrecke und an einer VPE-Energiekabelstrecke im Labor vorgenommen. In Abschnitt 3.2.9 sind gute Übereinstimmungen mit Modell und Messungen erkennbar. Auch die Bestimmung der Ladung ist mit den Modellen möglich. Hierzu wird bei einer Messung in der Praxis vor allem die komplexe Übertragungsfunktion und Impedanz der Messeinrichtung benötigt. Für den im Rahmen dieser Arbeit entwickelten Versuchsstand wurden diese Systemeigenschaften in Kapitel 4 ermittelt. Schließlich sind in Abschnitt 3.3 Verfahren zur modellbasierten Ortung beschrieben. Sind die geometrischen Parameter und Materialeigenschaften einer Kabelstrecke genau bekannt, so lassen sich mit der modellbasierten Ortung sehr gute Ergebnisse erzielen. Diese finden sich in Abschnitt 6.3.2.

Weitere Vorteile des Modells bieten sich durch die Möglichkeit, Mischkabelstrecken (vgl. Abb. 1.6) zu simulieren. Durch den kombinierten Einsatz von Papiermassenkabeln und VPE-Kabeln treten bei der Ortung mittels Zeitbereichsreflektometrie Ortungsfehler auf, wenn unterschiedliche Ausbreitungsgeschwindigkeiten auf den Kabelsegmenten unberücksichtigt bleiben. Durch die Verwendung des Mischkabelmodells können solche seriellen Anordnungen als auch andere, komplexere Schaltungen, wie Verzweigungen, berücksichtigt werden. Eine Verifikation wurde mittels gesteckter Koaxialkabelstücke unterschiedlichen Typs vorgenommen. Eine genaue Beschreibung der zugrunde liegenden Berechnungen und des Versuchsaufbaus sind in Kapitel 3.2.10 zu finden.

Beispiel 1 (Abb. 6.1) zeigt das Ergebnis für eine serielle Mischkabelanordnung gemäß Abb. 3.11. Bei dieser Anordnung wurden hintereinander geschaltete Koaxialkabelstücke unterschiedlichen Typs (RG58 und RG62) berücksichtigt. Hier ist eine hohe Deckungsgleichheit zwischen Messung und Mischkabel-Modell ersichtlich. Ginge man nicht von einem Mischkabel, sondern nur vom RG58-Modell aus, würden Laufzeiten fehlerhaft und zusätzlich auftretende Reflektionen nicht dargestellt. Eine Ortung wäre zwar sowohl mit dem reinen RG58-Modell, als auch mit der Zeitbereichsreflektometrie (vgl. Abschnitt 2.4.1) möglich, allerdings muss mit einem erhöhten Ortungsfehler gerechnet werden.

Beispiel 2 (Abb. 6.2) zeigt das Ergebnis für eine verzweigte Mischkabelstrecke gemäß Abb. 3.12. Bei dieser Anordnung wurden ebenfalls Koaxialkabelstücke unterschiedlichen Typs (RG58 und RG62) verwendet. Auch hier ist mittels des für Mischkabel

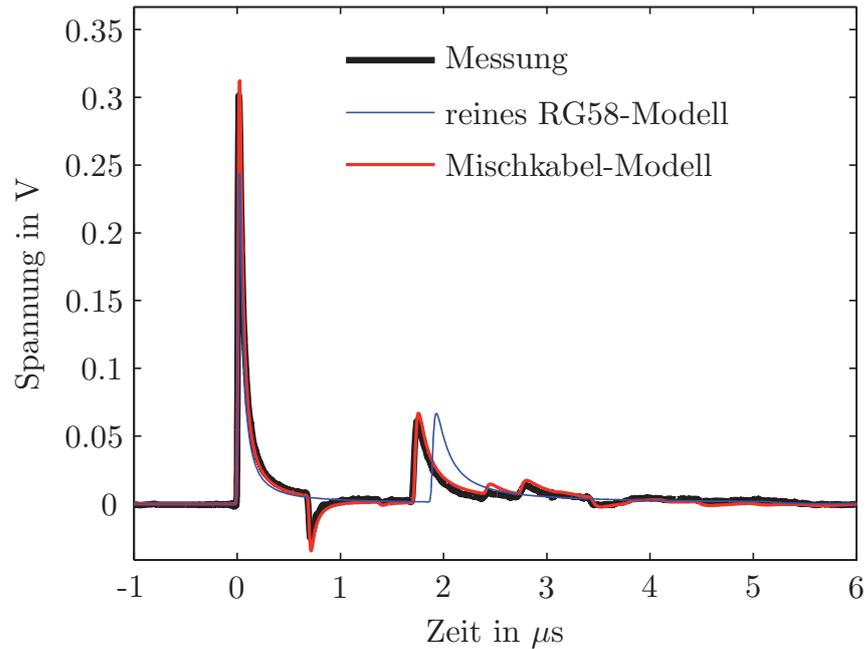


Abb. 6.1: Beispiel 1: Berücksichtigung von Mischkabelstrecken im Modell

und Abzweigungen modifizierten Modells eine sehr hohe Übereinstimmung zur Messung zu erkennen. Legt man ein reines RG58-Modell zu Grunde, kommt es auch hier zu Abweichungen, die eine genaue Ortung erschweren.

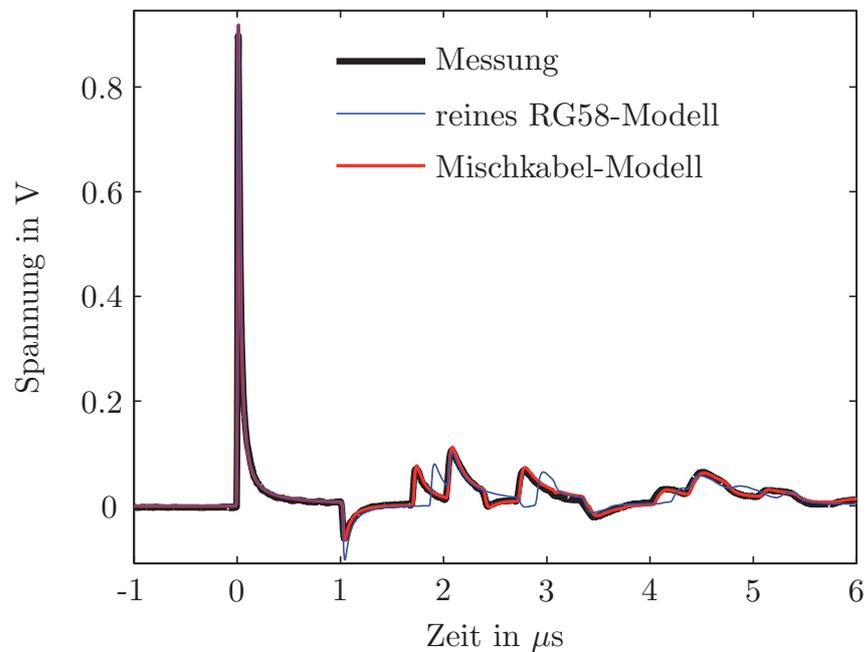


Abb. 6.2: Beispiel 2: Berücksichtigung von Mischkabelstrecken und Verzweigungen im Modell

Zusammenfassend lässt sich feststellen, dass sich das hier vorgestellte Modell durchaus eignet, auch komplexere Kabelanlagen, wie Mischkabelstrecken und verzweigte Strecken, zu untersuchen, sofern sich die TE im Hauptkabelsegment befindet, alle relevanten Parameter über die verlegten Kabel verfügbar sind, und die Übertragungsfunktion des Messsystems genau bekannt ist.

6.2 Simulative Untersuchungen an Koaxialkabeln

Um Einflüsse der Dämpfung und Dispersion sowie Überlagerungseffekte zu untersuchen, und um Reflektogramme mit genau bekanntem Impulsursprungsort zu erzeugen, wurde eine Modellkabelstrecke, bestehend aus einzelnen Koaxialkabelstücken (RG58 C/U), aufgebaut, deren Einzellängen l_1, l_2, \dots, l_N zuvor genau bestimmt wurden (s. Abb. 6.3). Mittels eines Impulsgenerators (TE-Kalibrator) können Impulse an Kupplungsstellen entlang der Modellkabelstrecke eingespeist und so künstliche Reflektogramme generiert werden. Die Gesamtlänge der Strecke beträgt $L = 529,4$ m, wobei die $N - 1$ Einspeisestellen so gewählt wurden, dass am Kabelanfang und -ende jeweils eine Pulseinspeisung in 1 m Schritten und dazwischen in 10 m Schritten möglich ist. Jedes so generierte Reflektogramm wird am Messende mittels eines Oszilloskops bei einer Abtastrate von 250 MS/s gemittelt aufgezeichnet (Averaging-Modus, 128-fach) und digital weiterverarbeitet. Je nach Art des Abschlusses am Messeingang des Oszilloskops treten Reflektionen am Messeingang auf.

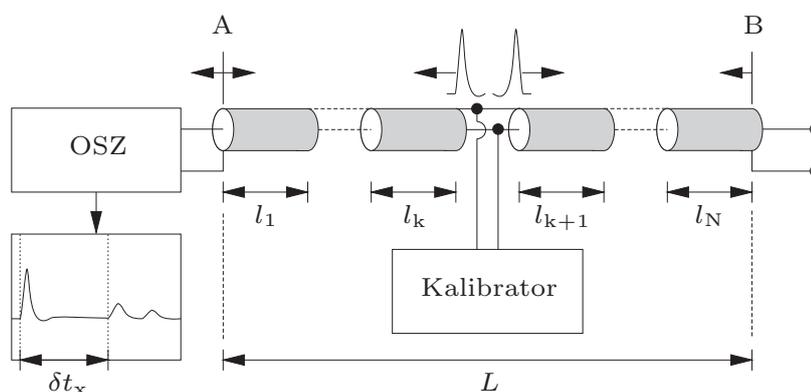


Abb. 6.3: RG58 Modellkabelstrecke

6.2.1 Qualifikation der Ortungsverfahren

Zur Qualifikation der Ortungsverfahren wurden die an der RG58-Strecke aufgezeichneten Reflektogramme ausgewertet. Es wurde ein 50Ω Abschluss am Messeingang gewählt. Somit treten bei den gemessenen künstlichen Reflektogrammen keine Überlagerungen nahe des Kabelendes A auf. Dagegen kommt es, aufgrund

des Leerlaufs an Stelle B , zur Superposition von direktem und indirektem Impuls bei Einspeisung im Blindlängenbereich nahe des Kabelendes B .

Nach der Identifikation des direkten und indirekten Impulses und der Bestimmung von deren Ankunftszeiten mittels der in Abschnitt 5.2 beschriebenen Algorithmen, kann unter Anwendung der Reflektometrie im Zeitbereich (Abschnitt 2.4.1) der Einspeiseort bestimmt werden. Der relative Ortungsfehler ergibt sich mit dem Wissen über die tatsächlichen Einspeiseorte aus

$$\epsilon_{\text{rel}} = \frac{x_{\text{lok}} - x_{\text{ist}}}{L} \cdot 100\%, \quad (6.1)$$

wobei L der Gesamtkabellänge, x_{lok} dem geschätzten und x_{ist} dem tatsächlichen Fehlerort entspricht.

In der Praxis ist bei der Kabel-TE-Ortung ein relativer Ortungsfehler $\epsilon_{\text{rel}} \leq \pm 1\%$ wünschenswert, um unnötige Erdarbeiten zur Freilegung der Kabelstrecke zu vermeiden.

In Abb. 6.4 ist der relative Ortungsfehler über dem Einspeiseort dargestellt. Hier ist ersichtlich, dass alle Ortungsverfahren sehr gut arbeiten und der Fehler deutlich unter der $\pm 1\%$ Grenze bleibt. Die Methoden PM und AK weisen nahe des Kabelendes B eine Erhöhung des Ortungsfehlers auf. Dies ist durch die dort entstehenden Impulsüberlagerungen erklärbar.

Um die Robustheit der Ortungsalgorithmen gegenüber Rauschen zu testen, wurde jedes Reflektogramm vor dem Ortungsprozess mit WGR mit definiertem Signal-zu-Rausch-Verhältnis überlagert. Das SNR in Dezibel ergibt sich aus

$$\text{SNR}[\text{dB}] = 10 \cdot \lg \frac{\text{mittlere Nutzsignalleistung}}{\text{mittlere Rauschsignalleistung}}. \quad (6.2)$$

Das aufgezeichnete „saubere“ Reflektogramm entspricht hierbei dem Nutzsignal.

Bei der Darstellung und Interpretation der Ortungsergebnisse bei verrauschten Reflektogrammen in den Abb. 6.5(a), 6.6(a) und 6.7(a) gilt es zu beachten:

- Die Ortungsalgorithmen AIC, PM, EC, SM und AK hängen von der vorherigen Identifikation des direkten und indirekten Impulspeaks ab. Um diese Impulspeaks wird jeweils ein Datenfenster gelegt, das den kompletten Impulsverlauf beinhaltet. Zur Minimierung des Einflusses der Bestimmung dieses Datenfensters werden die Fenster zur Ankunftszeitsuche anhand der originalen, „sauberen“ Reflektogramme fest vorgegeben.
- Um statistische Effekte mit zu berücksichtigen, wurde jedes Reflektogramm 100 Mal mit Rauschen des jeweiligen SNR überlagert, und der Mittelwert sowie die Standardabweichung an jeder Einspeisestelle berechnet. In den Dia-

grammen in Abb. 6.5 bis 6.10 ist der Mittelwert als dicke Linie und die Standardabweichung als dünne Linie dargestellt.

- Aufgrund der statistischen Natur des Rauschens in Kombination mit der vollständig automatisierten Reflektogrammauswertung können Ausreißer auftreten, die Mittelwert und Standardabweichung verfälschen. Solche Ausreißer wurden vor der Auswertung mittels eines statistischen Bewertungsmaßes [27] entfernt, welches auf der mittleren absoluten Abweichung vom Median aller für einen Einspeiseort erhaltenen relativen Ortungsfehler beruht.

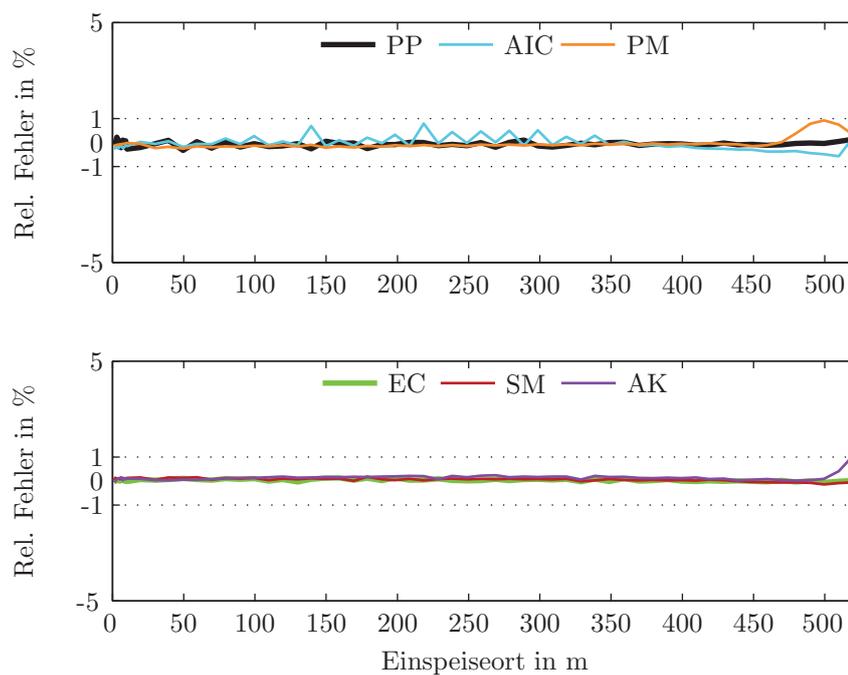


Abb. 6.4: Ortungsergebnisse bei Reflektogrammen ohne künstlich hinzugefügtes Rauschen

Folgende Beobachtungen und Ergebnisse lassen sich für die untersuchte 529,4 m lange Koaxialkabelstrecke aus Abb. 6.4 im Vergleich zu den Ortungsergebnissen verrauschter Reflektogramme (Abb. 6.5(a), 6.6(a) und 6.7(a)) ableiten:

- Bei den ursprünglich aufgezeichneten „sauberen“ Reflektogrammen ist mit allen Ortungsmethoden eine sehr gute Ortung mit einem Fehler $< 1\%$ möglich (s. Abb. 6.4). Ab der Einspeisestelle von ca. 523 m ist keine Ortung mehr möglich, da sich direkter und indirekter Impuls zu einem Gesamtimpuls überlagern (Blindlänge $\simeq 6$ m).
- Bei Hinzufügen von Rauschen mit einem $SNR = +5$ dB in Abb. 6.5(a) vergrößert sich die Standardabweichung der PP-Methode und damit der direkt abhängigen Verfahren SM und AK im Bereich bis zu etwa 100 m. Weiterhin gute Ergebnisse zeigen sich für die Methoden AIC, PM und EC.

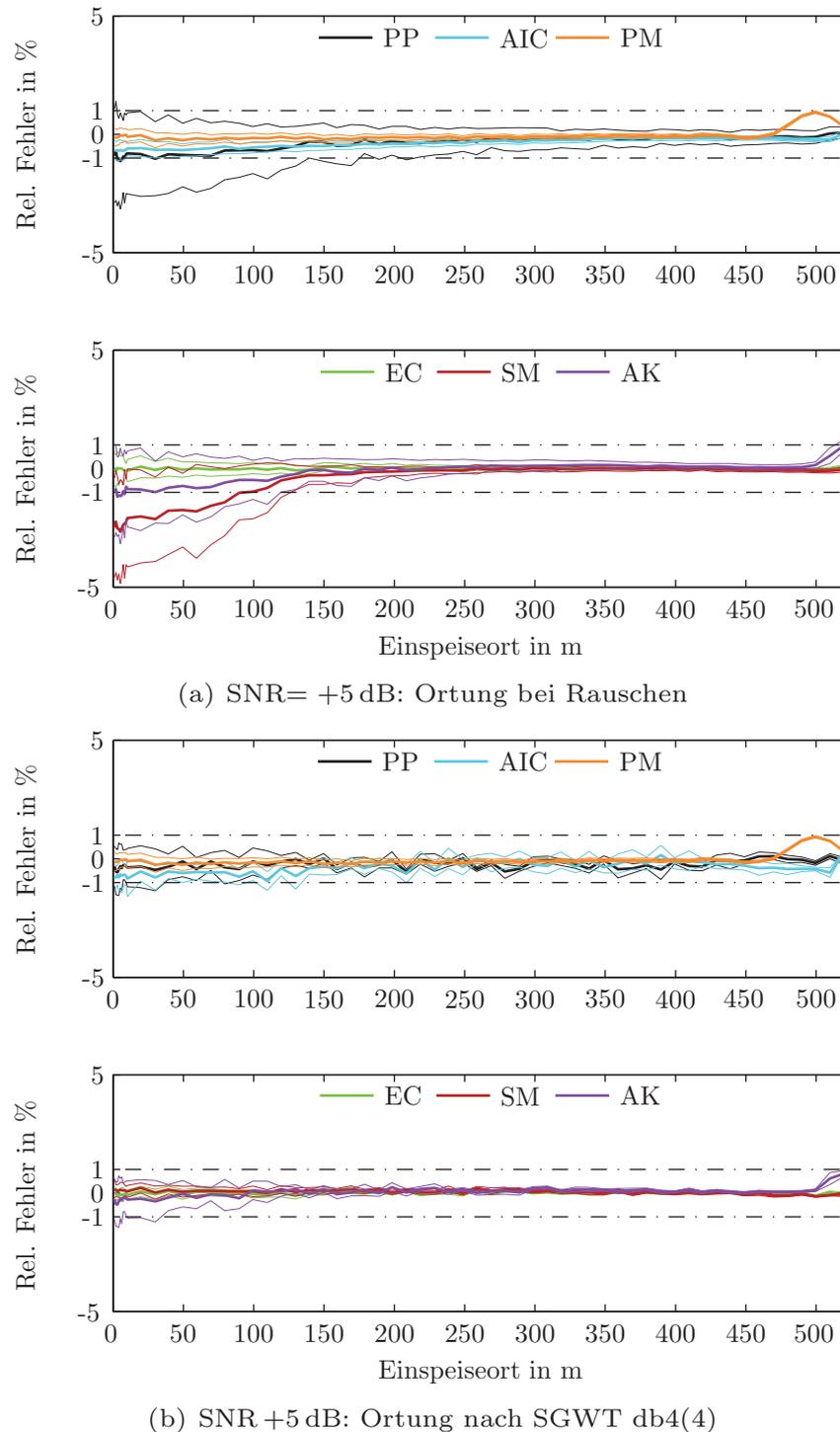


Abb. 6.5: De-noising und Ortung bei mit Rauschen überlagerten Reflektogrammen: SNR = +5 dB

- Bei weiterer Erniedrigung des SNR auf 0 dB in Abb. 6.6(a), und schließlich auf $SNR = -5$ dB in Abb. 6.7(a) vergrößert sich der Ortungsfehler insbesondere der Methoden PP, SM, EC und AK immer weiter, sodass in großen Bereichen kein zufriedenstellendes Ergebnis mehr erreichbar ist.

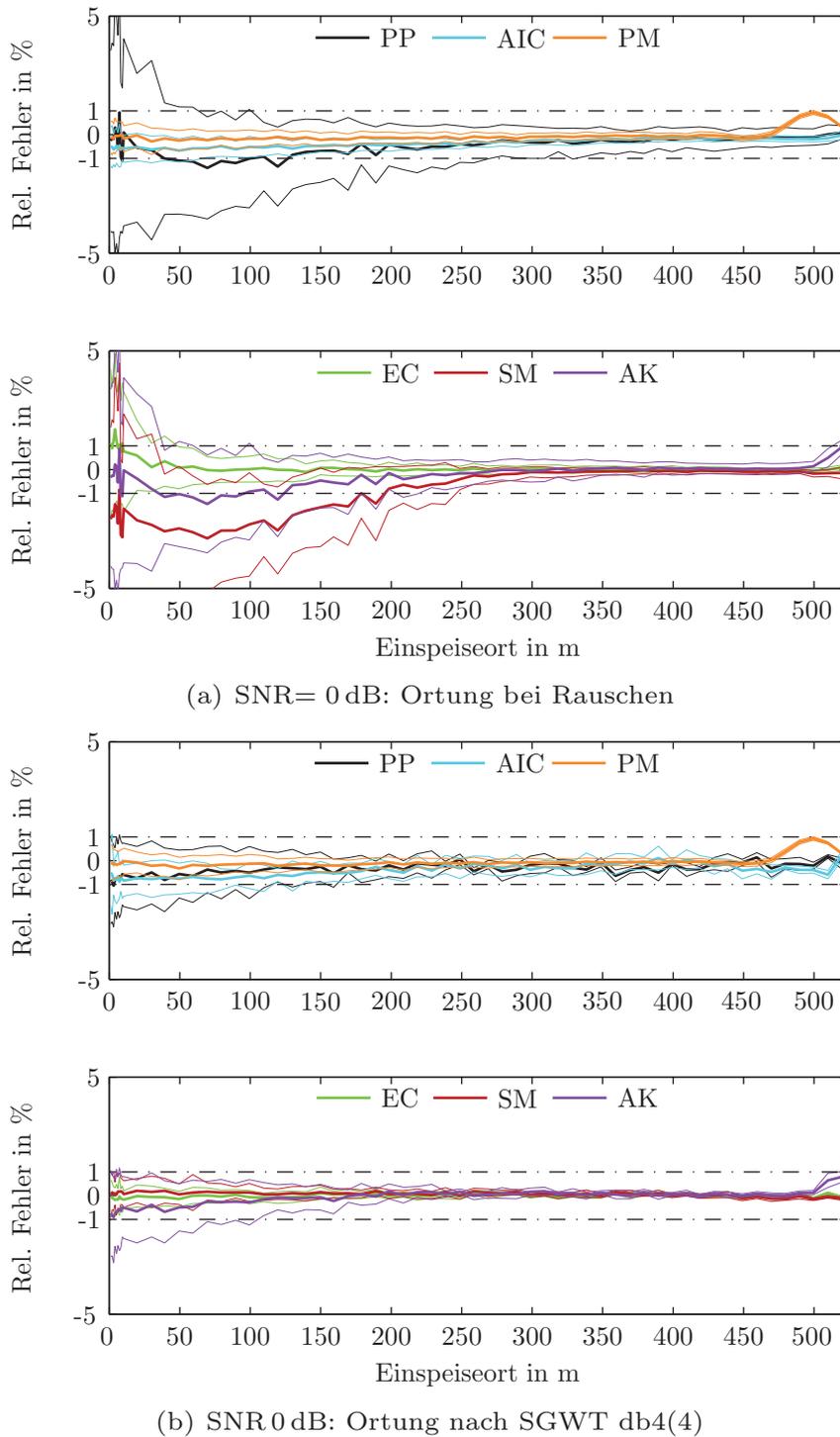


Abb. 6.6: De-noising und Ortung bei mit Rauschen überlagerten Reflektogrammen: SNR = 0 dB

6.2.2 Qualifikation der De-noising Verfahren

Die im vorangegangenen Abschnitt betrachteten, mit WGR überlagerten Reflektogramme, sollen nun vor der Ortung einem De-noising Prozess unterzogen werden.

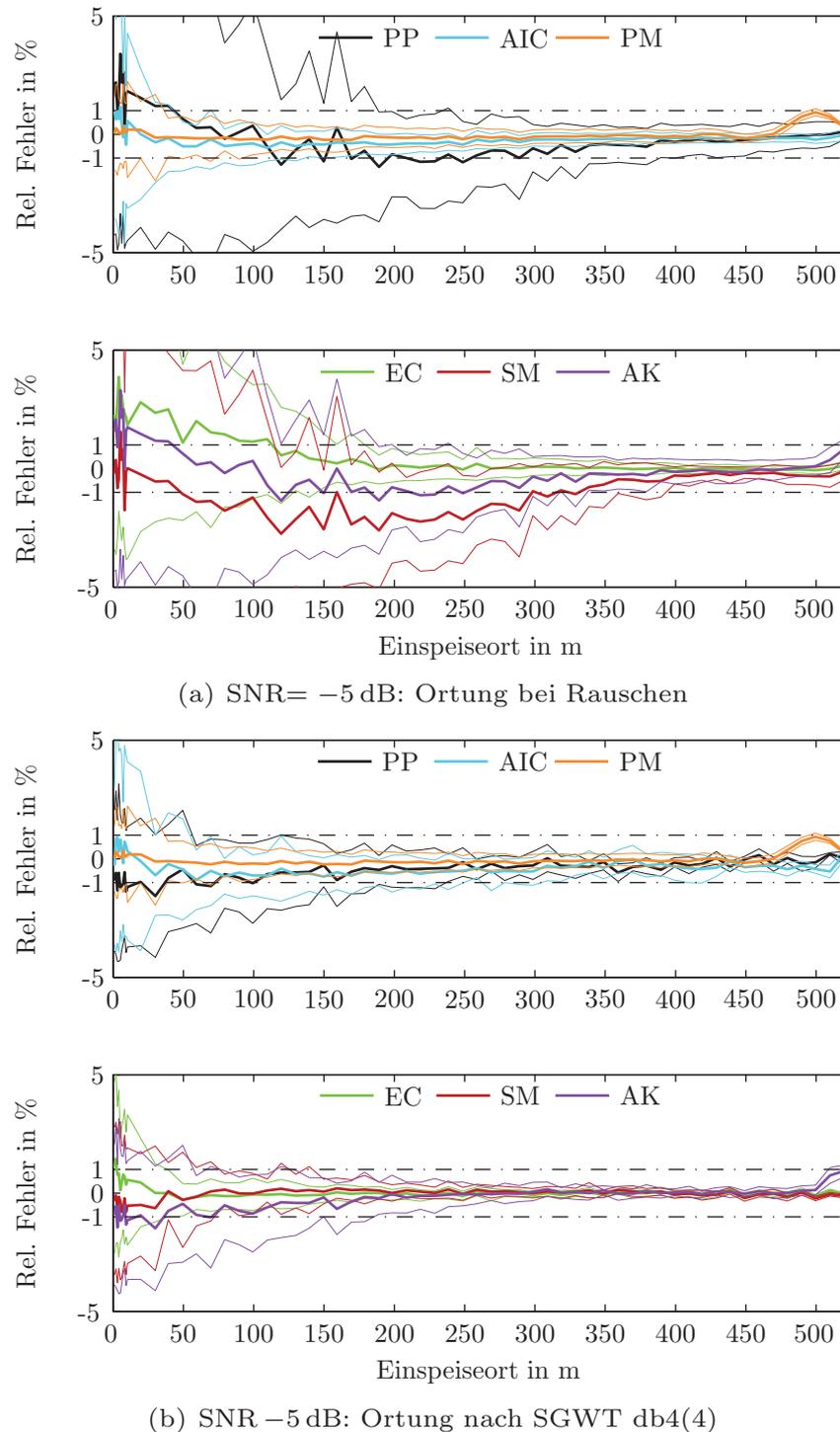


Abb. 6.7: De-noising und Ortung bei mit Rauschen überlagerten Reflektogrammen: SNR = -5 dB

Dies geschieht mit Hilfe der in Abschnitt 5.1 beschriebenen De-noising Verfahren. Die Untersuchung soll zeigen, inwiefern sich der kombinierte Einsatz von De-noising-Methoden und Ortungsalgorithmen auf das Ortungsergebnis auswirkt.

Auch hier wird jedem Originalreflektogramm $100\times$ Rauschen mit vorgegebenem SNR hinzugefügt. Nun wird jedes einzelne mit Rauschen überlagerte Reflektogram-



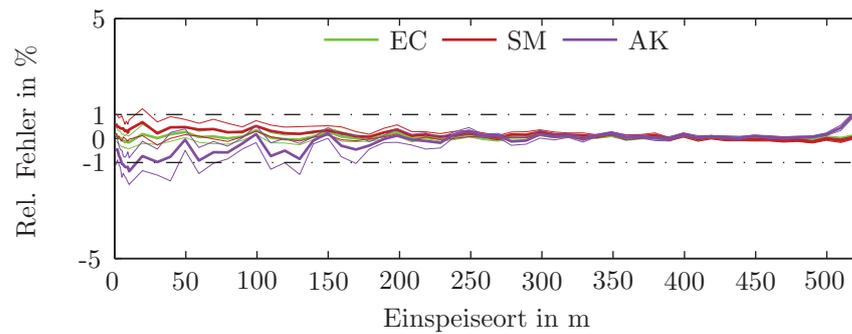
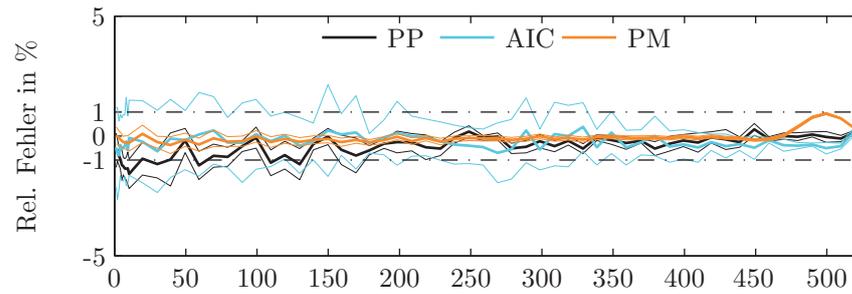
gramm mittels der *Diskreten Wavelet-Transformation* (DWT, s. Abschnitt 5.1.2.2), der *Wavelet-Transformation zweiter Generation* (SGWT, s. Abschnitt 5.1.2.3) sowie der *Empirischen Moden Dekomposition* (EMD, s. Abschnitt 5.1.3) entrauscht und dann dem Ortungsprozess übergeben.

Auch hier ist der Suchbereich für die zur Ortung notwendigen beiden Impulse fest vorgegeben; ebenso werden Ausreißer gemäß Abschnitt 6.2.1 entfernt.

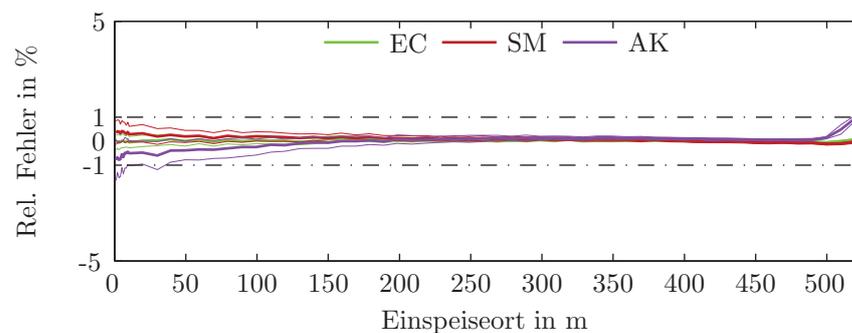
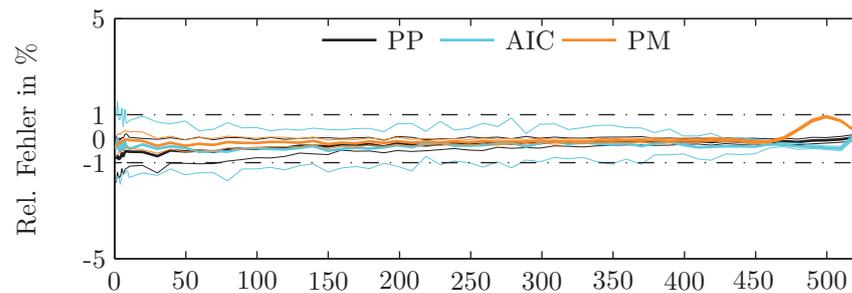
Folgende Beobachtungen und Ergebnisse lassen sich für die untersuchte 529,4 m lange Koaxialkabelstrecke aus den Diagrammen in Abb. 6.5 bis Abb. 6.10 ableiten:

- Alle drei De-noising Methoden verbessern das Ortungsergebnis der Verfahren PP, EC, SM und AK. Insbesondere die sich bei Einspeisung nahe des Kabelanfangs ergebenden kleinen Amplituden des indirekten Impulses können gut rekonstruiert werden. Dadurch verbessert sich die Ortungsgenauigkeit vor allem im Bereich bis zu 200 m.
- Das Ortungsergebnis der Verfahren AIC und PM kann durch den Einsatz der De-noising Algorithmen nicht verbessert werden. Hier tritt sogar eine Verschlechterung auf. Dieser Effekt lässt sich durch impulsartige Restfragmente und Schwingungen erklären, die durch die Modifikation der zerlegten Koeffizienten mittels WT und EMD entstehen können.
- Der Mittelwert weist beim SGWT- und EMD-De-noising weniger Schwankungen auf.
- Bei der Verarbeitung der Reflektogramme mittels EMD ist eine höhere Rechenzeit notwendig.
- Das beste Ergebnis konnte hier mit der SGWT-Methode (Daubechies 4, Level 4, Hard-Thresholding) und mit dem EMD-CIIT-De-noising erzielt werden. Diese Methoden sind sehr gut geeignet, Rauschen aus Signalen zu entfernen, ohne dass die anschließende Ortung mit robusten Ortungsverfahren, wie PP, SM, AK oder EC, zu stark beeinträchtigt wird.
- Die Ausreißerrate steigt mit dem Rauschgehalt des Reflektogramms, liegt aber bei allen Methoden unter 2,5 %.

Die grundsätzliche Eignung der Signalverarbeitungsverfahren für die Offline-Kabel-TE-Ortung wurde anhand dieser Untersuchungen gezeigt. In der Realität tritt ein deutlich komplexeres Störspektrum auf, das sich je nach Messumgebung dynamisch verändert. Durch die beschriebenen Verfahren stehen nun Möglichkeiten zur Verfügung, die automatisierte Auswertung der Daten individuell anzupassen.



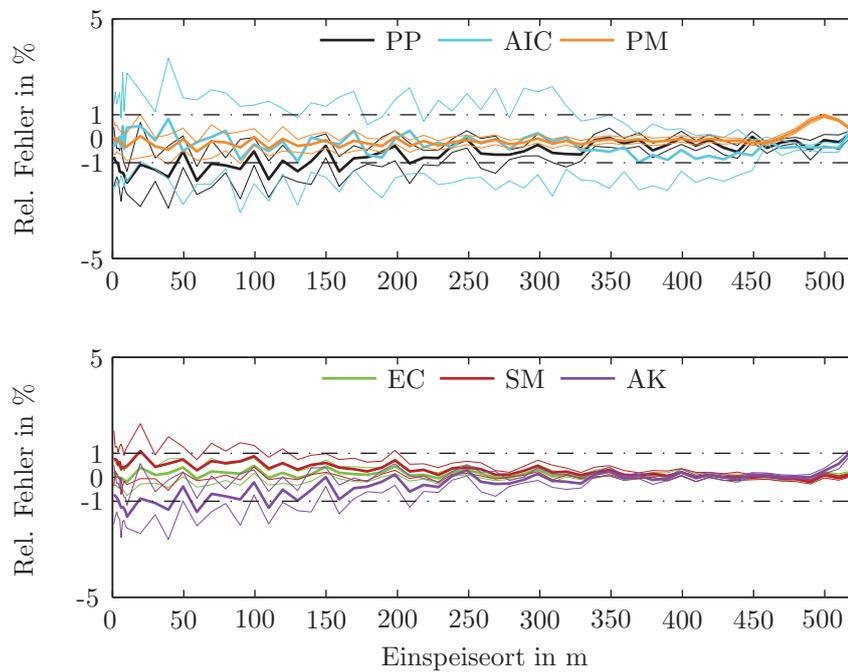
(a) SNR +5 dB: Ortung nach DWT db8(6)



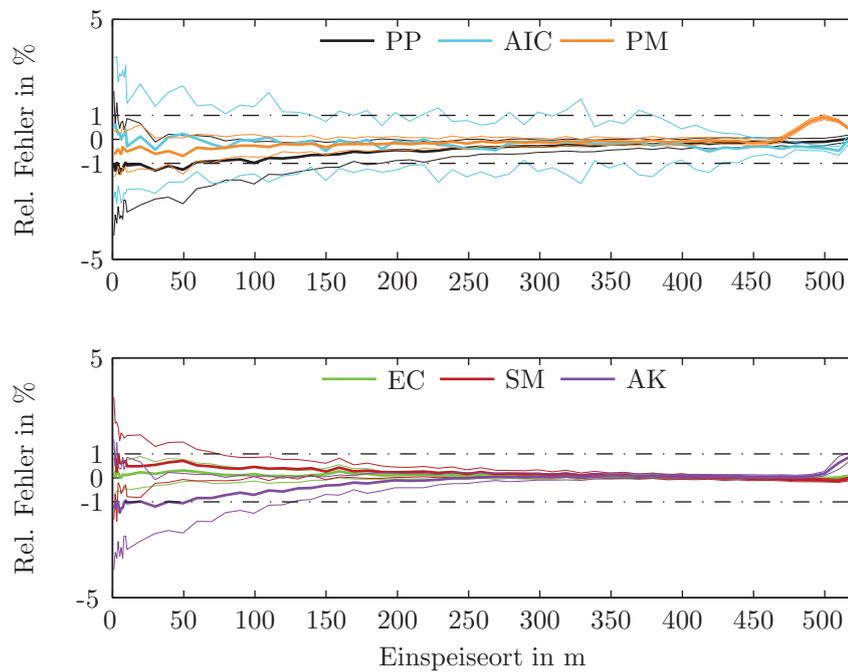
(b) SNR +5 dB: Ortung nach EMD-CIIT

Abb. 6.8: De-noising und Ortung bei mit Rauschen überlagerten Reflektogrammen: SNR = +5 dB

Um den negativen Effekt der Dispersion auf die Ortungsgenauigkeit zeigen zu können, sind weitere Untersuchungen an einem realen Energiekabel notwendig. Die Ergebnisse werden in Abschnitt 6.3 vorgestellt.



(a) SNR 0 dB: Ortung nach DWT db8(6)



(b) SNR 0 dB: Ortung nach EMD-CIIT

Abb. 6.9: De-noising und Ortung bei mit Rauschen überlagerten Reflektogrammen: SNR = 0 dB

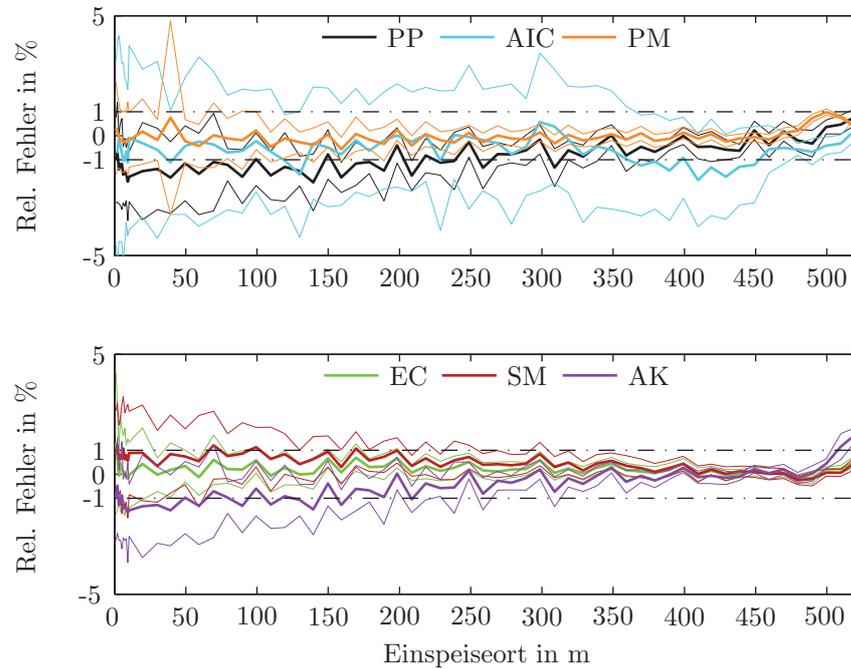
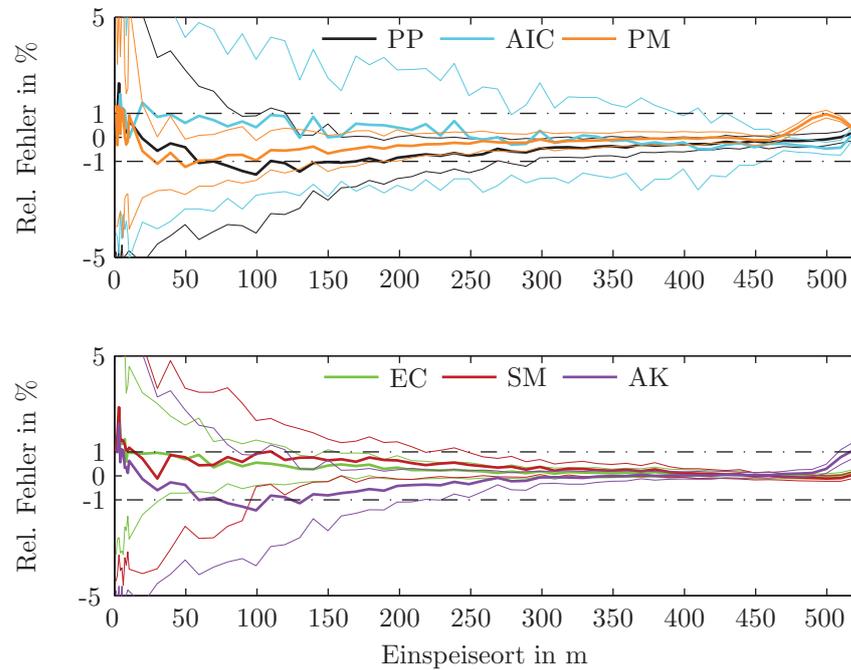
(a) SNR -5 dB: Ortung nach DWT db8(6)(b) SNR -5 dB: Ortung nach EMD-CIIT

Abb. 6.10: De-noising und Ortung bei mit Rauschen überlagerten Reflektogrammen: SNR = -5 dB



6.2.3 Kompensation der Dämpfung bei der Ladungsbestimmung

Bei der Bestimmung der Ladung eines Kabel-TE-Reflektogramms gibt es verschiedene Verfahren, die in Kapitel 2.5 beschrieben sind. Auch mittels des Kabel-TE-Modells ist bei korrekter Parametrierung eine Ladungsbestimmung möglich (s. Abschnitt 3.2.9). Somit stehen vier Ladungsbestimmungsmethoden zur Verfügung, die im Anschluss verglichen werden sollen:

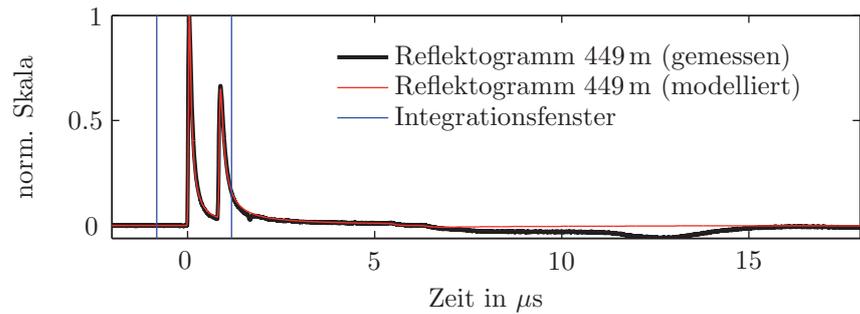
- Integration im Zeitbereich (Q_{Int}),
- Auswertung der Impulsamplituden (Q_{Ampl}),
- Integration im Frequenzbereich = Quasiintegration (Q_{Quasi}),
- Ladungsbestimmung mittels Kabel-TE-Modell (Q_{Modell}).

Um variable TE-Orte zu simulieren, wird ein 100 pC Impuls an verschiedenen Stellen entlang der Koaxialkabelstrecke eingespeist und am Kabelende A aufgezeichnet (mit abgeschlossenem Messeingang). Kabelende B ist offen. Die Integrationsgrenzen wurden statisch, etwa 500 Samples um den direkten Impuls, festgelegt (s. Abb. 6.11(a)). Abbildung 6.11(b) zeigt das Ergebnis, ohne Kompensation der Kabeldämpfung. Ähnlich wie bei der Erfassung eines Doppelimpulsdiagrammes (s. Abschnitt 2.5.1) kommt es bei nahe zueinander liegenden Impulsen zu einer fehlerhaften Ladungsanzeige im Blindlängenbereich. Insbesondere die integrierenden Verfahren zeigen ab etwa 420 m einen Anstieg der Ladungsanzeige auf. Nähert sich die TE dem Bereich in Richtung des fernen Kabelendes, so überlagern sich der indirekte und direkte Impuls immer weiter, bis sich die Ladungsanzeige schließlich verdoppelt. Dieses Phänomen wird durch Abb. 6.11(a) verdeutlicht.

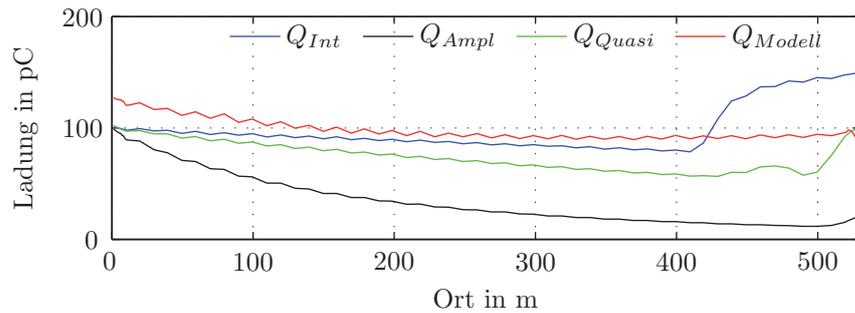
Durch die Dämpfung des Kabels wird die Ladungsbestimmung unterschiedlich beeinflusst. Während sich die Ladungsanzeige bis 420 m bei der Integration im Zeitbereich nur auf etwa 80 % verringert, können die Quasiintegration und die Auswertung der Amplituden der Forderung nach DIN EN 60885-3 [141], mindestens 70 % der tatsächlichen Ladung anzuzeigen, nicht genügen.

Wendet man nun die in Kapitel 2.5.2 beschriebene Dämpfungskompensation der Ladungsanzeige an, so erhält man das Ergebnis in Abb. 6.11(c). Bis auf den Bereich größer 420 m ist nun auch mit der Quasiintegration die korrekte Ladung messbar. Um die Überlagerungseffekte zu reduzieren, muss auf eine korrekte Wahl der Integrationsgrenzen geachtet werden. Diese können, bei nahe zueinander laufenden Impulsen, dynamisch angepasst werden. Somit würde sich auch der Überlagerungsfehler der Integrationsverfahren bei Fehlern nahe dem Kabelende verringern.

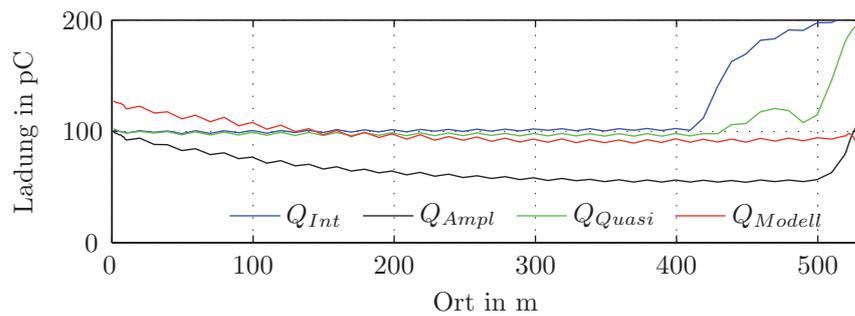
Die Kompensation der Amplitudenmethode reicht hier nicht aus, um die Forderung nach [141] zu erfüllen. Die Impulsamplitude wird durch die Dämpfung am stärksten beeinflusst. Da der für die Dämpfungskompensation notwendige Parameter α



(a) Reflektogramm mit ungünstigen Integrationsgrenzen



(b) Einfluss von Dämpfung und Überlagerungen auf Ladungsbestimmung



(c) Kompensation des Dämpfungseinflusses

Abb. 6.11: Vergleich verschiedener Methoden zur Ladungsbestimmung an einer RG58 Koaxialkabelstrecke: Einspeisung von 100 pC Impulsen an verschiedenen Orten

(Gl. 2.10) aus dem Kalibrationsreflektogramm bestimmt wird, sollte darauf geachtet werden, dass der dazu verwendete Kalibrierimpuls eine obere Grenzfrequenz im Bereich von Kabel-TE-Impulsen (< 10 MHz) besitzt.

Bis auf leichte Abweichungen im Bereich bis ca. 100 m kann die eingespeiste Ladung von 100 pC mit Hilfe des Modells über die gesamte Kabellänge mit einer hohen Genauigkeit bestimmt werden. Der Vorteil ist hier weiterhin, dass es nicht zu Ladungsverfälschungen im Blindlängenbereich kommt.

6.3 Untersuchungen an einer Energiekabelstrecke im Labor

Für die Untersuchung von Signalverarbeitungs- und Auswertelgorithmen, wie sie in dieser Arbeit vorgestellt werden, ist es zweckmäßig, eine örtlich genau bekannte TE-Quelle innerhalb einer realen Energiekabelstrecke zur Verfügung zu haben, um Messdaten für die TE-Auswertung und -Ortung zu generieren.

Um in der 422 m langen 20-kV-VPE-Teststrecke eine TE-Quelle an einer bekannten Position zu erzeugen, wurde die äußere Leitschicht mittels eines Messers auf einer Fläche von ca. 1 cm^2 lokal beschädigt. Dadurch sind im Bereich 12 bis 16 kV Teilentladungen messbar. Der Aufbau dieser Versuchsstrecke ist in Abschnitt 3.2.6.2 beschrieben und in Abb. 6.12 dargestellt.

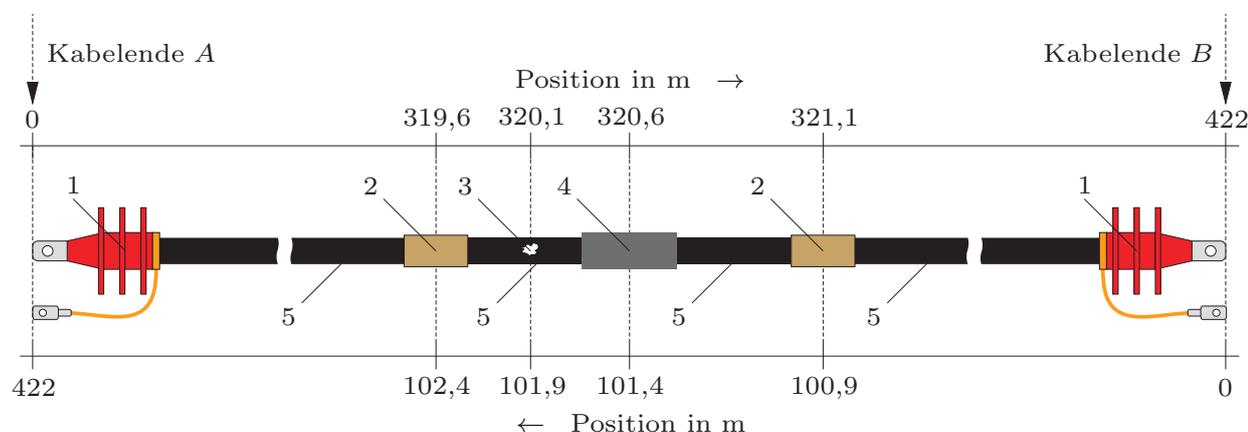


Abb. 6.12: Aufbau VPE-Teststrecke

- 1: Freiluftendverschluss
- 2: Steckbare Muffe
- 3: künstliche TE-Fehlstelle
- 4: Kaltschrumpfmuffe
- 5: VPE-Kabel N2XS(F)2Y 12/20 (24) kV, 1 x 150 RM/25

Mittels des im Rahmen dieser Arbeit aufgebauten geschirmten Offline-Kabel-TE-Messsystems (s. Kapitel 4) wurden Reflektogramme bei anliegender Hochspannung gemessen und für die Auswertung verfügbar gemacht. Durch wechselseitiges Auskoppeln der Signale an Kabelende A oder B lassen sich zwei Entfernungen zwischen TE-Quelle und Messeinrichtung realisieren. Die TE-Quelle befindet sich, je nach Auskopplungsort A oder B, entweder 101,9 m oder 320,1 m vom Messende entfernt.

6.3.1 Lokalisierung mittels TDR

Die Lokalisierung mittels Reflektometrie im Zeitbereich (TDR) ist in Abschnitt 2.4.1 beschrieben. Die in Kapitel 5 beschriebenen Verfahren werden in diesem Zusammenhang bedarfsgerecht zur Aufbereitung der Messdaten (De-noising) und zur

notwendigen Bestimmung der Impulsankunftszeiten im Rahmen der TDR eingesetzt.

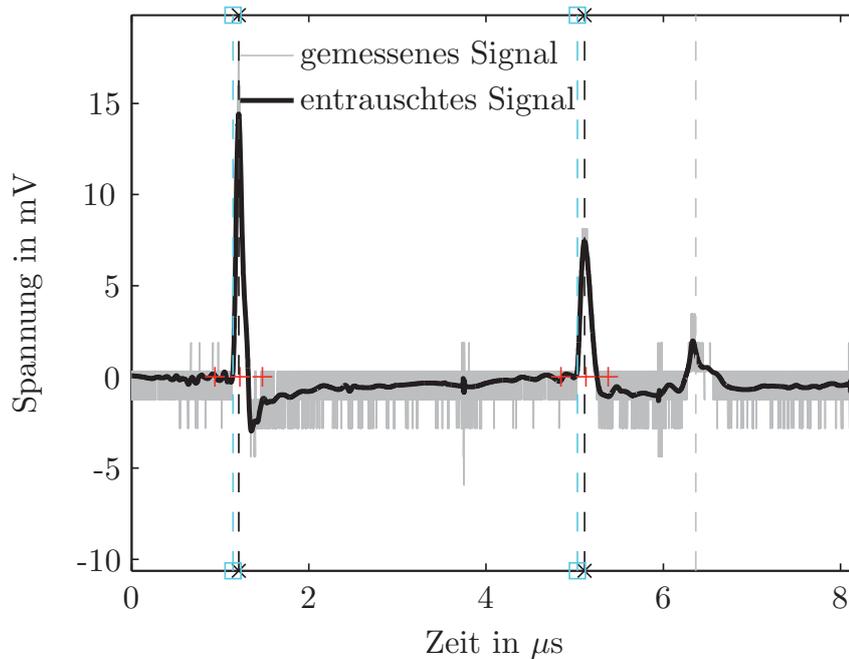
Die an der VPE-Energiekabelstrecke im ungeschirmten Labor aufgezeichneten TE-Einzelreflektogramme wurden zunächst ohne De-noising ausgewertet. Die TDR-Ortung erfolgte basierend auf der Bestimmung der Impulsankunftszeiten, und damit der Berechnung der Laufzeit zwischen dem direkten und indirekten Impuls, nach den in Abschnitt 5.2 beschriebenen Verfahren. In einem weiteren Schritt wurden die Reflektogramme vor der Bestimmung der Impulsankunftszeiten mit dem EMD-CIIT-De-noising Verfahren gemäß Abschnitt 5.1.3.7 verarbeitet. Anschauliche Beispiele für verrauschte und entrauschte Reflektogramme sind in Abb. 6.13 dargestellt.

Das hier verwendete EMD-Verfahren entfernt das Quantisierungsrauschen nahezu vollständig. Die roten Kreuze markieren das Datenfenster für die Ankunftszeitbestimmung (gestrichelte Linien, AIC und PP). Die Ladungsbestimmung erfolgte mittels der in Abschnitt 2.5 beschriebenen dämpfungskompensierten Quasiintegration.

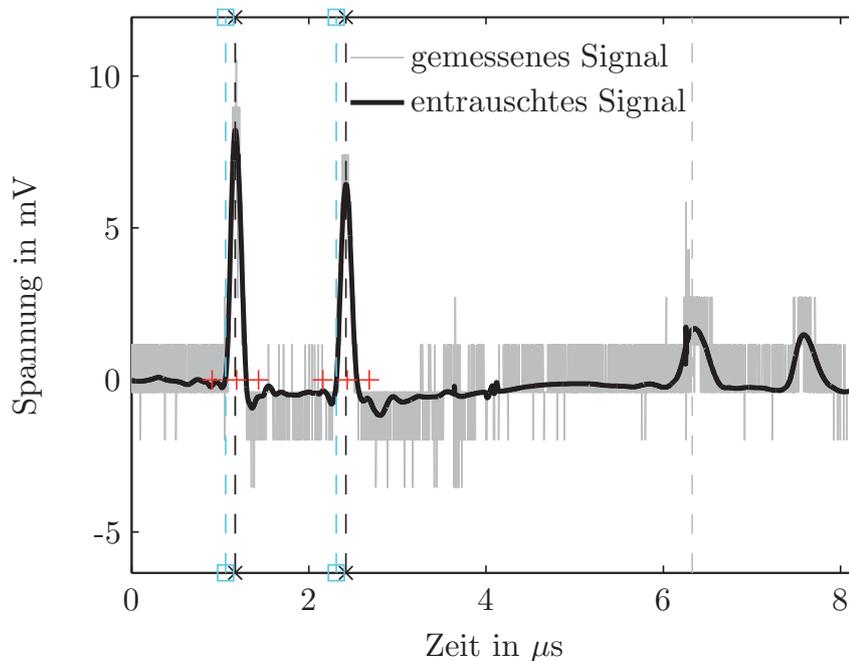
Die Ortungsergebnisse für die beiden TE-Quellen ohne und mit De-noising der Reflektogramme sind in Abb. 6.14 und Abb. 6.15 im Bereich $\pm 1\%$ um den Fehlerort dargestellt. Die künstlich generierte Fehlerstelle ist jeweils als gestrichelte rote Linie in den Diagrammen erkennbar. Eine tabellarische Aufstellung der Ergebnisse findet sich in Tab. 6.1. Hierbei ergeben sich folgende Beobachtungen und Schlussfolgerungen:

- Alle Ortungsverfahren liefern die hier verfügbaren beiden TE-Fehlerorte mit einem mittleren relativen Ortungsfehler von maximal etwa 0,6 % der Kabellänge.
- Die Verfahren PM, AIC und PP streuen stärker als die anderen Methoden.
- Das Autokorrelationsverfahren (AK) besitzt bei den verrauschten Daten die kleinste Standardabweichung.
- Die Anwendung des EMD-CIIT-Verfahrens zur Unterdrückung von Rauschen zeigt insbesondere bei der PP-Ortung Wirkung. Hier wird sowohl die Streuung, als auch der Ortungsfehler deutlich reduziert.
- Die Fehlortungsrate wird durch den Einsatz des EMD-De-noising bei allen TDR-Ortungsverfahren verringert.
- Der Ortungsfehler ist bei der weiter vom Messende entfernten TE geringer, da der Einfluss durch die Dispersion geringer ist.

- Durch die Dispersion der Signale auf dem Kabel kommt es bei der Ortung von TE nahe dem Messende zu Ortungsfehlern, falls die Ortung über den Maximalwert der Impulse geschieht (z. B. PP und AK). Die auf den Impulsfußpunkt spezialisierten robusten Verfahren EC und SM weisen hier eine höhere Ortungsgenauigkeit auf, wie in Abb. 6.14 zu sehen ist.



(a) TE-Quelle an Position 101,9 m



(b) TE-Quelle an Position 320,1 m

Abb. 6.13: Beispiele für typische Reflektogramme der VPE-Energiekabelstrecke

	PM	EC	AIC	SM	AK	PP
<i>TE @ 101,9 m, ohne De-noising</i>						
Mittelwert	104.44 m	102.11 m	102.13 m	101.96 m	102.58 m	103.24 m
StAbw	0.60 m	0.39 m	0.61 m	0.38 m	0.11 m	0.67 m
Anzahl Ortungen	480	483	461	480	484	483
Fehlortungsrate	2.44 %	1.83 %	6.30 %	2.44 %	1.63 %	1.83 %
rel. Ortungsfehler	0.60 %	0.05 %	0.06 %	0.02 %	0.16 %	0.32 %
<i>TE @ 101,9 m, mit De-noising</i>						
Mittelwert	104.48 m	101.93 m	102.63 m	101.94 m	102.57 m	102.69 m
StAbw	0.67 m	0.34 m	0.60 m	0.35 m	0.13 m	0.33 m
Anzahl Ortungen	495	494	497	494	496	495
Fehlortungsrate	0.60 %	0.80 %	0.20 %	0.80 %	0.40 %	0.60 %
rel. Ortungsfehler	0.61 %	0.01 %	0.17 %	0.01 %	0.16 %	0.19 %
<i>TE @ 320,1 m, ohne De-noising</i>						
Mittelwert	320.49 m	320.06 m	320.12 m	320.28 m	320.18 m	320.39 m
StAbw	0.39 m	0.31 m	0.69 m	0.53 m	0.32 m	0.80 m
Anzahl Ortungen	391	391	384	391	391	391
Fehlortungsrate	0.26 %	0.26 %	2.04 %	0.26 %	0.26 %	0.26 %
rel. Ortungsfehler	0.09 %	-0.01 %	0.01 %	0.04 %	0.02 %	0.07 %
<i>TE @ 320,1 m, mit De-noising</i>						
Mittelwert	320.64 m	319.98 m	320.94 m	320.23 m	320.40 m	320.07 m
StAbw	0.35 m	0.14 m	0.64 m	0.15 m	0.13 m	0.31 m
Anzahl Ortungen	390	390	390	390	391	390
Fehlortungsrate	0.26 %	0.26 %	0.26 %	0.26 %	0.00 %	0.26 %
rel. Ortungsfehler	0.13 %	-0.03 %	0.20 %	0.03 %	0.07 %	-0.01 %

Tab. 6.1: Statistische Auswertung der Ortungsergebnisse (TDR) an einem 422 m VPE-Kabel

- Obwohl das AIC-Verfahren noch näher an den Fußpunkt kommt, konnte keine Verbesserung der Ergebnisse erreicht werden, da das Verfahren sehr empfindlich auf Unregelmäßigkeiten und Störer im Bereich des Impulsfußpunkts reagiert. Die dadurch vergrößerte Streuung konnte durch das EMD-Verfahren nur unwesentlich verringert werden.
- Die Phasenmethode (PM) schneidet im Vergleich zu den anderen Methoden bei dieser Auswertung am schlechtesten ab. Dies könnte auf das relativ eng bemessene Datenfenster zurückzuführen sein, in dem die Verfahren die Ankunftszeiten der Impulse bestimmen. Weiterhin wird das PM-Verfahren durch die bei der Aufzeichnung verwendete hohe Abtastrate von 1 GS/s ungenauer, da die Frequenzauflösung im analysierten Frequenzfenster zu groß ist.

Mit den Untersuchungen an der VPE-Kabelstrecke im Labor konnte die Empirische Moden Dekomposition (EMD) erstmals an Kabel-TE-Reflektogrammen erfolgreich zur Rauschunterdrückung eingesetzt werden. Die Ergebnisse zeigen eine dadurch erreichte Erhöhung der Genauigkeit der Ortung.

Weiterhin wurde gezeigt, dass der Einsatz von Algorithmen zur automatischen Fußpunktbestimmung, abhängig vom TE-Ursprungsort, eine höhere Ortungsgenauigkeit ergibt. Dieser Effekt kann bei längeren Kabelstrecken und bei papierisolierten Kabeln aufgrund der höheren Dispersion deutlich ausgeprägter ausfallen.

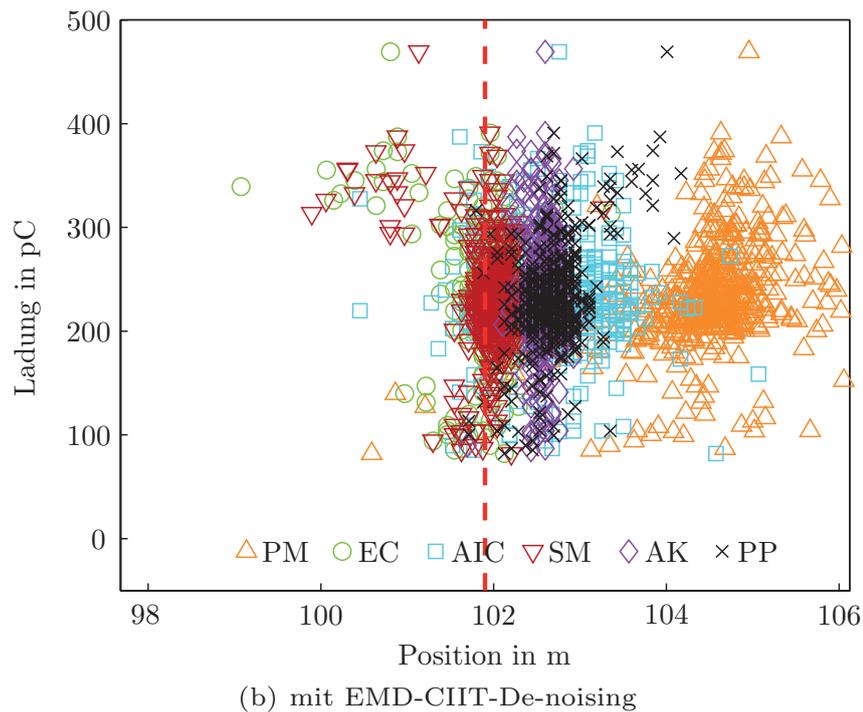
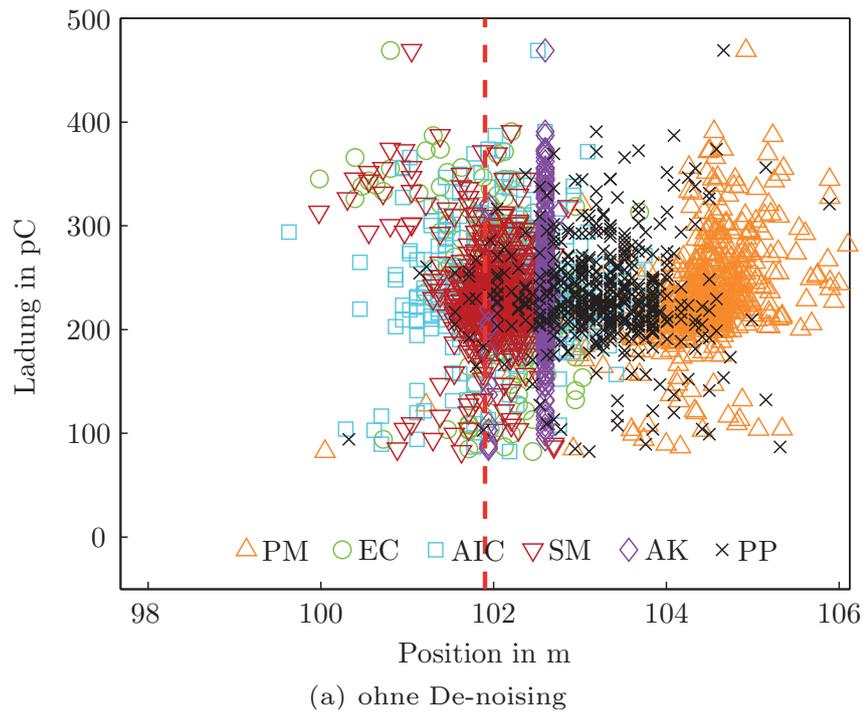


Abb. 6.14: TDR Ortungsergebnisse eines 422 m VPE-Kabels: TE-Quelle bei 101,9 m

PM: Phasenmethode
 EC: Energiekriterium
 AIC: Akaike Informations Kriterium
 SM: Schwellwertmethode
 AK: Autokorrelationsmethode
 PP: Peak Detektion

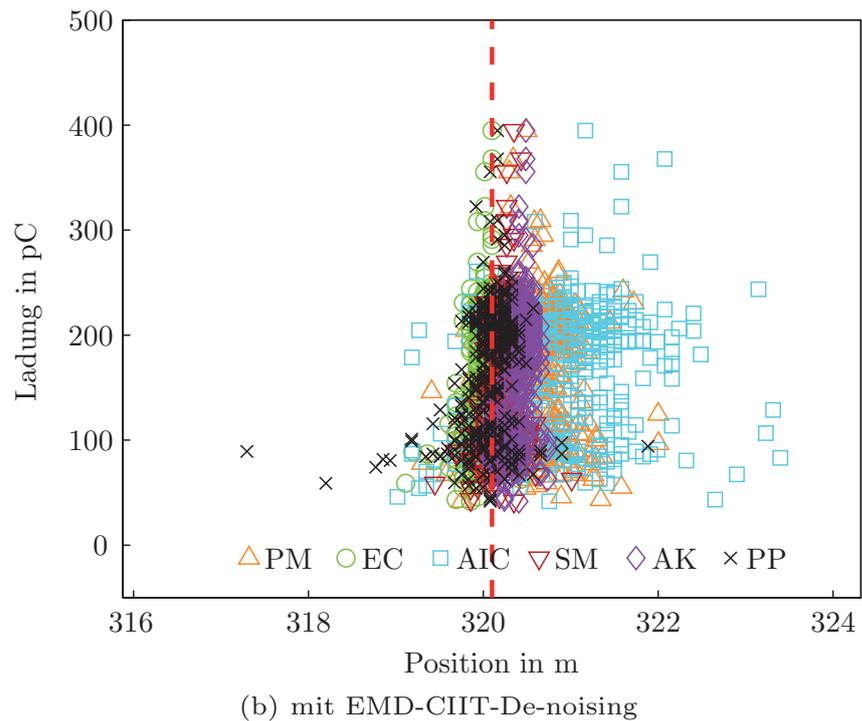
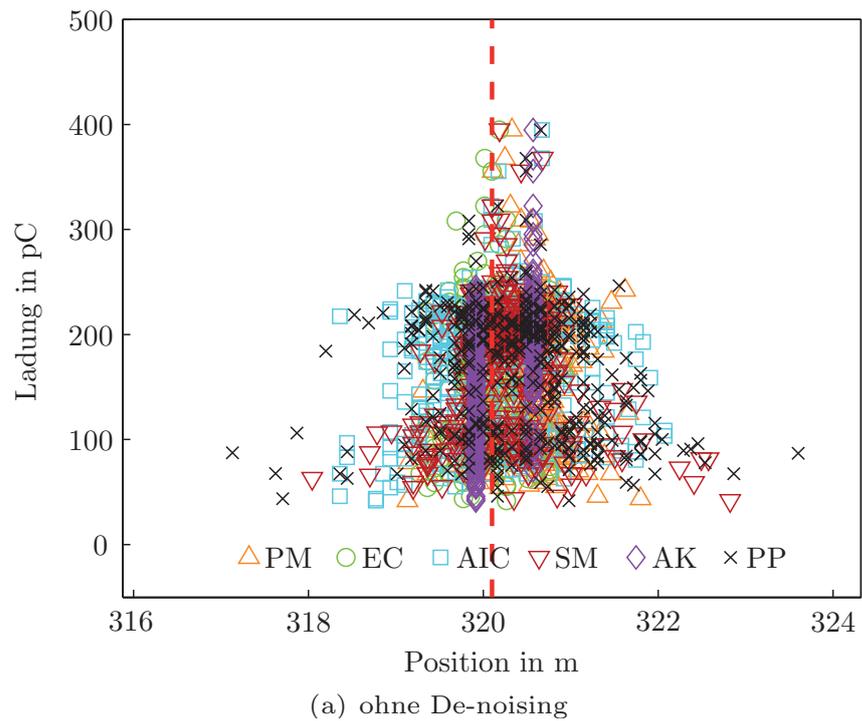


Abb. 6.15: TDR Ortungsergebnisse eines 422 m VPE-Kabels: TE-Quelle bei 320,1 m
 PM: Phasenmethode
 EC: Energiekriterium
 AIC: Akaike Informations Kriterium
 SM: Schwellwertmethode
 AK: Autokorrelationsmethode
 PP: Peak Detektion



	FM	KK
<i>TE @ 101,9 m</i>		
Mittelwert	101.44 m	101.74 m
StAbw	0.45 m	0.34 m
Anzahl Ortungen	458	486
Fehlortungsrate	8.58 %	2.80 %
rel. Ortungsfehler	-0.11 %	-0.04 %
<i>TE @ 320,1 m</i>		
Mittelwert	319.35 m	319.94 m
StAbw	0.35 m	0.19 m
Anzahl Ortungen	390	390
Fehlortungsrate	0.26 %	0.00 %
rel. Ortungsfehler	-0.18 %	-0.04 %

Tab. 6.2: Statistische Auswertung der Ortungsergebnisse (modellbasierte Ortung) an einem 422 m VPE-Kabel

Nicht alle im Rahmen der Theorie und bei Simulationen viel versprechenden Verfahren zur Ankunftszeitbestimmung sind für den praktischen Einsatz geeignet. So konnte das Akaike Informationskriterium (AIC) und die Phasenmethode (PM) im Rahmen dieser Betrachtung keine Verbesserung liefern.

Durch die automatisierte Auswertung ist eine schnelle und objektive Verarbeitung der Reflektogramme möglich. So kann auch ein umfangreicher Datensatz innerhalb weniger Minuten ausgewertet werden.

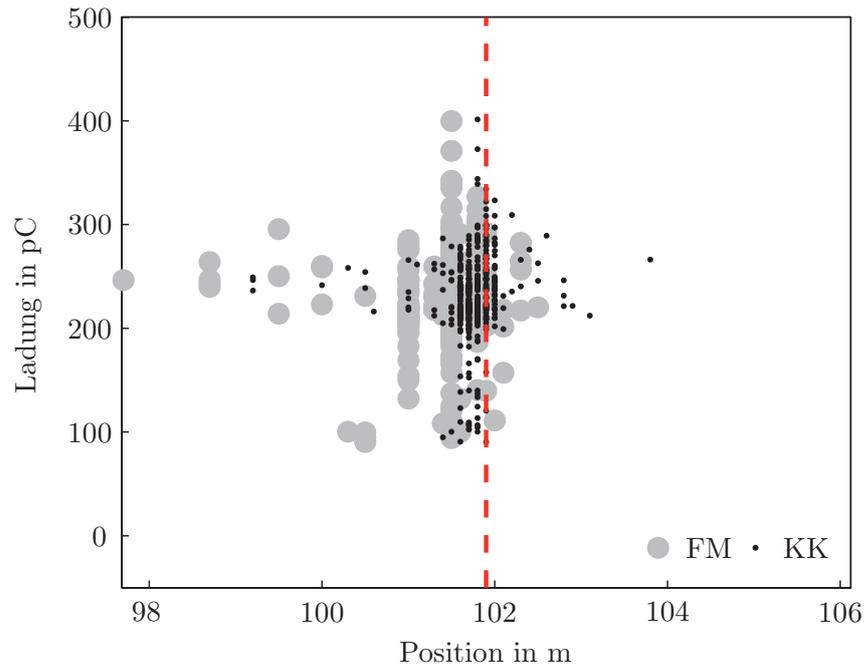
6.3.2 Lokalisierung mittels modellbasierter Ortung

Um das Kabel-TE-Modell im praktischen Einsatz zu testen, wurden die an der VPE-Kabelstrecke aufgezeichneten Reflektogramme mit den Verfahren der modellbasierten Ortung untersucht.

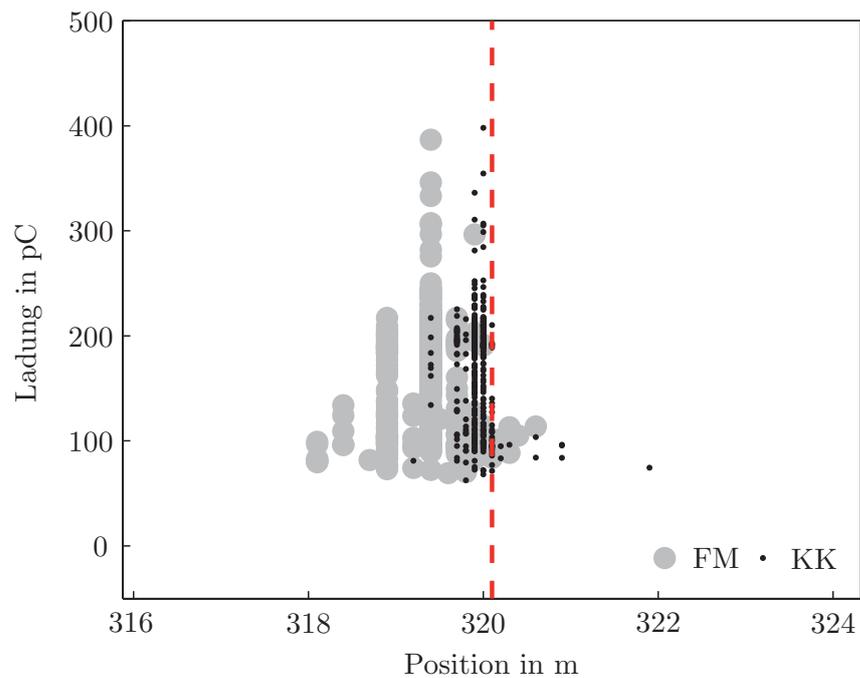
In Abschnitt 3.2.9 wurde die Verifikation des Modells für die im Labor untersuchte VPE-Kabelstrecke durchgeführt. Beispielhafte gemessene Reflektogramme sind zusammen mit den entsprechenden Modellreflektogrammen in Abb. 3.10 mit guter Übereinstimmung dargestellt.

Die Parametrierung des Modells erfordert eine genaue Kenntnis der zu untersuchenden Kabelstrecke. Dies ist bei der VPE-Laborkabelstrecke durch die genaue Kenntnis der Kabelgeometrie und Materialeigenschaften gegeben.

Die modellbasierte Ortung ist in Abschnitt 3.3 beschrieben. Im Rahmen dieser Arbeit wurde das Flächendifferenzverfahren (s. Abschnitt 3.3.2) mit dem Kreuzkorrelationsverfahren (s. Abschnitt 3.3.3) zur Ähnlichkeitsanalyse von Mess- und Modellreflektogramm verglichen. Abb. 6.16 zeigt die resultierenden Ortungskarten für die beiden Verfahren im Nahbereich der TE-Quellen, die mittels der Energiekabelstrecke im Labor erzeugt wurden. Die Modellierung wurde bei der feinsten Diskretisierungsstufe mit einer Auflösung von 10 cm durchgeführt. Die gestrichelte Linie markiert jeweils die tatsächliche Position der TE-Quelle.



(a) TE-Quelle bei 101,9 m



(b) TE-Quelle bei 320,1 m

Abb. 6.16: Ergebnisse der modellbasierten Ortung an einem 422 m VPE-Kabel
 FM: modellbasierte Ortung - Flächenmethode
 KK: modellbasierte Ortung - Kreuzkorrelationsmethode

Beide Methoden liefern sehr gute Ergebnisse mit einem relativen Ortungsfehler im Bereich $\leq \pm 0,2\%$ der Kabellänge, wobei das FM-Verfahren eine höhere Fehlerrate und eine höhere Standardabweichung als die KK-Ortung aufweist.



Somit wurde die Eignung des Kabel-TE-Modells auch im Rahmen der modellbasierten Ortung erwiesen.

6.4 Auswertung von TE-Messungen an realen Strecken

Im Rahmen dieser Arbeit standen Messdaten zur Verfügung, die im Vorfeld durch ein kommerzielles Offline-Kabel-TE-Messsystem an realen Energiekabelstrecken aufgezeichnet wurden (*LDIC RESO* Messwagen). Dieses Messsystem enthält eine mobile Spannungsquelle, die im Resonanzbetrieb im Bereich der Betriebsfrequenz der Kabelanlage gefahren wird. Die Auskopplung der Signale erfolgt mittels einer ungeschirmten kapazitiven Ankoppeleinheit. Ein angeschlossener Messrechner digitalisiert die Messdaten und zeichnet sie über eine vollständige Prüfspannungsperiode auf. Die Aufzeichnung dieser Messdatensätze erfolgte mit einer Vertikalauflösung von 14 Bit und einer Abtastrate ≥ 100 MS/s.

Somit standen im Rahmen dieser Arbeit Messdaten realer Energiekabelstrecken zur Verfügung, an denen die vorgestellten Verfahren getestet werden konnten.

6.4.1 Automatisierte Verarbeitung von Kabel-TE Messdaten

Die Auswertung von Messdatensätzen erfolgte mit einer im Rahmen dieser Arbeit entwickelten, auf MATLAB[®] basierenden Software *CAPADITO* (*Cable Partial Discharge Toolbox*). Hiermit ist es möglich, aufgezeichnete Reflektogramme mit Hilfe der in Kapitel 5 beschriebenen Verfahren zu analysieren und zu orten. Abb. 6.17 zeigt die typischen Auswertefenster bei Verwendung der graphischen Bedienoberfläche des Programms.

6.4.1.1 Kalibration

Zunächst wird ein Kalibrationsmessdatensatz geladen. Da das Kalibriersignal repetierend in den Kabelprüfling eingespeist wurde, kann hier eine Mittelwertbildung zur Störunterdrückung eingesetzt werden. Anschließend wird die Kabellaufzeit bestimmt und die Dämpfungskurve analog zu Abschnitt 2.5.2 berechnet. Die Dämpfungskurve wird später einerseits benutzt, um die Zugehörigkeit von Impulsen zu einem Reflektogramm zu bestimmen, und andererseits, um die Dämpfung bei der Ladungsbestimmung zu berücksichtigen. Ein Kalibrationsreflektogramm samt eingezeichneten Muffenpositionen und Dämpfungskurve ist in Abb. 6.17 (links unten) zu sehen.

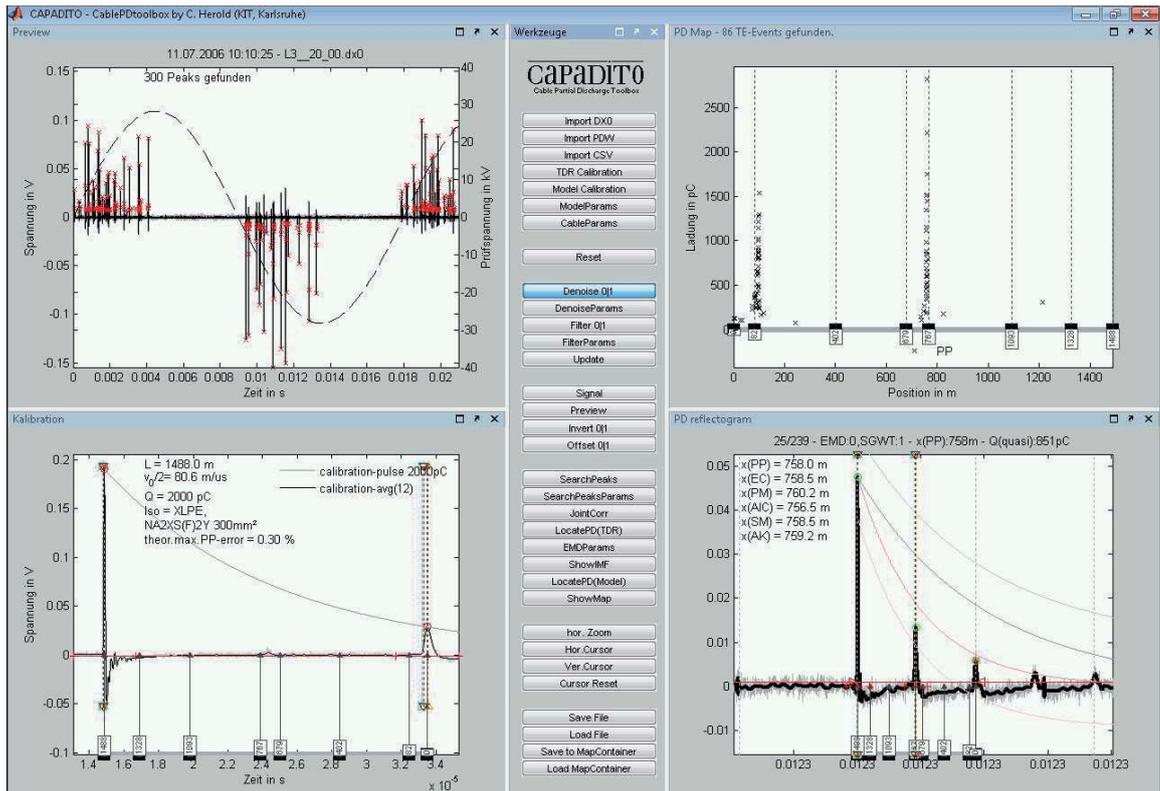


Abb. 6.17: CAPADITO - Auswertung eines aufgezeichneten Messdatensatzes

6.4.1.2 Vorverarbeitung Messdatensatz

Nach der Kalibration des Systems wird ein Messdatensatz geladen, Abb. 6.17 (links oben). Neben den Messdaten ist der Verlauf der Prüfspannung (hier etwa 55 Hz bei 20 kV) dargestellt. Bei Bedarf kann ein Entrauschungsverfahren auf das Messsignal angewendet werden - hierzu eignen sich vor allem die Wavelet-basierten Verfahren *WT* oder *SGWT* (Kapitel 5.1.2), da sie bei großen Datenmengen schneller arbeiten. Ein weiteres Beispiel für ein solches De-noising ist in Abb. 6.18 dargestellt. Außerdem gibt es die Möglichkeit durch Vergrößerung des Faktors K aus Gl. (5.26), eventuell verbliebene Fragmente aus den Detailkoeffizienten zu entfernen, was das Ergebnis noch mehr glättet, und die initiale Suche nach TE-Peaks im umfangreichen Messdatensatz erleichtert. Erfahrungsgemäß eignet sich für diesen Zweck das Daubechies 8 Wavelet mit einer Zerlegungstiefe von 6 in Kombination mit einem Faktor $K = 11$.

6.4.1.3 Identifikation und Ortung von Reflektogrammen

Treten am Kabelprüfling TE auf, so enthält der Messdatensatz Reflektogramme. Ob die Suche nach Reflektogrammen erfolgreich ist, hängt maßgeblich von der TE-Intensität und vom Grundstörpegel ab. Letzterer kann je nach Messort (Wohnge-

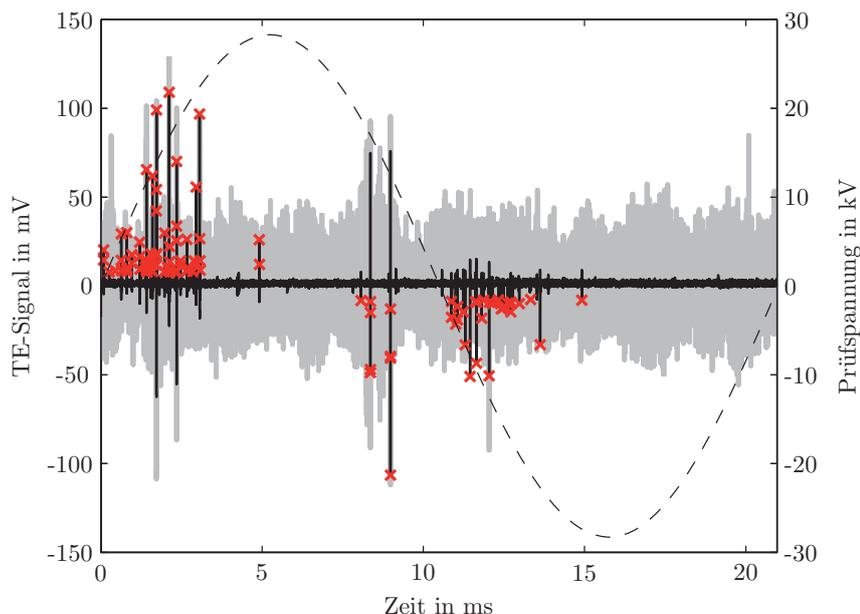


Abb. 6.18: De-noising mittels SGWT (db8, Level 6) mit anschließender Peaksuche

biet, Industrieanlage, Straßenbahn, usw.) mehr oder weniger stark ausgeprägt sein. Nicht selten übersteigt der Grundstörpegel einige 100 pC, was die Identifikation von Reflektogrammen erschwert. Das Finden der Reflektogramme innerhalb des Messdatensatzes ist entscheidend, damit überhaupt eine Ortung der TE stattfinden kann.

Erste Voraussetzung ist, dass der direkte Impuls den Störpegel übersteigt und aufgrund der Dispersion eine Mindestbreite von einigen 10 ns besitzt. Nun wird eine Peaksuche durchgeführt, die, abhängig von der Phasenlage des jeweiligen Maximums, eine gewisse Anzahl von Extremstellen aus dem Messdatensatz extrahiert. Dies geschieht durch schrittweise Absenkung eines Schwellwerts, bis die gewünschte Maximalanzahl von Peaks mit der vorgegebenen Mindestbreite gefunden ist. Die gefundenen Peaks werden der Größe nach sortiert und dazu benutzt, Bereiche aus dem ursprünglichen Messdatensatz herauszuschneiden, die Reflektogramme beinhalten könnten. Diese Bereiche können nun einzeln mit den Wavelet- oder EMD-De-noising Verfahren gefiltert werden, um den eventuell verborgenen indirekten Impuls zu finden. Dieser wird mit Hilfe einer weiteren, lokal innerhalb der Kabellaufzeit begrenzten Peaksuche gesucht. Befindet sich ein potentieller indirekter Impuls im Bereich der Dämpfungskurve und ist ebenfalls eine Reflektion in der Nähe der Kabellaufzeit detektierbar, so ist das Reflektogramm identifiziert. Ein so gefundenes Reflektogramm ist in Abb. 6.17 (rechts unten) zu sehen.

Nachdem nun direkter und indirekter Impuls markiert wurden, können die Ankunftszeiten der Impulse berechnet und die Laufzeiten bestimmt werden.

Dieser Prozess findet dank der eingesetzten Algorithmen automatisiert statt, was eine deutliche Zeitersparnis darstellt. Problemfälle, wie überlagerte Reflektogram-

me oder nicht identifizierbare Signalbereiche, können vom Benutzer nachträglich manuell abgearbeitet werden.

Aufgrund der Simulationsergebnisse aus Kapitel 6.2.2 und der Ergebnisse aus Abschnitt 6.3.1, werden die Algorithmen AIC, AK und PM zur Ankunftszeitbestimmung nicht auf die entrauschten, sondern die Originaldaten angewandt.

6.4.1.4 Darstellung des Ortungsergebnisses

Mittels der so gefundenen Laufzeiten wird die Zeitbereichsreflektometrie eingesetzt, um jedes einzelne Reflektogramm zu orten. Die Ladung wird aus dem direkten Impuls bestimmt. Die Kabeldämpfung wird dabei kompensiert. So lässt sich das Ortungsergebnis in Form einer TE-Ortungskarte (TE-Map) darstellen, wie in Abb. 6.17 (rechts oben) zu sehen.

Folgende Beispiele zeigen einige Anwendungsmöglichkeiten und Ergebnisse der im Rahmen dieser Arbeit vorgestellten Verfahren.

6.4.2 Ergebnisse SGWT-De-noising

In simulativen Voruntersuchungen (Kap. 6.2.2) wurde die Eignung des kombinierten Einsatzes von Wavelet-De-noising und Ortungsalgorithmen im Rahmen eines automatisierten Ortungsprozesses betrachtet. Dazu wurde die Reduktion von unterschiedlich starkem weißen Gauß'schen Rauschen im Nutzsignal untersucht. Hierbei konnten sehr gute Ergebnisse erzielt werden, wie in den Abb. 6.5 und 6.6 zu sehen.

Das Störspektrum bei realen Vor-Ort-Umgebungen ist natürlich deutlich komplexer und vielfältiger. Es gelingt darum nicht immer, Signale im Bereich des Grundstörpegels vollständig freizulegen.

Da eine Ortung im Rahmen der TE-Messung an Kabeln jedoch immer anhand von Pulspaaren vorgenommen wird, die innerhalb der (doppelten) Kabellaufzeit nacheinander auftreten, und weiterhin, vor allem bei der Offline-Messung, Reflektionen im Bereich der doppelten Kabellaufzeit zu finden sind, reicht es oftmals schon aus, das Signal-zu-Rauschverhältnis in soweit zu verbessern, dass solche Pulse sichtbar werden. In Abb. 6.19 sind solche mittels SGWT (Daubechies 8, Level 6) erfolgreich freigelegten Reflektogramme dargestellt.

Abbildung 6.20 zeigt eine TE-Ortungskarte eines 724 m langen Papiermassekabels. Durch den Einsatz des SGWT-De-noising wurden etwa vier mal so viele Reflektogramme gefunden und geortet. Der Grundstörpegel konnte von ca. 80 auf 30 pC gesenkt werden.

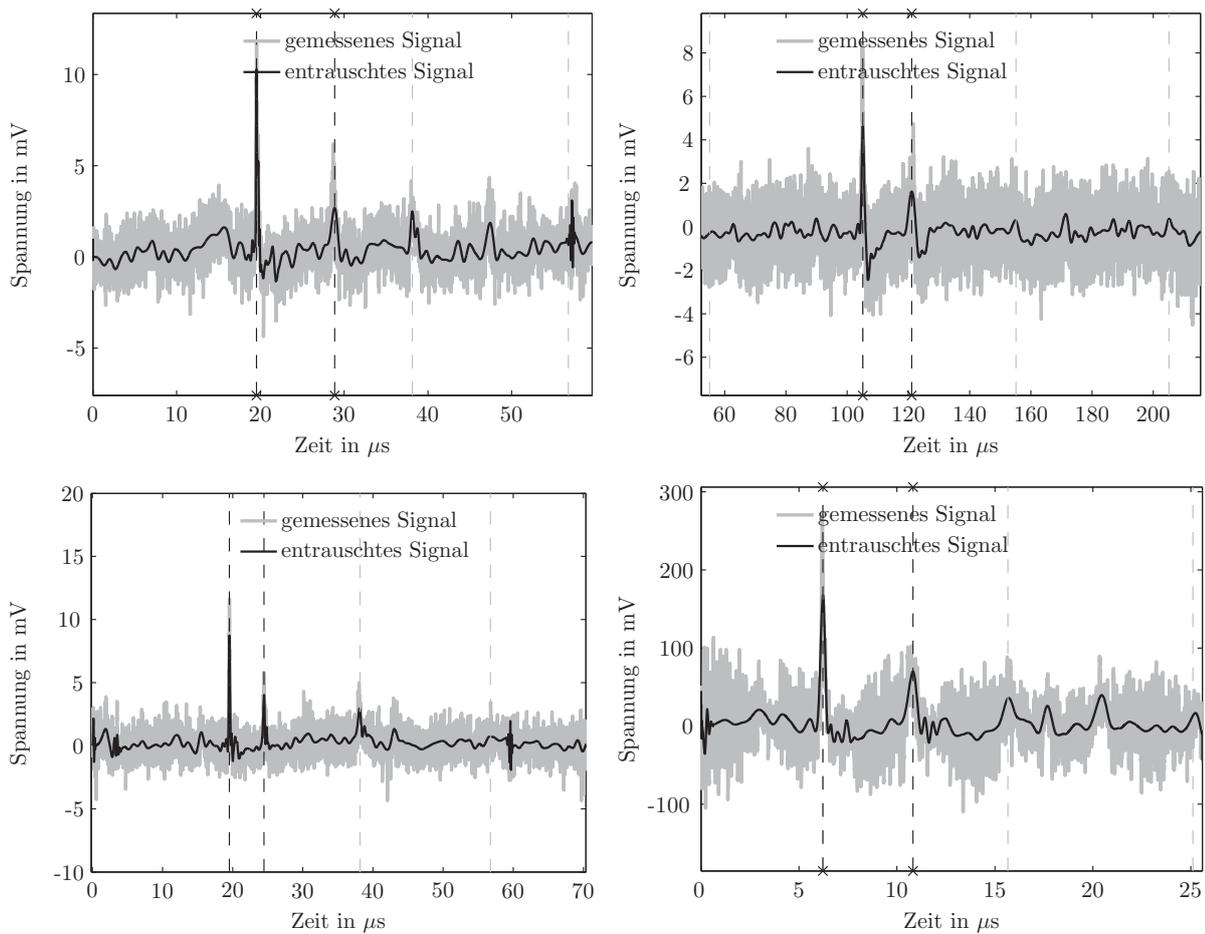


Abb. 6.19: Beispiele für SGWT-De-noising: Entfernung von Rauschen

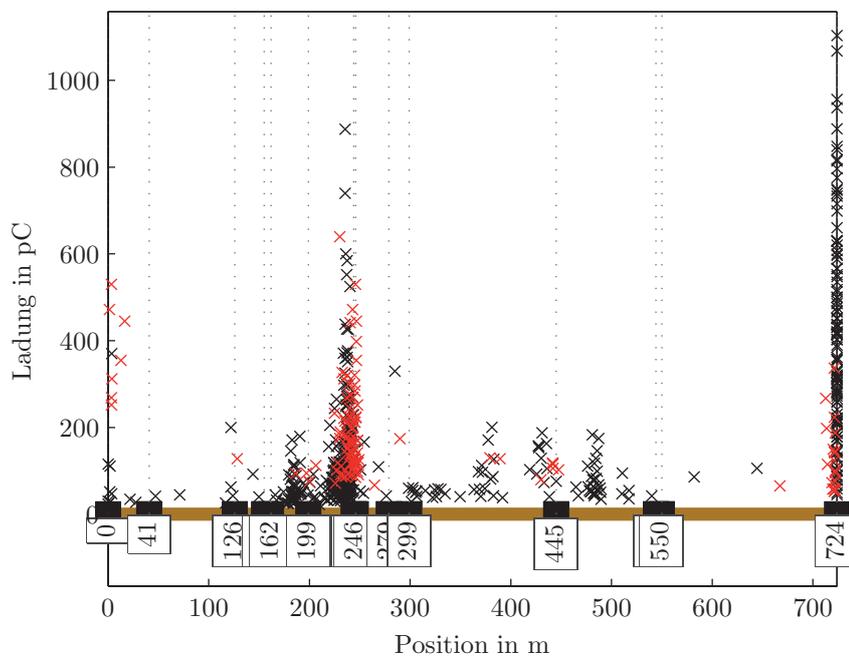


Abb. 6.20: TE-Map ohne (rot) und mit (schwarz) SGWT-De-noising

6.4.3 Ergebnisse der partiellen Rekonstruktion mittels EMD

Die in Abschnitt 5.1.3.3 beschriebene, partielle Rekonstruktion mittels der Empirischen Moden Dekomposition bietet den Vorteil, dass Signale von einem niederfrequenten Störsignal befreit werden können. Dazu werden nur jene IMFs eines Reflektogramms bei der Rekonstruktion berücksichtigt, die Nutzsignalanteile enthalten. In Abb. 6.21 sind Beispiele zur Entfernung solcher niederfrequenten Trendverläufe dargestellt. Im Anschluss an eine partielle Rekonstruktion kann ein zusätzliches De-noising Verfahren (z. B. SGWT) verwendet werden, um den Rauschanteil des Signals zu reduzieren.

Die Reflektogramme können somit leichter von einem automatisierten Auswerteprozess erkannt und der TE-Ortung zugeführt werden.

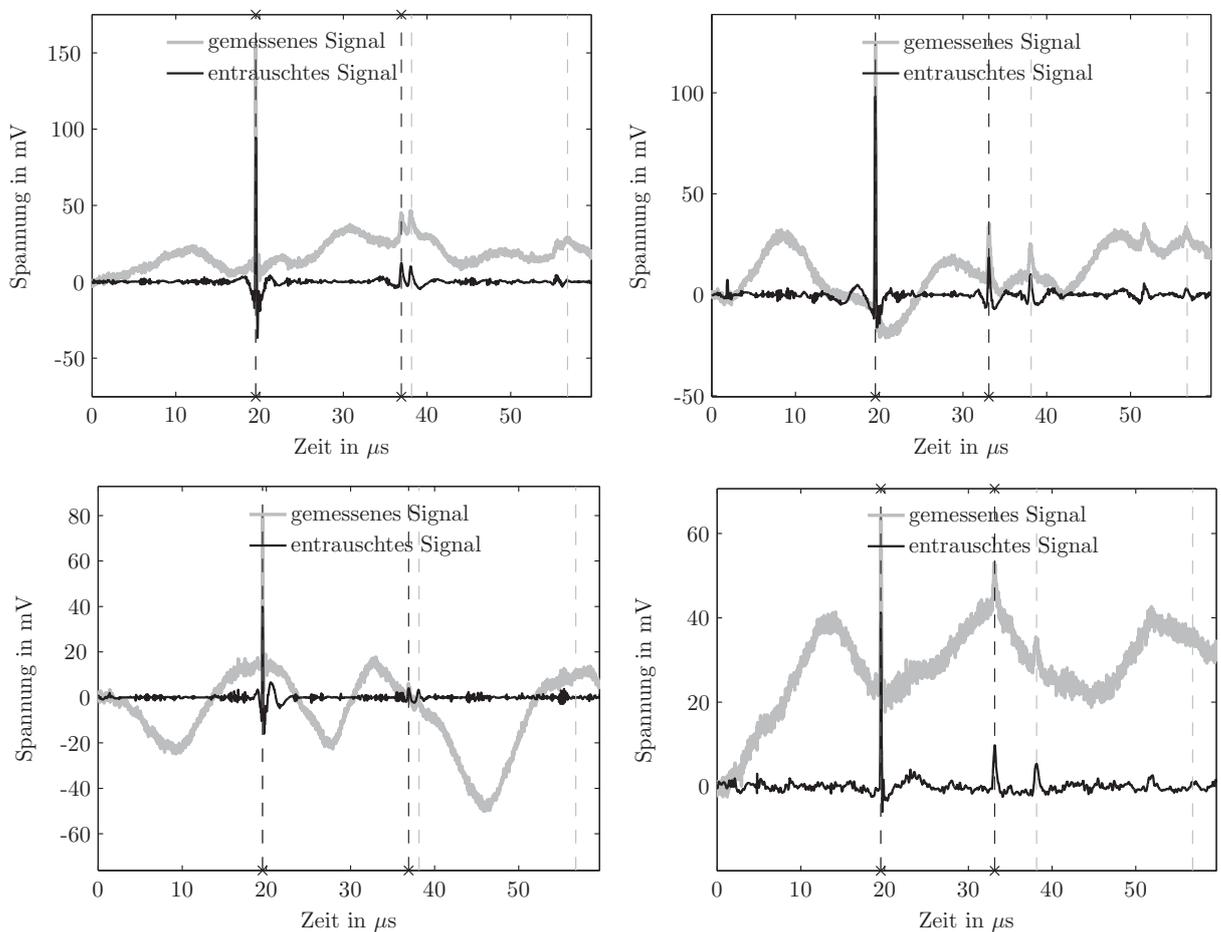
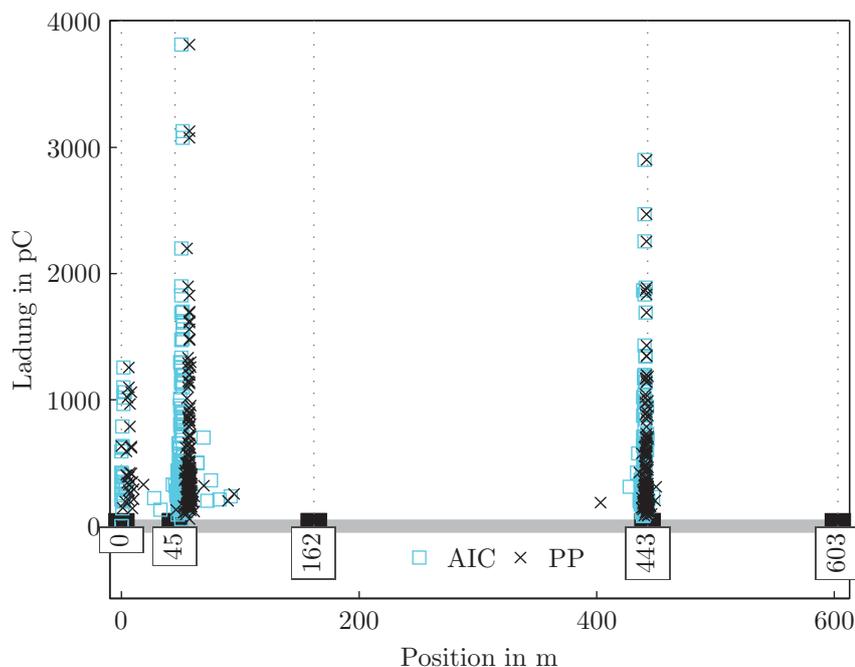


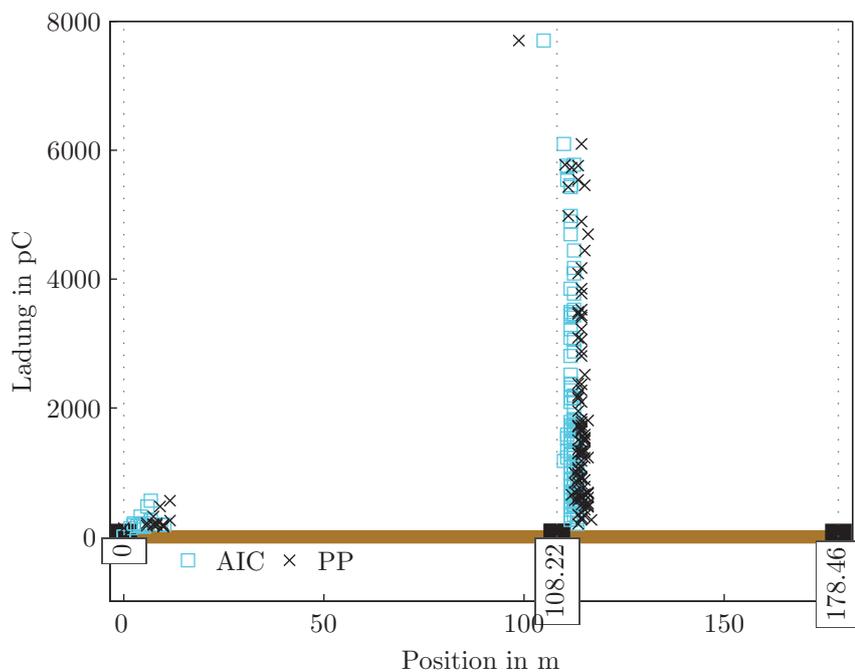
Abb. 6.21: Beispiele für partielle EMD-Rekonstruktion: Entfernung von niederfrequentem Störsignal

6.4.4 Erhöhung der Ortungsgenauigkeit bei realen Kabelstrecken

Die Ortungsgenauigkeit der verschiedenen TDR Ortungsverfahren wurde an einer Energiekabelstrecke im Labor bereits gezeigt, vgl. Abschnitt 6.3.1. Dort ist die Erhöhung des Ortungsfehlers durch den Einfluss der Dispersion sichtbar.



(a) VPE-Kabel, Länge: 603 m



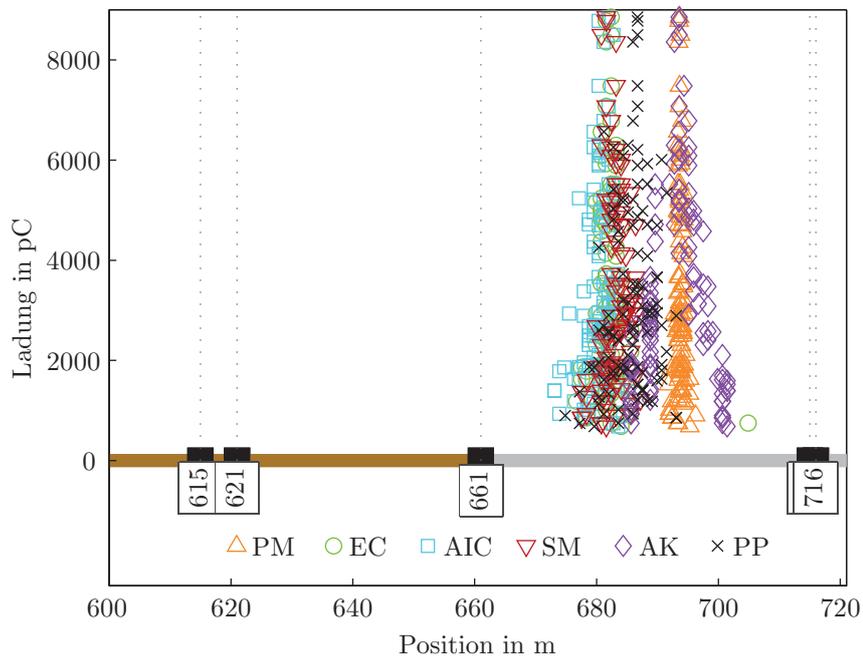
(b) Papiermassekabel, Länge: 178,5 m

Abb. 6.22: Beispiele für sichtbaren Einfluss der Dispersion

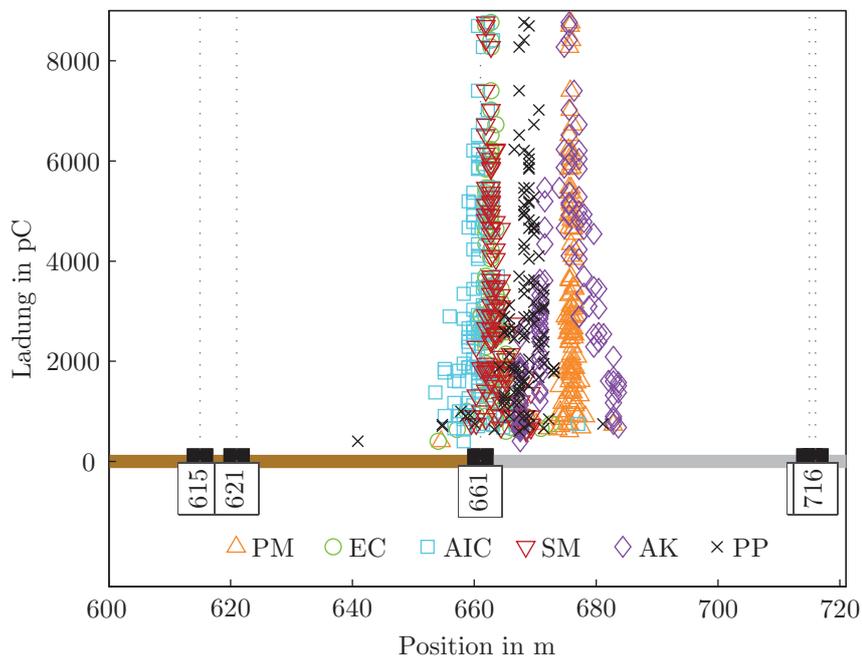
Nun sollen die Verfahren an Messdatensätzen des kommerziellen Messsystems getestet und in Form von TE-Maps bewertet werden. Die TE-Fehlerorte sind bei realen Kabelstrecken zuvor unbekannt. Anhaltspunkte für den tatsächlichen Fehlerort können Muffenpositionen sein, falls eine erhöhte TE-Häufigkeit in der Nähe von Muffen auftritt. Vor allem bei kunststoffisolierten Kabeln ist die Wahrscheinlichkeit von Muffen-TE größer als von Kabel-TE, da sich Teilentladungen innerhalb des Kunststoffkabels schnell zu einem Kabelfehler weiterentwickeln können.

Unter der Annahme, dass es sich um Muffen-TE handelt, ist in den Beispielen in Abbildung 6.22 der Dispersionseffekt sichtbar. Die maximale Abweichung zwischen Fußpunktortung (AIC) und Peak-Peak-Ortung (PP) liegt in diesen Beispielen bei etwa 1,1 % der Kabellängen. Bei Verwendung der Fußpunktortung liegt der gefundene Fehlerort näher an der tatsächlichen Muffenposition (jeweils als gestrichelte Linien eingezeichnet).

In einem weiteren Beispiel wurde eine 20 kV Mischkabelstrecke mit einer Länge von 1540 m ausgewertet. Das Kabel besteht noch etwa zu 40 % aus Papiermassekabeln, der restliche Streckenanteil wurde mittels VPE-Kabel realisiert. Eine TE-Messung lässt an Phase L2 auf eine defekte Muffe schließen. Führt man die TDR durch, ohne die unterschiedlichen Ausbreitungsgeschwindigkeiten v_k auf den Masse- und VPE-Kabelsegmenten zu berücksichtigen, so erhält man Abb. 6.23(a). Die TE-Quelle ergibt, z. B. mittels der PP-Ortung, im Mittel die Stelle $685,6 \pm 3,6$. Dies entspricht etwa einer Abweichung von +25 m zur defekt vermuteten Übergangsmuffe an Stelle 661 m. Passt man die TDR dagegen gemäß Abschnitt 1.5.5 auf das Mischkabel an und führt man außerdem ein SGWT-De-noising der Messdaten durch, so verringert sich der absolute PP-Ortungsfehler auf ca. +7 m bei geringerer Streuung der Ergebnisse. In Abb. 6.23(b) ist neben dieser erfolgreichen Mischkabel-Korrektur auch noch die Verringerung des Fehlers durch die Dispersion erkennbar. Hier erhöhen die in Richtung des Fußpunkts arbeitenden Algorithmen EC, AIC und SM die Ortungsgenauigkeit noch weiter, sodass die defekte Muffe an Stelle 661 m eindeutig identifiziert werden kann. Die Methoden PM und AK schneiden bei dieser Auswertung im Vergleich zu den anderen Ortungsalgorithmen schlechter ab.



(a) Ortung ohne De-noising und ohne berücksichtigtes Mischkabel



(b) Ortung nach SGWT-De-noising unter Berücksichtigung unterschiedlicher Ausbreitungsgeschwindigkeiten auf dem Mischkabel

Abb. 6.23: Auswertung einer Mischkabelstrecke, Länge: 1540 m

Kapitel 7

Zusammenfassung

Im Rahmen dieser Arbeit wurden Verfahren vorgestellt, die sich für den Einsatz zur automatisierten Verarbeitung und Auswertung von Teilentladungsmessdaten an Energiekabelstrecken eignen. Hierdurch lassen sich sowohl in der Offline- als auch in der Online-Kabel-TE-Diagnose verbesserte Ergebnisse erzielen und letztendlich Kosten sparen, da die Verfahren eine Erleichterung für den Bediener darstellen.

Ein Schwerpunkt dieser Arbeit wurde auf alternative Methoden zur Ankunftszeitbestimmung von Impulsen gelegt, welche für eine Ortung mittels Reflektometrie im Zeitbereich (TDR) benötigt werden. Durch die Dispersion auf dem Kabel treten Unterschiede in den Impulsanstiegszeiten auf, die zu systematischen Ortungsfehlern führen können, wenn ausschließlich die Impulsmaxima zur Ortung verwendet werden (Peak-Peak Methode). Ein weiteres Problem bei der Offline-Diagnostik stellt die Blindlänge dar. Hierbei kommt es nahe den Kabelenden zu Impulsüberlagerungen, was sowohl eine genaue Ladungsbestimmung, als auch die Ortung erschwert. Auch hier lassen sich Verbesserungen mittels spezieller Algorithmen erzielen. Untersucht wurden Verfahren, welche die Stirn oder den Fußpunkt von Impulsen ausgeben (EC, AIC, SM), über Änderungen der Phase orten (PM) oder eine Impulsabstandsmessung mittels Autokorrelation (AK) durchführen. Nicht alle Verfahren eignen sich hierbei gleich gut. Doch gibt es durchaus robuste Alternativen zur Peak-Peak Methode, die je nach Anwendungsfall gewählt werden können.

Vor allem bei der TE-Messung an verlegten Kabelstrecken unter Vor-Ort-Bedingungen treten starke Störsignaleinkopplungen auf, die sich je nach Messumgebung deutlich unterscheiden. Bei der Offline-Diagnostik, bei welcher der Ort letztlich über eine Impulsreflektion am sich im Leerlauf befindenden Kabelende bestimmt wird, tritt die zusätzliche Schwierigkeit auf, dass große Dynamikunterschiede der auszuwertenden Einzelimpulse auftreten. Dies hat zur Folge, dass, zusätzlich zu den Störeinkopplungen, mit Quantisierungs- und Verstärkerrauschen im Bereich der zu identifizierenden und zu ortenden Impulse zu rechnen ist. Das Ziel, solche störenden Signalanteile in den Messdaten zu reduzieren, wurde durch zwei Ansätze realisiert. Zum Einen wurden Verbesserungen an der Messhardware

durchgeführt, indem eine Schirmung und Netzfilterung am Hochspannungskoppelkondensator vorgenommen wurde. Hierbei wurde viel Wert auf Praxisnähe (Mobilität und Flexibilität) gelegt, da die örtlichen Gegebenheiten stark variieren. Im Rahmen der Teilnahme bei Messungen an Kabelstrecken in Verteilnetzen konnten hierfür Erfahrungen gesammelt werden. Zum Anderen wurden Rauschen und Störpegel im Messsignal durch geeignete Signalverarbeitungsverfahren erheblich reduziert. Hier wurden sowohl verbreitete Verfahren eingesetzt (DWT, SGWT), die auf der Wavelet-Transformation beruhen, als auch ein neuartiges Verfahren, die Empirische Moden Dekomposition (EMD), welches im Rahmen dieser Arbeit erstmals an Kabel-TE-Messdaten eingesetzt wurde. Durch geeigneten Einsatz dieser Methoden ist es möglich, je nach Störumgebung, Anteile der Störsignale insoweit zu entfernen, dass ein Nutzsignal als solches erkannt und eine TE-Ortung durchgeführt werden kann.

Ein weiterer Fokus der Arbeit lag auf der Bereitstellung eines Kabel-TE-Modells, welches es ermöglicht, Offline-Kabel-TE-Reflektogramme zu modellieren. Diese können wiederum entweder zur Ortung oder zur Identifikation von gemessenen Reflektogrammen dienen. Mittels eines solchen Modells können auch Kabelstrecken modelliert werden, die aus mehreren Kabelsegmenten unterschiedlichen Typs bestehen oder Verzweigungen enthalten. Hierbei können zusätzliche Reflektionen im Messsignal auftreten, die eine konventionelle TDR-Ortung sehr erschweren. Grundvoraussetzung für ein solches Modell sind möglichst genaue Angaben über den geometrischen Aufbau der Kabel und Materialien. Das Modell wurde im Rahmen dieser Arbeit an einer VPE-Kabelstrecke im Labor verifiziert. Unter Berücksichtigung des Übertragungsverhaltens und der Eingangsimpedanz der Messeinrichtung konnte eine sehr hohe Deckungsgleichheit zwischen modelliertem und gemessenem Reflektogramm erzielt werden. Über ein Korrelationsverfahren wurde die modellbasierte Ortung durchgeführt und eine künstliche Kabel-TE-Fehlstelle mit einem sehr kleinen Ortungsfehler geortet.

Zur Bestimmung der Ladung von Kabel-TE-Impulsen wurden verschiedene Methoden miteinander verglichen. Hierbei zeigt sich, dass die untersuchten konventionellen Verfahren Integration im Zeitbereich, Quasiintegration und Ladungsbestimmung mittels Impulsamplitude, teilweise sehr unterschiedliche Werte liefern. Die Anzeige der Ladung ist sowohl vom gewählten Datenfenster, als auch vom Entstehungsort der TE abhängig, da Effekte wie Dämpfung, Verluste und Teilreflektionen an Muffen die jeweilige Berechnung beeinflussen können. Diese Probleme wurden durch eine dynamische Anpassung der Integrationsfenster sowie durch eine dämpfungskompensierte Ladungsbestimmung gelöst. Somit ist eine verbesserte Ladungsbestimmung möglich.

Die vorgestellten Verfahren wurden sowohl zur Auswertung von TE-Signalen aus Messungen an Kabelstrecken im Labor, als auch an ausgewählten TE behafteten, in

Mittelspannungsnetzen verlegten Kabelstrecken im Rahmen einer MATLAB Toolbox implementiert und erfolgreich eingesetzt.

7.1 Ausblick

Durch die in Deutschland forcierte Energiewende ist von einer zunehmenden Beanspruchung der alternden Energiekabel auszugehen. Gleichzeitig liegt es im starken Interesse der Netzbetreiber, das Netz möglichst kosteneffektiv und mit hoher Verfügbarkeit zu betreiben. Hierbei wird es notwendig sein, Instandhaltungsstrategien anzupassen und zu priorisieren. Die Kabel-TE-Messung wird bei der Ortung und Diagnose von Kabeln dadurch auch im Mittelspannungsbereich eine immer wichtigere Rolle einnehmen, da sie Entscheidungsgrundlagen für die Netzmodernisierung liefern kann.

Die Anwendung der Empirischen Moden Dekomposition auf Offline-Kabel-TE-Messdaten zeigt viel versprechende Ergebnisse, doch erfordern gerade die auf die Entfernung von Rauschen spezialisierten EMD-Verfahren lange Berechnungszeiten. Eine Optimierung der Algorithmen, auch in Richtung spezieller Einsatzgebiete, wie das Entfernen niederfrequenterer Störsignale, könnte die Ergebnisse im Rahmen der Kabel-TE-Auswertung noch weiter verbessern. Bei der Ankunftszeitbestimmung wäre eine Kombination verschiedener Methoden denkbar (z. B. AK und AIC), um gleichzeitig eine hohe Robustheit gegenüber Störsignalen und eine Verringerung des Dispersionseffekts zu erhalten.

Bei den in der Praxis häufig vorkommenden Mischkabelstrecken ist die konventionelle TDR-Ortung sehr schwierig. Der Einsatz eines Kabel-TE-Modells könnte hier eine Lösung sein. Weitere Untersuchungen sind notwendig, um das Potenzial dieser Methode einschätzen zu können, und um sie anwendungsreif zu machen.

Im Bereich des Online-Monitoring zeichnet sich eine starke Tendenz zu immer kostengünstigeren Lösungen für die Dauerüberwachung von Kabelstrecken ab. Bei den dort anfallenden, massiven Datenmengen sind automatisiert arbeitende Verfahren zur Signalverarbeitung unumgänglich. Hier sind noch viele Weiterentwicklungen in Richtung von Echtzeitsystemen zu erwarten, die, gerade im Hinblick auf integrierte Schaltkreise (FPGAs) und moderne digitale Signalprozessoren (DSPs), immer größere Rechenleistungen auch für aufwändigere Signalverarbeitung bieten.



Literaturverzeichnis

- [1] ABOUTAJDINE, D., AMRI, Z. und NAJIM, M.: *Robust arrival time determination of seismic waves in noise*. In: *IEEE International Conference on Acoustics, Speech, and Signal Processing (ICASSP)*, 1981.
- [2] AKAIKE, H.: *A new look at the statistical model identification*. *IEEE Transactions on Automatic Control*, 19(6):716–723, 1974.
- [3] BEIGERT, M.: *Dielektrische Diagnose an Mittelspannungskabeln*. *Netzpraxis* Jg. 44, 11:18–24, November 2005.
- [4] BELLM, H., KÜCHLER, A., HEROLD, J. und SCHWAB, A.: *Rogowski-Spulen und Magnetfeldsensoren zur Messung transientser Ströme im Nanosekundenbereich - Teil 2*. *Electrical Engineering (Archiv für Elektrotechnik)*, 68(1):69–74, 1985.
- [5] BENSON, F.A. und BENSON, T.M.: *Fields, Waves and Transmission Lines*. Chapman & Hall, 1991.
- [6] BERGH, J., EKSTEDT, F. und LINDBERG, M.: *Wavelets mit Anwendungen in Signal- und Bildbearbeitung*. Springer-Verlag, 1999.
- [7] BEYER, M., BOECK, W., MÖLLER, K. und ZAENGL, W.: *Hochspannungstechnik - Theoretische und praktische Grundlagen für die Anwendung*. Springer-Verlag, 1986.
- [8] BEYER, M., KAMM, W., BORSI, H. und FESER, K.: *A New Method for Detection and Location of Distributed Partial Discharges (Cable Faults) in High Voltage Cables Under External Interference*. *IEEE Transactions on Power Apparatus and Systems*, PAS-101(9):3431–3438, 1982.
- [9] BÄNI, W.: *Wavelets - Eine Einführung für Ingenieure*. Oldenbourg-Verlag, 2002.
- [10] BOGGS, S., PATHAK, A. und WALKER, P.: *Partial discharge. XXII. High frequency attenuation in shielded solid dielectric power cable and implications thereof for PD location*. *IEEE Electrical Insulation Magazine*, 12(1):9–16, Januar-Februar 1996.



- [11] BOGGS, S.A. und STONE, G.C.: *Fundamental Limitations in the Measurement of Corona and Partial Discharge*. IEEE Transactions on Electrical Insulation, EI-17(2):143–150, 1982.
- [12] BORNEBURG, D., DIEFENBACH, I., MERSCHER, F., KLIESCH, M., KELLER, M. und RITTINGHAUS, D.: *Vergleich verfügbarer Messverfahren zur Überprüfung der Einschaltbereitschaft von VPE-MS-Kabeln*. Elektrizitätswirtschaft, 106(4):20–26, 2007.
- [13] BRONSTEIN, I.N., SEMENJAJEW, K.A., MUSIOL, G. und MÜHLIG, H.: *Taschenbuch der Mathematik*. Verlag Harri Deutsch, 4. Auflage, 1999.
- [14] BÄRSCH, R., BERTHOLD, V., PILLING, J., HIRSCH, T. und LEMKE, E.: *Möglichkeiten der elektrischen und akustischen Teilentladungsmessungen zur Fehlererkennung in Mittelspannungs-Kabelgarnituren*. In: *ETG-Fachbericht Diagnostik elektrische Betriebsmittel 97*, 2004.
- [15] CARDINAELS, J. und BAESCH, M.: *Elektrische Beeinträchtigung durch Feuchtigkeit an ölgetränkten Isolierpapieren*. Elektrizitätswirtschaft, 13:54–58, 2009.
- [16] DENISSOV, D., KÖHLER, W., HOEK, S.M., TENBOHLEN, S. und KLEIN, T.: *Online Partial Discharge Diagnostics for Cable Terminations*. In: *Proceedings of the XVth International Symposium on High Voltage Engineering*, 2007.
- [17] DONOHO, D.L.: *De-noising by soft-thresholding*. IEEE Transactions on Information Theory, 41(3):613–627, Mai 1995.
- [18] DU, Z. und MASHIKIAN, M.S.: *Self-learning digital filter for the field location of partial discharge in cables*. In: *Conference Record of the 1994 IEEE International Symposium on Electrical Insulation, 1994.*, Seiten 245–248, Juni 1994.
- [19] FEI, I.S.A.: *Signal Processing Techniques for Partial Discharge Detection and Mapping in High Voltage Underground Cable Networks*. Dissertation, University of Strathclyde, 2001.
- [20] FLANDRIN, P., RILLING, G. und GONÇALVÉZ, P.: *Hilbert-Huang Transform and Its Applications, N.E. Huang und S. Shen*, Kapitel *EMD equivalent filter banks, from interpretation to application*. Singapore: World Scientific, 2005.
- [21] GROSSE, C.U. und REINHARD, H.-W.: *Schallemissionsquellen automatisch lokalisieren*. MP Materialprüfung, 9:342–347, 1999.

- [22] GULSKI, E., SMIT, J.J., SEITZ, P. und SMIT, J.C.: *PD measurements on-site using oscillating wave test system*. In: *Conference Record of the 1998 IEEE International Symposium on Electrical Insulation*, Band 2, Arlington, Virginia, USA, June 1998.
- [23] HEINHOLD, R. und STUBBE, R.: *Kabel und Leitungen für Starkstrom*. Publicis MCD, 5. Auflage, 1999.
- [24] HILGARTH, G.: *Hochspannungstechnik*. B.G. Teubner Stuttgart, 1997.
- [25] HUANG, N.E. und SHEN, S.S.P.: *Hilbert-Huang Transform and its applications*. World Scientific, 5. Auflage, 2005.
- [26] HUANG, N.E., SHEN, Z., LONG, S.R., WU, M.C., SHIH, H.H., ZHENG, Q., YEN, N.-C., TUNG, C.C. und LIU, H.H.: *The empirical mode decomposition and the Hilbert spectrum for nonlinear and non-stationary time series analysis*. In: *Proc. R. Soc. London A*, Band 454, Seiten 903–995, 1998.
- [27] IGLEWICZ, B. und HOAGLIN, D.C.: *How to detect and handle outliers*. ASQC Quality Press, Milwaukee, USA, 1993.
- [28] JENSEN, C., MAMPAEY, B., ANTIC, J., CHEVALIER, P., TRICOLI, S., BALOG, G., STEKELENBURG, F. VAN, PISPIRIS, C.S. und CORDOBA, M.D.L.M.: *Third-Party Damage to Underground and Submarine Cables*. Technischer Bericht, CIGRE WG B1.21, 2009. *Electra* 29, No. 247.
- [29] KADEN, H.: *Wirbelströme und Schirmung in der Nachrichtentechnik*. Springer-Verlag, 1959.
- [30] KAMM, W.: *Ortung von Teilentladungen an Hochspannungskabeln unter erschwerenden Bedingungen*. Dissertation, Universität Hannover, 1985.
- [31] KÜCHLER: *Hochspannungstechnik*. Springer-Verlag, 3. Auflage, 2009.
- [32] KIENCKE, U. und EGER, R.: *Messtechnik - Systemtheorie für Elektrotechniker*. Springer-Verlag, 7. Auflage, 2008.
- [33] KIENCKE, U., SCHWARZ, M. und WEICKERT, T.: *Signalverarbeitung - Zeit-Frequenz-Analyse und Schätzverfahren*. Oldenbourg Verlag München, 2008.
- [34] KITAGAWA, G. und AKAIKE, H.: *A procedure for the modeling of non-stationary time series*. *Annals of the Institute of Statistical Mathematics*, 30:351–363, 1978.
- [35] KNAPP, C.H., BANSAL, R., MASHIKIAN, M.S. und NORTHROP, R.B.: *Signal processing techniques for partial discharge site location in shielded cables*. *IEEE Transactions on Power Delivery*, 5(2):859–865, April 1990.



- [36] KÖNIG, D. und RAO, N.: *Teilentladungen in Betriebsmitteln der Energietechnik*. VDE Verlag, 1993.
- [37] KÖNIG, G.: *Ein adaptives digitales Filterverfahren zur Unterdrückung hochfrequenter periodischer Störungen bei Teilentladungsmessungen*. Dissertation, Universität Stuttgart, 1991.
- [38] KOPSINIS, Y. und MCLAUGHLIN, S.: *Development of EMD-Based Denoising Methods Inspired by Wavelet Thresholding*. IEEE Transactions on Signal Processing, 57(4):1351–1362, 2009.
- [39] KÖPF, U.: *Kontinuierliche Unterdrückung von schmalbandigen, periodischen und breitbandigen, impulsförmigen Störern bei der Teilentladungsmessung*. Dissertation, Universität Stuttgart, 1994.
- [40] KÜPFMÜLLER, K.E.H., MATHIS, W. und REIBIGER, A.: *Theoretische Elektrotechnik*. Springer-Verlag, 18. Auflage, 2008.
- [41] KREUGER, F.H.: *Detection and Location of Discharges*. Dissertation, TU Delft, 1961.
- [42] KREUGER, F.H., WEZELENBURG, M.G., WIEMER, A.G. und SONNEVELD, W.A.: *Partial discharge Part XVIII: Errors in the location of partial discharges in high voltage solid dielectric cables*. IEEE Electrical Insulation Magazine, 9(6):15–22, November-Dezember 1993.
- [43] KRÜGER, M, FEURSTEIN, R. und FILZ, A.: *New very low frequency methods for testing extruded cables*. In: *Conference Record of the 1990 IEEE International Symposium on Electrical Insulation*, Toronto, Canada, Juni 1990. IEEE.
- [44] KUCHLING, H.: *Taschenbuch der Physik*, Band 19. Carl Hanser Verlag München, 2007.
- [45] KURZ, J.H., GROSSE, C.U. und REINHARDT, H.-W.: *Lokalisierungsverfahren in der Schallemissionsanalyse*. In: *DGZFP-Berichtsband 94-CD*, 2005.
- [46] KURZ, J.H., GROSSE, C.U. und REINHARDT, H.-W.: *Strategies for reliable automatic onset time picking of acoustic emissions and of ultrasound signals in concrete*. Ultrasonics, 43:538–546, 2005.
- [47] LEMKE, E.: *Ein neues Verfahren zur Messung von Teilentladungen an langen Hochspannungskabeln*. Elektrie, 35:358–360, 1981.
- [48] LEMKE, E.: *Zur Problematik der Ortung von Teilentladungs-Fehlstellen in plastisolierten Hochspannungskabeln*. Elektrie, 35:360–363, 1981.

- [49] LEMKE, E., RUSSWURM, D., STREHL, T. und HAUSCHILD, W.: *Spannungsprüfung und TE-Messung an Mittelspannungskabeln vor Ort mittels CDA- und Resonanzverfahren*. Technischer Bericht, Lemke Diagnostics GmbH, Highvolt Prüftechnik Dresden GmbH, 1999.
- [50] LEMKE, E., SCHMIEGEL, P., ELZE, H. und RUSSWURM, D.: *Procedure for evaluation of dielectric properties based on complex discharge analyzing (CDA)*. In: *Conference Record of the 1996 IEEE International Symposium on Electrical Insulation*, Band 1, Montreal, Quebec, Canada, Juni 1996.
- [51] LEMKE, E., STREHL, T., WEISSENBERG, W. und HERRON, J.: *Practical experiences in on-site PD diagnosis tests of HV power cable accessories in service*. In: *Conference Record of the 2006 IEEE International Symposium on Electrical Insulation*, Seiten 498-501, 2006.
- [52] MA, X., ZHOU, C. und KEMP, I.J.: *Automated Wavelet Selection and Thresholding for PD Detection*. IEEE Electrical Insulation Magazine, 18(2):37–45, März/April 2002.
- [53] MALLAT, S.: *A Wavelet Tour of Signal Processing - The Sparse Way*. Elsevier, 3. Auflage, 2009.
- [54] MALLAT, S. G.: *A Theory for Multiresolution Signal Decomposition - The Wavelet Representation*. IEEE Transactions on Pattern Analysis and Machine Intelligence, 2(7):674–693, Juli 1989.
- [55] MARKALOUS, S. M.: *Detection and Location of Partial Discharges in Power Transformers using acoustic and electromagnetic signals*. Dissertation, Institut für Energieübertragung und Hochspannungstechnik der Universität Stuttgart, 2006.
- [56] MARKALOUS, S. M., TENBOHLEN, S. und FESER, K.: *New robust non-iterative algorithms for acoustic PD-localization in oil/paper-insulated transformers*. In: *Proceedings of the XIVth International Symposium on High Voltage Engineering*, 2005.
- [57] MASHIKIAN, M.S., BANSAL, R. und NORTHROP, R.B.: *Location and characterization of partial discharge sites in shielded power cables*. IEEE Transactions on Power Delivery, 5:833–839, April 1990.
- [58] MASHIKIAN, M.S., PALMIERI, F., BANSAL, R. und NORTHROP, R.B.: *Location of partial discharges in shielded cables in the presence of high noise*. IEEE Transactions on Electrical Insulation, 27:37–43, Februar 1992.



- [59] MASHIKIAN, M.S. und SZATKOWSKI, A.: *Medium Voltage Cable Defects Revealed by Off-Line Partial Discharge Testing at Power Frequency*. IEEE Electrical Insulation Magazine, 22(4):24–32, Juli/August 2006.
- [60] MUGALA, G.: *High Frequency Characteristics of Medium Voltage XLPE Power Cables*. Dissertation, KTH Electrical Engineering, Stockholm, Sweden, 2005.
- [61] MUGALA, G., ERIKSSON, R., GAFVERT, U. und PETTERSON, P.: *Measurement technique for high frequency characterization of semiconducting materials in extruded cables*. IEEE Transactions on Dielectrics and Electrical Insulation, 11(3):471–480, 2004.
- [62] NEIMANIS, R. und ERIKSSON, R.: *Diagnosis of moisture in oil/paper distribution cables - Part I: Estimation of moisture content using frequency-domain spectroscopy*. In: *IEEE Transactions on Power Delivery*, Band 19, Seiten 9–14. IEEE, Januar 2004.
- [63] NEIMANIS, R., ERIKSSON, R. und PAPAZYAN, R.: *Diagnosis of moisture in oil/paper distribution Cables - Part II: Water penetration in cable insulation - experiment and modeling*. In: *IEEE Transactions on Power Delivery*, Band 19, Seiten 15–20. IEEE, Januar 2004.
- [64] OSVATH, P., BIASUTTI, G. und ZAENGL, W.S.: *Zur Ortung und Beurteilung von Teilentladungen an Kunststoff-Hochspannungskabeln*. Elektrizitätswirtschaft, 26:1139–1143, 1987.
- [65] OUSSALAH, N. und BOGGS, S.A.: *Computation of PD calibration reflectograms in shielded power cable*. IEEE Transactions on Dielectrics and Electrical Insulation, 15(6):1494–1497, 2008.
- [66] PENG, X., ZHOU, C., HEPBURN, D.M. und SONG, X.: *Denoising and feature extraction in PD based cable condition monitoring systems*. In: *2010 Annual Report Conference on Electrical Insulation and Dielectric Phenomena (CEIDP)*, Seiten 1-4, 2010.
- [67] PEPPER, D.: *Grundlagenuntersuchung zum Teilentladungsverhalten in kunststoffisolierten Mittelspannungskabeln bei Prüfspannungen mit variabler Frequenz und Kurvenform*. Dissertation, Technische Universität Berlin, 2003.
- [68] PETZOLD, F.: *PD diagnosis on medium voltage cables with oscillating voltage (OWTS)*. In: *PowerCon 2004*, Band 1, Seiten 729–735. Power System Technology, November 2004.

- [69] PFISTERER KONTAKSYSTEME GMBH: *Produktkatalog 2011 - Kapitel E - Stecksysteme*. Pfisterer Kontaksysteme GmbH.
- [70] PLATH, R., HEINRICH, R., RETHMEIER, K. und KALKNER, W.: *Sensitive on-site PD measurements on long cable system*. In: *Proceedings of the XIIIth International Symposium on High Voltage Engineering*, 2003.
- [71] PLATH, R., KALKNER, W. und KRAGE, I.: *Vergleich von Diagnosesystemen zur Beurteilung des Alterungszustandes PE/VPE-isolierter Mittelspannungskabel*. *Elektrizitätswirtschaft*, 96(20):1130–1140, 1997.
- [72] POMMERENKE, D., STREHL, T., HEINRICH, R. und KALKNER, W.: *Discrimination between internal PD and other pulses using Directional Coupling Sensors on HV cable Systems*. *IEEE Transactions on Dielectrics and Electrical Insulation*, 6(6):814–824, Dezember 1999.
- [73] QUAK, B., GULSKI, E., SMIT, J.J. und SEITZ, P.P.: *Numeric data processing to enable PD site location by time-domain reflectometry in distribution power cable systems*. In: *Proceedings of the XIVth International Symposium on High Voltage Engineering*, Tsinghua University, Beijing, China, August 25-29 2005.
- [74] RENKE, H.: *Teilentladungen in papierisolierten Hochspannungskabeln, insbesondere in Haftmassekabeln*. Dissertation, TH Braunschweig, 1965.
- [75] RETHMEIER, K.: *Neue Auskoppelverfahren und Sensoren zur Vor-Ort-Teilentladungsmessung an Hochspannungs-Kabelanlagen*. Dissertation, TU Berlin, 2006.
- [76] RIDLER, T. W. und CALVARD, S.: *Picture Thresholding Using an Iterative Selection Method*. *IEEE Trans. System, Man and Cybernetics*, 8:630–632, 1978.
- [77] ROSS, R.: *Pressure effects and moisture penetration in mass-impregnated cable*. In: *Proceedings of the 5th International Conference on Properties and Applications of Dielectric Materials*, Band 1, Seiten 439–442, Mai 1997.
- [78] SACK, M.: *Dynamische Modellbildung zum Electrical Treeing auf der Basis von Echtzeit-Untersuchungen*. Dissertation, Universität Karlsruhe (TH), 2002.
- [79] SATISH, L. und NAZNEEN, B.: *Wavelet-based denoising of partial discharge signals buried in excessive noise and interference*. *IEEE Transactions on Dielectrics and Electrical Insulation*, 10(2):354–367, 2003.



- [80] SCHICHLER, U.: *Erfassung von Teilentladungen an polymerisolierten Kabeln bei der Vor-Ort-Prüfung und im Netzbetrieb*. Dissertation, Universität Hannover, 1996.
- [81] SCHICHLER, U., BORSI, H. und GOCKENBACH, E.: *Problems and new solutions for partial discharge measurement on high voltage cables under noisy conditions*. In: *Conference Record of the 1994 IEEE International Symposium on Electrical Insulation*, Seiten 66–69, Juni 1994.
- [82] SCHUFFT, W. und HAUSCHILD, W.: *Resonant Test Systems with Variable Frequency for On-site Testing and Diagnostics of Cables*. In: *HV Testing, Monitoring and Diagnostics Workshop*, Nummer 2, September 2000.
- [83] SCHWAB, A.J.: *Hochspannungsmesstechnik*. Springer-Verlag, 2. Auflage, 1981.
- [84] SCHWAB, A.J.: *Begriffswelt der Feldtheorie*. Springer-Verlag, 4. Auflage, 1993.
- [85] SCHWAB, A.J.: *Elektroenergiesysteme*. Springer-Verlag, 2006.
- [86] SCHWAB, A.J.: *Elektromagnetische Verträglichkeit*. Springer-Verlag, 3. Auflage, 1994.
- [87] SCHWARZ, H.: *Ein Wanderwellenverfahren zur Ortung von Teilentladungen in Hochspannungskabeln*. Dissertation, Universität Dortmund, 1986.
- [88] SCHWARZ, H.: *Ortung von Teilentladungen in verlegten Mittelspannungsnetzen mit 50-Hz-Prüfspannung*. *Elektrizitätswirtschaft*, 4:220–222, 1988.
- [89] SLEEMAN, REINOUD und ECK, TORILD VAN: *Robust automatic P-phase picking: an on-line implementation in the analysis of broadband seismogram recordings*. *Physics of the Earth and Planetary Interiors*, 113(1-4):265 – 275, 1999.
- [90] SONG, X., ZHOU, C., HEPBURN, D.M., ZHANG, G. und MICHEL, M.: *Second Generation Wavelet Transform for Data Denoising in PD Measurement*. *IEEE Transactions on Dielectrics and Electrical Insulation*, 14(6):1531–1537, 2007.
- [91] STEINER, J.P.: *Digital Measurement of Partial Discharge*. Dissertation, Purdue University, 1988.
- [92] STEINER, J.P., REYNOLDS, P.H. und WEEKS, W.L.: *Estimating the location of partial discharges in cables*. *IEEE Transactions on Dielectrics and Electrical Insulation*, 27(1):44–59, Februar 1992.

- [93] STONE, G.C. und BOGGS, S.A.: *Propagation of Partial Discharge Pulses in Shielded Power Cable*. In: *Conference on Electrical Insulation and Dielectric Phenomena (CEIDP)*, 1982.
- [94] STREHL, T.: *On- and Off-Line Measurement, Diagnostics and Monitoring of Partial Discharges on High-Voltage Equipment*. In: *HV Testing, Monitoring and Diagnostics Workshop*, Nummer 4, September 2000.
- [95] SU, Q.: *Partial Discharge Measurements on Generators using a Noise Gating System*. In: *Australasian Universities Power Engineering Conference (AUPEC)*, Darwin, Australien, 1999.
- [96] SWELDENS, W.: *The Lifting Scheme: A New Philosophy in Biorthogonal Wavelet Constructions*. In: LAINE, A. F. und UNSER, M. (Herausgeber): *Wavelet Applications in Signal and Image Processing III*, Seiten 68–79. Proc. SPIE 2569, 1995.
- [97] SWELDENS, W.: *The Lifting Scheme: A Construction of Second Generation Wavelets*. *SIAM Journal on Mathematical Analysis*, 29(2):511–546, 1998.
- [98] SWELDENS, W. und SCHRÖDER, P.: *Building your own wavelets at home*. Technischer Bericht, University of South Carolina, Katholieke Universiteit Leuven, 1995.
- [99] VDEW-ARBEITSAUSSCHUSS-KABEL: *Kabelhandbuch*. VDEW, 5. Auflage, 1997. ISBN 3-8022-0455-7.
- [100] VEEN, J.: *On-line signal analysis of partial discharges in medium-voltage power cables*. Dissertation, Eindhoven University of Technology, Eindhoven, The Netherlands, 2005.
- [101] VEEN, J., WIELEN, P.C.J.M. VAN DER und STEENNIS, E.F.: *Propagation characteristics of three-phase belted paper cable for on-line PD detection*. In: *Conference Record of the 2002 IEEE International Symposium on Electrical Insulation*, Seiten 96–99, 2002.
- [102] WAGENAARS, P.: *Integration of Online Partial Discharge Monitoring and Defect Location in Medium-Voltage Cable Networks*. Dissertation, TU Eindhoven, 2010.
- [103] WAGENAARS, P., WOUTERS, P.A.A.F., WIELEN, P.C.J.M. VAN DER und STEENNIS, E.F.: *Accurate Estimation of the Time-of-Arrival of Partial Discharge Pulses in Cable Systems in Service*. *IEEE Transactions on Dielectrics and Electrical Insulation*, 15(4):1190 – 1199, 2008.



- [104] WECK, K.-H.: *Zur Kabeltagung 2005: Thema Kabel ist weiterhin aktuell.* Elektrizitätswirtschaft, 104(23):23, 2005.
- [105] WECK, K.-H. und MASHKIN, A.: *Veränderung der dielektrischen Eigenschaften papierisolierter Mittelspannungs-Kabel.* Technischer Bericht, FGH e. V. Mannheim, Kabeltagung 2005, Erfurt, 2005. Vortrag.
- [106] WEISSMÜLLER, G.L.E. und ZÜHLKE, L.: *Preventive Diagnostic Testing of High and Medium Voltage Cables - Progress Report.* In: *JICABLE '03 - International Conference on Insulated Power Cables*, 2003.
- [107] WERLE, P., AKBARI, A., BORSI, H. und GOCKENBACH, E.: *Enhanced Online PD Evaluation on Power Transformers using Wavelet Techniques and Frequency Rejection Filter for Noise Suppression.* In: *Conference Record of the 2002 IEEE International Symposium on Electrical Insulation*, Seiten 195–198, Boston, MA USA, April 2002.
- [108] WESTER, F.J.: *Condition assessment of power cables using partial discharge diagnosis at damped AC voltages.* Dissertation, TU Delft, 2004.
- [109] WIELEN, P.C.J.M. VAN DER: *On-line Detection and Location of Partial Discharges in Medium-Voltage Power Cables.* Dissertation, TU Eindhoven, 2005.
- [110] WITTLER, M.: *Mobile Einrichtung zur breitbandigen Teilentladungsmessung.* Elektrotechnische Zeitschrift, 6:318–324, 1994.
- [111] WOUTERS, P.A.A.F., MOUSAVI GARGARI, S., WAGENAARS, P., TIGCHELAAR, I.J., SIMONS, B.H.M.M., WIELEN, P.C.J.M. VAN DER und STEENNIS, E.F.: *Technical developments and practical experience in large scale introduction of on-line PD diagnosis.* In: *Proceedings of the 16th International Symposium on High Voltage Engineering*, 2009.
- [112] WU, Z. und HUANG, N.E.: *A study of the characteristics of white noise using the empirical mode decomposition method.* Proc. Roy. Soc. London, 460:1597–1611, 2004.
- [113] YIGANG, Z., WEIYONG, Y., CHENGJUN, H. und WEN, Z.: *Partial discharge denoising via lifting scheme.* In: WEIYONG, YU (Herausgeber): *Proceedings of the International Conference on Power System Technology (PowerCon)*, Band 4, Seiten 2235-2238, 2002.
- [114] ZHANG, H., THURBER, C. und ROWE, C.: *Automatic P-Wave Arrival Detection and Picking with Multiscale Wavelet Analysis for Single-Component Recordings.* Bulletin of the Seismological Society of America, 93:1904–1912, 2003.

- [115] ZHANG, HAO, BLACKBURN, T.R., PHUNG, B.T. und SEN, D.: *A novel wavelet transform technique for on-line partial discharge measurements. 1. WT denoising algorithm.* IEEE Transactions on Dielectrics and Electrical Insulation, 14:3–14, 2007.
- [116] ZHOU, C., HEPBURN, D.M., MICHEL, M., SONG, X. und ZHANG, G.: *Partial Discharge Monitoring in Medium Voltage Cables.* In: *International Conference on Condition Monitoring and Diagnosis*, 2008.
- [117] ZHOU, C., SONG, X., MICHEL, M. und HEPBURN, D.M.: *On-line partial discharge monitoring in medium voltage underground cables.* Science, Measurement & Technology, 3(5):354–363, 2009.

Eigene Veröffentlichungen

- [118] HEROLD, C. und LEIBFRIED, T.: *Signal processing tools for evaluation of Partial Discharge Measurement Data of Power Cables.* In: *Annual Report Conference on Electrical Insulation and Dielectric Phenomena (CEIDP)*, Seiten 525–527, 2008.
- [119] HEROLD, C., LEIBFRIED, T., BADENT, R., HASSEL, J. und PROBOL, C.: *TE-Messung zur Bewertung von Verschmutzungen bei Gleichspannungen bis 20 kV.* In: *Internationaler ETG-Kongress 2009, Fachtagung 4: Diagnostik elektrischer Betriebsmittel*, 2009.
- [120] HEROLD, C., LEIBFRIED, T., MARKALOUS, M. und STREHL, T.: *Enhanced signal processing for conventional and unconventional PD measuring methods: Wavelet de-noising, automatic detection algorithms and averaging for arrival time-based PD location in Transformers and Power Cables.* In: *International Conference on Condition Monitoring and Diagnosis*, Beijing, China, April 21-24 2008.
- [121] HEROLD, C., LEIBFRIED, T., MARKALOUS, S. und QUINT, I.: *Algorithms for Automated Arrival Time Estimation of Partial Discharge Signals in Power Cables.* In: *Proceedings of the XVth International Symposium on High Voltage Engineering*, University of Ljubljana, Ljubljana, Slovenia, August 2007.
- [122] HEROLD, C., LEIBFRIED, T., MARKALOUS, S. und QUINT, I.: *Algorithms for automated Onset Detection of Partial Discharge Pulses.* In: *5th Workshop on Advanced Control and Diagnosis*, 2007.
- [123] HEROLD, C., WENIG, S. und LEIBFRIED, T.: *Advanced de-noising of power cable Partial Discharge signals by Empirical Mode Decomposition.* In: *20th*



Australasian Universities Power Engineering Conference (AUPEC), Seiten 1–5, Christchurch, Neuseeland, 2010.

- [124] NAGEL, M., HEROLD, C., WENZEL, T. und LEIBFRIED, T.: *Combined high frequency and high voltage insulation system investigation*. In: *Conference Record of the 2006 IEEE International Symposium on Electrical Insulation*, Seiten 440–443, 2006.

Betreute Studien und Diplomarbeiten

- [125] BERGER, ANDRÉ: *Entwicklung einer Toolbox zur Anwendung verschiedener Algorithmen bei der Laufzeitanalyse von Kabel-TE-Impulsen*. Diplomarbeit, Institut für Elektroenergiesysteme und Hochspannungstechnik, Universität Karlsruhe (TH), 2007.
- [126] BUSSE, MATHIAS: *Modell zur Simulation von TE-Impulsen auf Energiekabeln*. Bachelorarbeit, Institut für Elektroenergiesysteme und Hochspannungstechnik, Karlsruher Institut für Technologie (KIT), 2011.
- [127] HOPPER, CHRISTIAN: *Automatisierung eines Versuchsstandes für DC-TE-Messungen an verschmutzten Oberflächen*. Studienarbeit, Institut für Elektroenergiesysteme und Hochspannungstechnik, Universität Karlsruhe (TH), 2009.
- [128] JANI, KRISZTIAN: *Aufbau Inbetriebnahme und Optimierung eines Vor-Ort-Kabel-TE-Messsystems*. Diplomarbeit, Institut für Elektroenergiesysteme und Hochspannungstechnik, Karlsruher Institut für Technologie (KIT), 2010.
- [129] JOOST, CHRISTIAN: *Akustische Ortung von Teilentladungen in Energiekabeln*. Bachelorarbeit, Institut für Elektroenergiesysteme und Hochspannungstechnik, Karlsruher Institut für Technologie (KIT), 2010.
- [130] KÜHNER, THOMAS und OECHSLE, VOLKER: *Neustrukturierung Energietechnisches Praktikum*. Team-Diplomarbeit, Institut für Elektroenergiesysteme und Hochspannungstechnik, Universität Karlsruhe (TH), 2008.
- [131] LÖW, DAVID: *Untersuchung des Übertragungsverhaltens der TE-Messdatenerfassung eines Kabel-TE-Messsystems*. Diplomarbeit, Institut für Elektroenergiesysteme und Hochspannungstechnik, Universität Karlsruhe (TH), 2007.
- [132] MENG, LING: *Geschirmte Ankopplung bei TE-Messungen an Kabeln*. Studienarbeit, Institut für Elektroenergiesysteme und Hochspannungstechnik, Universität Karlsruhe (TH), 2009.

- [133] PETERS, ULRICH: *Aufbau einer automatisierten Messwerteerfassung für Teilentladungsimpulse in Energiekabeln*. Diplomarbeit, Institut für Elektroenergiesysteme und Hochspannungstechnik, Universität Karlsruhe (TH), 2009.
- [134] SCHARF, ALEXANDER: *Optimierung und Aufbau eines E-Duster mit aktiver Elektronik*. Diplomarbeit, Institut für Elektroenergiesysteme und Hochspannungstechnik, Universität Karlsruhe (TH), 2009.
- [135] SELIMIC, DINKA: *Konzeption: E-Duster mit aktiver Elektronik*. Diplomarbeit, Institut für Elektroenergiesysteme und Hochspannungstechnik, Universität Karlsruhe (TH), 2008.
- [136] WENIG, SIMON: *Auswertung von Kabel-TE-Messdaten mittels neuartiger Signalverarbeitungsalgorithmen*. Studienarbeit, Institut für Elektroenergiesysteme und Hochspannungstechnik, Karlsruher Institut für Technologie (KIT), 2010.
- [137] ZHOU, MINGYU: *Vergleich verschiedener Denoising-Methoden zur Entstörung von Kabel-TE-Messdaten*. Diplomarbeit, Institut für Elektroenergiesysteme und Hochspannungstechnik, Universität Karlsruhe (TH), 2009.

Zitierte Standards

- [138] DIN VDE 0289:1988, *Begriffe für Starkstromkabel und isolierte Starkstromleitungen*, März 1988.
- [139] DIN VDE 0276-621:1997, *Starkstromkabel - Teil 621: Energieverteilungskabel mit getränkter Papierisolierung für Mittelspannung*, Mai 1997.
- [140] DIN EN 60270:2001, *Hochspannungs-Prüftechnik: Teilentladungsmessungen*, August 2001.
- [141] DIN EN 60885-3:2004, *Elektrische Prüfverfahren für Starkstromkabel - Teil 3: Prüfverfahren zur Teilentladungsmessung an Längen von extrudierten Kabeln*, November 2004.
- [142] DIN VDE 0276-620:2010, *Starkstromkabel - Energieverteilungskabel mit extrudierter Isolierung für Nennspannungen von 3,6/6 (7,2) kV bis einschließlich 20,8/36 (42) kV*, November 2010.





