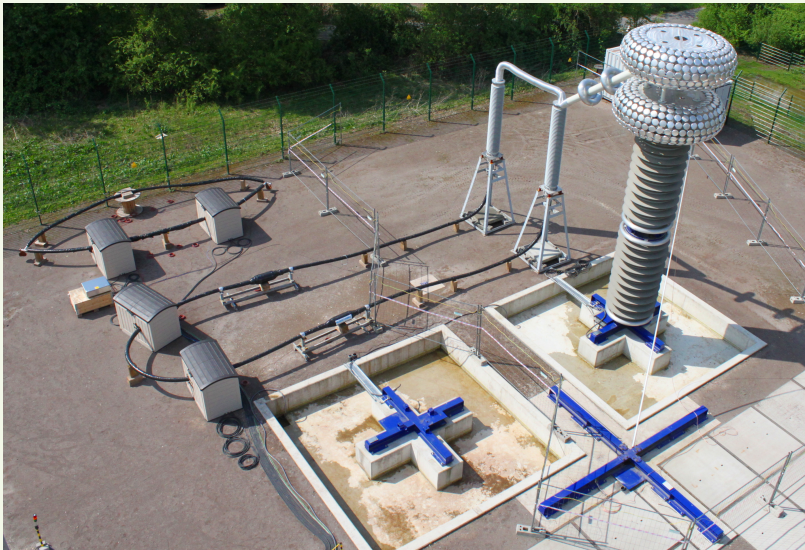


Methoden und Aspekte zur Leitfähigkeitsanalyse von Isolationsmaterialien der Kabeltechnologie und zur Isolationskoordination für Systeme der Hochspannungsgleichstromübertragung (HGÜ)



Methoden und Aspekte zur Leitfähigkeitsanalyse von Isolationsmaterialien der
Kabeltechnologie und zur Isolationskoordination für Systeme der
Hochspannungsgleichstromübertragung (HGÜ)

Claudius Freye

Methoden und Aspekte zur Leitfähigkeitsanalyse von Isolationsmaterialien der Kabeltechnologie und zur Isolationskoordination für Systeme der Hochspannungsgleichstromübertragung (HGÜ)

Bibliografische Information der Deutschen Nationalbibliothek:

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

Die vorliegende Arbeit wurde am 16.01.2020 an der Fakultät für Elektrotechnik und Informationstechnik der Technischen Universität Dortmund als Dissertation eingereicht. Die mündliche Prüfung erfolgte am 28.05.2020 in Dortmund.

Prüfungskommission:

Prof. Dr.-Ing. Prof. h.c. Torsten Bertram (Vorsitz)

Prof. Dr.-Ing. Frank Jenau

Prof. Dr.-Ing. Thomas Leibfried

Prof. Dr.-Ing. Rüdiger Kays



Dieses Werk ist lizenziert unter einer Creative Commons Namensnennung 4.0 International Lizenz (CC BY 4.0): <https://creativecommons.org/licenses/by/4.0/deed.de>

**Methoden und Aspekte zur Leitfähigkeitsanalyse von
Isolationsmaterialien der Kabeltechnologie und zur
Isolationskoordination für Systeme der
Hochspannungsgleichstromübertragung (HGÜ)**

Von der Fakultät für Elektrotechnik und Informationstechnik der
Technischen Universität Dortmund genehmigte

Dissertation

zur Erlangung des akademischen Grades

**Doktor der Ingenieurwissenschaften
(Dr.-Ing.)**

von

Claudius Freye, M.Sc.
geboren in Hannover, Deutschland

Dortmund 2020

Tag der mündlichen Prüfung: 28.05.2020
Hauptreferent: Prof. Dr.-Ing. Frank Jenau
Korreferent: Prof. Dr.-Ing. Thomas Leibfried

«The most direct manner of investigating the non-linearities of the dielectric response consists therefore in the measurement of the time-domain response, since this method probes directly the response according to the principle (...)

„Mother Nature works in the time domain“

Any non-linearities that may be observed are therefore far easier to interpret, since they represent the natural response of the system to specific driving conditions (...) »

Andrew K. Jonscher in „Dielectric Relaxation in Solids“
Chelsea Dielectrics Press, London 1983

Vorwort

Die vorliegende Arbeit ist ein Ergebnis meiner Forschung in den Jahren 2013-2020 als wissenschaftlicher Mitarbeiter am Lehrstuhl für Hochspannungstechnik der Technischen Universität Dortmund und wäre ohne die geschaffenen Rahmenbedingungen und die Förderung und Unterstützung besonderer Menschen so nicht durchführbar gewesen.

Dem Lehrstuhlinhaber Herrn Professor Dr.-Ing. Frank Jenau danke ich für die Möglichkeit als wissenschaftlicher Mitarbeiter an seinem Lehrstuhl zu arbeiten und für die Förderung dieser Arbeit, die gebotene Möglichkeit zur fachlichen und persönlichen Weiterentwicklung und die Einräumung großer wissenschaftlicher Freiräume.

Herrn Professor Dr.-Ing. Thomas Leibfried danke ich für die Übernahme des Korreferates und dem Interesse an dieser Arbeit. Ebenfalls danke ich den weiteren Mitgliedern der Prüfungskommission Herrn Professor Dr.-Ing. Rüdiger Kays und Herrn Professor Dr.-Ing. Prof. h.c. Torsten Bertram (Vorsitz).

Der Südkabel GmbH danke ich für die Bereitstellung von Prüfkörpern und Prüfkörpermaterialien und insbesondere Herrn Dominik Häring für die interessanten, ergebnisreichen und konstruktiven Diskussionen im Projekt „Entwicklung und Evaluierung innovativer Betriebsmittel für transeuropäische HGÜ-Netze“.

Ein ganz besonderer Dank gilt meinen ehemaligen und aktuellen Kolleginnen und Kollegen am Lehrstuhl für Hochspannungstechnik für das kollegiale und freundschaftlich geprägte Umfeld. Hierbei danke ich besonders Frau Saskia Josefine Frobin und Herrn Christoph Felix Niedik für die häufige und produktive Zusammenarbeit im Rahmen von gemeinsamen Veröffentlichungen. Ebenfalls bedanke ich mich bei den Herren Alessandro Cimino und Jens Kortenbrede für zahlreiche konstruktive Diskussionen, insbesondere während der Erstellung dieser Arbeit. Den technischen Mitarbeitern des Lehrstuhls danke ich für die gewährte Unterstützung und Frau Nicole Stadtfeld für die Hilfe bei organisatorischen Angelegenheiten und Verwaltungsaufgaben. Mein Dank gilt auch allen studentischen Abschlussarbeitern und Hilfswissenschaftlern, die zum Erfolg dieser Arbeit beigetragen haben - die Zusammenarbeit hat mir stets Freude bereitet.

Die fachlichen Voraussetzungen meines Promotionsvorhabens wurden während meiner Studienzeit in den Jahren 2007-2013 am Karlsruher Institut für Technologie geschaffen. Insbesondere die Ausbildung und die erfahrene angenehme und offene Arbeitsatmosphäre am Institut für Elektroenergiesysteme und Hochspannungstechnik (IEH) sind mir in sehr guter Erinnerung. Besonders danke

ich diesbezüglich Herrn Professor Dr.-Ing. Thomas Leibfried und Herrn Dr.-Ing. Rainer Badent für die fachliche Ausbildung und Herrn Dr.-Ing. Matthias Kahl für die Möglichkeit zur fachlichen Weiterentwicklung während meiner Bachelor- und Masterarbeit. Ich freue mich sehr, dass die freundschaftliche Verbindung mit dem IEH trotz meiner geographischen Veränderung Fortbestand hat. Insbesondere hat auch die wissenschaftliche Zusammenarbeit mit den Herren Dr.-Ing. Simon Wenig und Max Görtz sich positiv auf diese Arbeit ausgewirkt.

Meinen ehemaligen Kollegen (2011-2012) und dem Team in der Systemauslegung für HGÜ der Siemens AG danke ich für die Förderung meiner fachlichen Begeisterung für Hochspannungsgleichstromübertragungen. Insbesondere den Herren Dr.-Ing. Timo Christ, Arne Friese, Thomas Schröck und Ewgenij Starschich danke ich für die technischen Diskussionen und den fortwährenden Kontakt.

Zum erfolgreichen Abschluss eines Studiums gehört neben der fachlichen Komponente auch stets eine persönliche. Ich danke meinen Kommilitonen und Freunden für die großartige Zeit während des Studiums (Lurchis!) und die noch andauernde Freundschaft.

Von Herzen danke ich meinen Eltern für die stets gewährte Unterstützung und den familiären Rückhalt - nicht nur während meiner Studien- und Promotionszeit, sondern während meines ganzen Lebens. Besonders danke ich Merle für das stets entgegengebrachte Verständnis und Vertrauen, ihre Aufmunterungen und ihre Unterstützung.

Dortmund, im Juni 2020

Claudius Freye

Übersicht

Die Betriebsbedingungen und das dynamische Betriebsverhalten von Modulare Multilevel-Umrichtern (MMC) in Systemen der Hochspannungsgleichstromübertragung (HGÜ) führen zu neuartigen Isolationsbeanspruchungen. Daher wird zunächst im Themenfeld der Isolationskoordination ein Verfahren zur Dimensionierung erforderlicher Luftstrecken und der klimatischen Korrektur von Auslegungsspannungen für HGÜ-Systeme vorgestellt. Darüber hinaus werden simulativ und exemplarisch die bei einem Pol-Erde-Schluss auftretenden Überspannungen einer MMC-HGÜ (symmetrischer Monopol, Halbbrücke) am Freileitungs- respektive Kabelabgang betrachtet. Durch Approximationsanalysen werden für diese Überspannungen Abhängigkeiten von der gewählten Übertragungstechnologie und deutliche Abweichungen gegenüber normativen Kategorien von Überspannungen ersichtlich. Die betrachteten Überspannungen erlauben eine Nachbildung mit doppeltexponentiellen Impulsen, die einer Gleichspannung überlagert sind. Daher werden Konzepte zur Labornachbildung diskutiert und die Eignung einer Umsetzung im Kleinlabor gezeigt.

Die elektrische Feldverteilung vor transienten Beanspruchungen ist von Relevanz, um die Auswirkungen von Überspannungen auf Isolationssysteme der HGÜ bewerten zu können. Hierzu rücken Verfahren der Leitfähigkeitsanalyse in den Fokus, sodass zu diesem Zweck ein automatisiertes, modulares, skalier- und erweiterbares Versuchskonzept präsentiert wird. Die nachfolgend eingeführten allgemeinen Modellierungsmethoden dienen der Formulierung der Voraussetzungen einer präzisen Leitfähigkeitsbestimmung aus messtechnisch-theoretischer Sicht unter Berücksichtigung der elektrischen Eigenschaften des Prüfkreises. Die Voraussetzungen einer präzisen Leitfähigkeitsbestimmung aus feldtheoretischer Sicht, bei Würdigung der auftretenden Feldverzerrungen in Schutzringanordnungen, werden unter Zuhilfenahme numerischer Modellbildung aufgezeigt. Insbesondere für Materialien, die selbst wiederum feldstärkeabhängige elektrische Eigenschaften aufweisen, gewinnen derartige Betrachtungen an Bedeutung, um Ergebnisverfälschungen aufgrund auftretender Feldverzerrungen zu reduzieren und bewerten zu können. Daher wird ein Simulationsframework vorgestellt, das eine komfortable numerische Modellbildung und Bewertung von Schutzringanordnungen erlaubt. Additiv werden neuartige Analyse- und Entauschungsmethoden präsentiert, die eine Berücksichtigung der Zeitabhängigkeit des erfassten Absorptionsstroms ermöglichen. Hierdurch wird die Rückschlussmöglichkeit auf die dem Werkstoff zu Grunde liegende dielektrische Antwortfunktion gesteigert. Im Zuge von experimentellen Untersuchungen wird zunächst die Leistungsfähigkeit der geschaffenen Versuchstechnik bestätigt und es werden Parameter zur Bewertung der Wiederholbarkeit bei Leitfähigkeitsuntersuchungen eingeführt. Die Leistungsfähigkeit der neuartigen Trend- und Steigungsanalysen zeigt sich bei Analysen der scheinbaren Leitfähigkeit deutlich. So wird eine material- und temperaturabhängige zeitlich variierende Dynamik der Abnahme der scheinbaren Leitfähigkeit bei LSR- und VPE-Prüfkörpern ersichtlich. Erweiterungen der Prüfumgebung für zukünftige Untersuchungen schließen diese Arbeit ab.

Abstract

The operational conditions and the dynamic behaviour of modular multilevel converters (MMC) in high-voltage direct current (HVDC) systems lead to novel types of stress for the insulation. Therefore, and with respect to insulation coordination, a method for the design of necessary air clearances and the atmospheric correction of design voltages is presented for HVDC-systems. In the following, a simulation-based analysis of exemplarily resulting overvoltages at the cable sealing end respectively the overhead line terminal during pole-to-ground faults of a MMC-HVDC (symmetrical monopole, half-bridge topology) are carried out. Influences on the resulting overvoltages are unveiled by using approximation methods. The simulated voltage shapes are dependent on the chosen transmission technology and show significant deviations against normative categories of overvoltages. The identified overvoltages allow an imitation by using double exponential impulses, which occur superimposed on a direct voltage. Therefore, concepts for a synthetic laboratory imitation are discussed and the applicability of a generation circuit is shown utilizing a small-scale laboratory test setup.

The electric field distribution prior to dynamic events is significant in order to evaluate associated consequences for insulation concepts of HVDC systems. As a consequence, methods for conductivity analysis gain in importance. For this purpose, an automated, modular, scalable and upgradeable test system is presented. The following introduced general modelling techniques allow the definition of requirements for accurate conductivity analysis from a theoretical viewpoint with respect to the electrical properties of the test setup. Requirements for accurate conductivity analysis under consideration of the electrical field distribution within guarded electrode arrangements are determined utilizing numerical field simulations. These simulations gain in relevance if the electrical properties of the investigated materials are dependent on the electrical field strength. In order to reduce and evaluate resulting errors caused by field inhomogeneities of the setup itself a simulation framework is presented which allows a convenient numerical modelling and evaluation of guarding electrode arrangements. In addition, and under consideration of the time-dynamic of the absorption current, novel analysis and denoising routines for measurement data are presented. These methods allow an enhanced identification of the dielectric time domain response function of the investigated test sample. Within experimental studies the overall performance of the test system is proven and parameters for the evaluation of repeatability analysis for conductivity investigations are introduced. Furthermore, the performance of the novel analysis methods utilizing trend and slope analysis of the apparent conductivity is successfully shown. A varying dynamic of the decaying apparent conductivity, dependent on materials und temperature is identified for the investigated LSR- und XLPE-test samples. Additional extensions of the test system for future investigation close this thesis.

Inhaltsverzeichnis

Vorwort	vii
Übersicht	ix
Abstract	xi
Inhaltsverzeichnis	xiii
1 Einleitung	1
1.1 Technologieüberblick der HGÜ	1
1.2 Gliederung, Struktur und Erläuterungen zur Arbeit	7
2 Überblick über den Stand des Wissens und Zielsetzung der Arbeit	11
2.1 Isolationskoordination	11
2.1.1 Betriebsverhalten und Betriebsführung bei HGÜ	12
2.1.2 Äußere Isolierungen und Luftstrecken	14
2.1.3 Abstandsdimensionierung	16
2.1.4 Forschungsmotivation: Isolationskoordination	18
2.2 Leitfähigkeitsanalyse	19
2.2.1 Messtechnische Verfahren und scheinbare Leitfähigkeit	21
2.2.2 Allgemeine messtechnische Anforderungen	23
2.2.3 Elektrodenanordnung und Kontaktierung des Prüfkörpers	24
2.2.4 Schutztechnik und Qualifizierung der Messtechnik	26
2.2.5 Prüfkörperherstellung und -lagerung	29
2.2.6 Modellierung und mathematische Beschreibung	31
2.2.7 Experimentelle Beobachtungen und Modellerweiterungen	33
2.2.8 Elastomere und Grenzflächenphänomene	34
2.2.9 Forschungsmotivation: Leitfähigkeitsanalyse	36
2.3 Zielsetzung der Arbeit	37
3 Grundlagen	41
3.1 Polymere Werkstoffe	41
3.1.1 Polyethylen (Thermoplast)	44
3.1.2 Vernetztes Polyethylen (Duroplast)	45
3.1.3 Silikonelastomere (Elastomer)	48
3.2 Leitfähigkeit	51
3.2.1 Grundsätzlicher Einfluss der elektrischen Feldstärke	52
3.2.2 Grundsätzlicher Einfluss der Temperatur	54

3.2.3	Grundlegende Leitfähigkeitszusammenhänge bei Polymeren	54
3.2.4	Stationäre Komponente der Leitfähigkeit	54
3.2.5	Transiente Komponente der Leitfähigkeit	57
3.2.6	Wahre Stromdichte und scheinbare Leitfähigkeit	67
3.3	Schutzringanordnung und resultierende Feldverzerrungen	71
3.3.1	Geometrischer Aufbau	72
3.3.2	Feldverzerrung und effektive Elektrodenfläche	73
3.4	Versuchstechnische Realisierungen zur Leitfähigkeitsanalyse	78
3.4.1	Messtechnische Konzepte	78
3.4.2	Funktionsprinzip der Strommesstechnik: Feedbackmessung	80
3.4.3	Elektrodenformgebung zur Feldsteuerung und Tripel-Punkte	84
3.5	Versuchstechnik und Voraussetzung zur Abbildung von Impulsbeanspruchungen	85
3.5.1	Impulsspannungserzeugung	86
3.5.2	Überlagerte Impulsprüfungen	89
3.6	Luftisolationen	90
3.6.1	Ingenieurmodelle zur Beschreibung der dielektrischen Festigkeit von Luft	91
3.6.2	Klimatische Korrektur	95
4	Isolationsanforderungen und Isolationskoordination für Systeme der HGÜ	99
4.1	Verfahrensentwicklung zur Isolationskoordination für Systeme der HGÜ	100
4.1.1	Methodenbasierte Schlagweitenberechnung und klimatische Korrektur von Auslegungsspannungen (MeSukKA)	101
4.1.2	Diskussion der Berechnungsmethode und exemplarische Ergebnisse	106
4.1.3	Verfahren zur Bestimmung von optimierter Luftbefeuchtung	114
4.1.4	Resümee der vorgestellten Verfahren zur Isolationskoordination bei HGÜ	118
4.2	Analyse auftretender Überspannungen an der Systemgrenze: Konverter-Übertragungsmedium	120
4.2.1	Szenariodefinition und Simulationsdaten	120
4.2.2	Untersuchungs- und Bewertungsverfahren	122
4.2.3	Ergebnisüberblick und Diskussion	124
4.2.4	Resümee der Analyse auftretender Überspannungen an der Systemgrenze: Konverter-Übertragungsmedium	131
4.3	Synthetische Labornachbildung resultierender MMC-HGÜ-Überspannungen	133
4.3.1	Schaltungsdimensionierung, resultierende Wechselwirkungen und Simulation	134
4.3.2	Messergebnisse und Diskussion	140
4.3.3	Resümee der synthetischen Labornachbildung resultierender MMC-HGÜ-Überspannungen	146
5	Leitfähigkeitsanalyse von Isolationsmaterialien der Kabeltechnologie	149
5.1	Prototypische Realisierung der Versuchstechnik	149
5.1.1	Hochspannungserzeugung, Tiefpassfilterung, Spannungsmessung	150
5.1.2	Klimaprüfschrank, Elektrodenanordnung, Signalleitungen	154
5.1.3	Schutztechnik und Strommesstechnik	156
5.1.4	Automatisierungs- und Dokumentationskonzept	159

5.1.5	Resümee zur prototypischen Realisierung der Versuchstechnik	160
5.2	Modellbildung der Versuchstechnik: Verfahren zur Bewertung der messtechnisch-theoretischen Eignung	161
5.2.1	Ersatzschaltbild der Versuchstechnik	162
5.2.2	Modellbildung - Betrachtungen im Zeitbereich	164
5.2.3	Modellbildung - Betrachtungen im Frequenzbereich	169
5.2.4	Bewertung der prototypischen Realisierung	181
5.2.5	Resümee der vorgestellten Verfahren zur Bewertung der messtechnisch-theoretischen Eignung der Versuchstechnik	183
5.3	Numerische Modellbildung von Versuchsanordnungen zur Leitfähigkeitsanalyse	185
5.3.1	Simulationsframework und Auswertungsmethoden	186
5.3.2	Verifikation, Einfluss der Netzwerkdichte und Simulationsfehlerbetrachtung	191
5.3.3	Einfluss von Elektrodenhöhe und Potentialanhebungen der Messelektrode	199
5.3.4	Einfluss der Leitfähigkeit des Umgebungsmediums und des Schutzspaltmediums	202
5.3.5	Weiterführende Parameterstudien und Einsatzzwecke	219
5.3.6	Modellbasierte effektive Flächenkorrektur	224
5.3.7	Resümee zur numerischen Modellbildung von Versuchsanordnungen zur Leitfähigkeitsanalyse	228
5.4	Mathematische Verfahren zur Messdatenanalyse	231
5.4.1	Zeitbasenkorrektur	231
5.4.2	Steigungsanalyse und gleitende lineare Regression	232
5.4.3	Lineare Trendfilterung	240
5.4.4	Resümee der mathematischen Verfahren zur Messdatenanalyse	252
5.5	Experimentelle Untersuchungen und Ergebnisse	254
5.5.1	Verbleibende Optimierungspotentiale und Einschränkungen der prototypischen Realisierung der Versuchstechnik	255
5.5.2	Vergleichende Materialuntersuchungen	258
5.5.3	Bewertungsparameter bei Wiederholbarkeitsanalysen und Einflussanalysen unter Berücksichtigung der Prüfkörperhöhe	270
5.5.4	Trend- und Steigungsanalyse der scheinbaren Leitfähigkeiten	283
5.5.5	Resümee der experimentellen Untersuchungen und Ergebnisse	298
5.6	Erweiterung der Versuchstechnik	301
	Resümee zur Erweiterung der Versuchstechnik	306
6	Zusammenfassung und Ausblick	309
A	Anhang	315
A.1	Scheitelzeitbewertung bei der Bestimmung des Funkenstreckenfaktors	315
A.2	Ladungsträgerinjektionsprozesse, Leitfähigkeitsmodelle, Temperatur- und Feldstärkekoeffizienten	316
A.2.1	Ladungsträgerinjektionsprozesse	316
A.2.2	Mathematische Modellbildungen der stationären Komponente der Leitfähigkeit	319

A.2.3	Temperatur- und Feldstärkekoeffizienten bei polymeren Isolationsmaterialien	322
A.3	Maxwellgleichungen	326
A.4	Frequenzabhängige Polarisisation	327
A.5	Feldsteuerung nach Rogowski	328
A.5.1	Feldsteuerung nach Rogowski: Elektrodenprofilbeginn	329
A.6	MeSukKA: Anwendungsbeispiele und Analyse der Nichtlinearität	331
A.6.1	Vereinfachte Anwendung bei STC	331
A.6.2	Anwendung bei von STC abweichenden klimatischen Bedingungen	331
A.6.3	Nichtlinearität der Berechnungsmethodik	334
A.7	Prüfkörperherstellung, Lagerung, Vorbereitungen und Kontaktierung des Prüflings	336
A.7.1	Prüfkörperherstellung und Lagerung	336
A.7.2	Vorbereitung der Elektrodenanordnung und Kontaktierung des Prüflings	337
A.8	Ergänzende Tabellen	339
A.9	Ergänzende Abbildungen	341
A.10	MATLAB Funktionen	352
A.10.1	Korrekturfaktoren zur Durchführung der Flächenkorrektur in Schutzranganordnungen	352
A.10.2	Beispielfunktion zur Modellbildung der Versuchstechnik im Frequenzbereich	353
A.10.3	Implementierungsausschnitt der linearen Trendfilterung	354
B	Abbildungs- und Tabellenverzeichnis	355
B.1	Abbildungsverzeichnis	355
B.2	Tabellenverzeichnis	366
C	Verzeichnis der Abkürzungen und Formelzeichen	369
C.1	Abkürzungen und Buchstabenzeichen	369
C.2	Griechische Buchstaben und weitere Symbole	383
D	Literaturverzeichnis, Publikationen, studentische Arbeiten	387
D.1	Literaturverzeichnis	387
D.2	Publikationen	409
D.3	Studentische Arbeiten	412

1 Einleitung

Die Entdeckungen des Induktionseffektes durch Michael Faraday im Jahr 1831 und des elektrodynamischen Prinzips durch Werner von Siemens im Jahr 1866 definieren die Ausgangspunkte der rasanten Entwicklungen im Bereich der Energieversorgung [1].

Bereits 1882 war in New York das erste gleichspannungsbasierte Kabelsystem mit einer kumulierten Gesamtlänge von ca. 30 km und einer Betriebsspannung von 110 V zu Beleuchtungszwecken in Betrieb und wurde von der Pearl Street Central Power Station elektrifiziert. Obgleich im selben Jahr die erste auf Gleichspannung basierende Energiefernübertragung (57 km, 2 kV) von Miesbach nach München in Betrieb genommen wurde, etablierte sich die Wechselspannungstechnologie aufgrund des transformatorischen Prinzips im Bereich der Energieübertragung in den folgenden Jahren, bevor es zu einem erneuten Erstarren der Gleichspannungsübertragung kommt. [1–6]

Während im Vergleich der Entwicklungen bei der Hochspannungsdrehstromübertragung (HDÜ) das Transformatorprinzip unverändert die Grundlage im Hinblick auf die Hochspannungserzeugung ist, erfolgen bei der Hochspannungsgleichstromübertragung (HGÜ) wesentliche Änderungen der Hochspannungserzeugungsprinzipien und der damit assoziierten Technologiestränge. Hierdurch erwächst die Konsequenz, dass Erkenntnisse und Betriebserfahrungen nicht unmittelbar zwischen unterschiedlichen HGÜ Projekten übertragbar sind, sondern eine Differenzierung des Funktionsprinzips erfordern. In Unterkapitel 1.1 wird eine Einordnung dieser technologischen Unterschiede der HGÜ im Entwicklungskontext gegeben. Ebenfalls werden Begrifflichkeiten und Unterscheidungsmerkmale zur Analyse des Betriebsverhaltens von HGÜ eingeführt, die für Betrachtungen der **Isolationskoordination** wesentlich sind. Bei Systemkomponenten der HGÜ sind die Ausbildung der Feldverteilung, etwaige Raumladungsakkumulationen und Feldmigrationen maßgeblich mit der Leitfähigkeit der eingesetzten Isolationsmaterialien verknüpft. Hieraus erwächst die Notwendigkeit von **Leitfähigkeitsanalysen**, um resultierende Isolations- und Designaspekte abzuleiten. Der Stellenwert dieser Analysen wird anhand der HGÜ-Kabeltechnologie motiviert und unter politischen, technischen und entwicklungshistorischen Aspekten dargestellt.

Schließen wird das Kapitel mit einer Kurzdarstellung der gewählten Gliederung, der Struktur und Erläuterungen zur Arbeit in Unterkapitel 1.2.

1.1 Technologieüberblick der HGÜ

Ausgehend von der im Jahr 1891 errichteten ersten 15-kV-**HDÜ**-Energiefernübertragung von Lauffen am Neckar bis nach Frankfurt (175 km, AC: 40 Hz) stiegen die Betriebsspannungen der HDÜ-Technologie in den folgenden Jahren und Jahrzehnten rasant. In Deutschland wurde 1912 die erste 110-kV-, 1929 die erste 220-kV- und in 1957 die erste 380-kV-Übertragung in Betrieb genommen [2, 7]. Als weitere weltweite Meilensteine der HDÜ sind exemplarisch die Betriebsaufnahmen

der Übertragungen in den Jahren 1924: 220 kV (USA), 1952: 380 kV (Schweden), 1959: 525 kV (UdSSR), 1965: 735 kV (Kanada) und im Jahr 1982: 1150 kV (UdSSR) zu nennen, wobei bei dieser Übertragung mit der Auflösung der Sowjetunion die Betriebsspannung reduziert wurde. [2, 7, 8] Seit 2008/2009 werden HDÜ mit 1000 kV in China betrieben [8, 9]. Weiterentwicklungen zu höheren Betriebsspannungen finden sich ebenfalls in China sowie Japan und Planungen zur 1200-kV-Betriebsspannungsebene u. a. in Indien [8, 9].

Ideentreiber für die HGÜ ist, neben des geringeren Platzbedarfs im Vergleich zu HDÜ-Systemen identischer Übertragungsleistung ([10]), insbesondere die Möglichkeit die technisch-physikalischen Restriktionen der HDÜ im Hinblick auf die maximal realisierbaren Kabel- bzw. Freileitungslängen zu überwinden. Bei einer Energieübertragung mit Gleichstrom (DC - direct current) treten im Vergleich zu Wechselstrom (AC - alternating current) keine kontinuierlichen Ladeströme auf. Der Ladestrom I_l in Abhängigkeit der Betriebsspannung U_B und des Kapazitätsbelags C' folgt

$$I_l = U_B \cdot C' \cdot 2 \cdot \pi \cdot f \cdot l \quad (1.1)$$

und ist somit, für eine festgelegte Betriebsspannung, maßgeblich vom Produkt aus Übertragungslänge l und Frequenz f abhängig. Ein Energiekabel darf mit einem Kapazitätsbelag von $C' \approx 160 - 600$ nF/km angenommen werden, wohingegen der einer Freileitung ca. Faktor 20 darunter liegt [10]. Aus Gleichung 1.1 ergibt sich eine resultierende Längenlimitation für HDÜ auf Basis des Ladestrom- und des dazugehörigen Blindleistungsbedarfs, insbesondere bei Kabelstrecken. Bei HDÜ-Freileitungstrassen sind Übertragungslängen von mehreren hundert Kilometern im Hinblick auf den Blindleistungsbedarf realisierbar, jedoch können hier Stabilitätsprobleme (Leitungswinkel siehe u. a. [1]) erwachsen. Derartige Längenrestriktionen entfallen bei HGÜ, da diese keine Blindleistung zum Betrieb der Freileitungen bzw. Kabeltrassen benötigen. Darüber hinaus treten weder Proximity¹ - noch Skin-Effekt² in Erscheinung. Diese Aspekte führen dazu, dass die erforderlichen Leiterdurchmesser für identische Strombelastbarkeiten bei der DC-Technologie reduziert werden können. Hierdurch wird die Wirtschaftlichkeit einer HGÜ im Vergleich zu einer HDÜ gesteigert und bei Freileitungen ab Übertragungslängen von ca. 400 – 800 km sowie bei Kabeln bereits ab ca. 40 – 100 km erreicht. [3, 10, 12]

Die Entwicklungshistorie der HGÜ zeigt sich ähnlich rasant derer der HDÜ, obgleich zeitlich verschoben; einen Überblick bietet Abbildung 1.1. Konkrete Pläne zum erneuten Erstarben der Gleichspannungsübertragung in Deutschland datieren zurück bis in die Jahre nach dem ersten Weltkrieg. Zum Zwecke der Gleichspannungserzeugung wurden Forschungsbestrebungen u. a. im Bereich der Lichtbogen- als auch Quecksilberdampf-Stromrichter unternommen. [12] Als Meilensteine sind die Lichtbogenstromrichter-Versuchsanlage „Lehrte-Misburg“ (1942-1944) und die Arbeiten für das 1941 beauftragte, jedoch nicht in Betrieb genommene (Kriegsende), kommerzielle HGÜ-Vorhaben „Elbe-Berlin“ auf Basis der Quecksilberdampf-Stromrichtertechnologie zu nennen. [2, 3, 5, 12]

¹ Proximityeffekt: Widerstandsvergrößerung eines Leiters aufgrund von benachbarten von Wechselströmen durchflossenen Leitern und der damit verbundenen Stromverdrängung und resultierenden Wirbelströme. Dieser Effekt ist reziprok zum Leiterabstand. [11]

² Skin-Effekt: Widerstandsvergrößerung eines Leiters aufgrund von Stromverdrängung im Leiter selbst. Der Leiter ist infolge nicht homogen von elektromagnetischen Wechselfeldern durchsetzt, wodurch im Leiterinneren Feld- und Stromfreiheit resultieren können und hierdurch der äquivalente Leiterquerschnitt, dem gegenüber bei Gleichstrom vorliegenden, reduziert wird. [11]

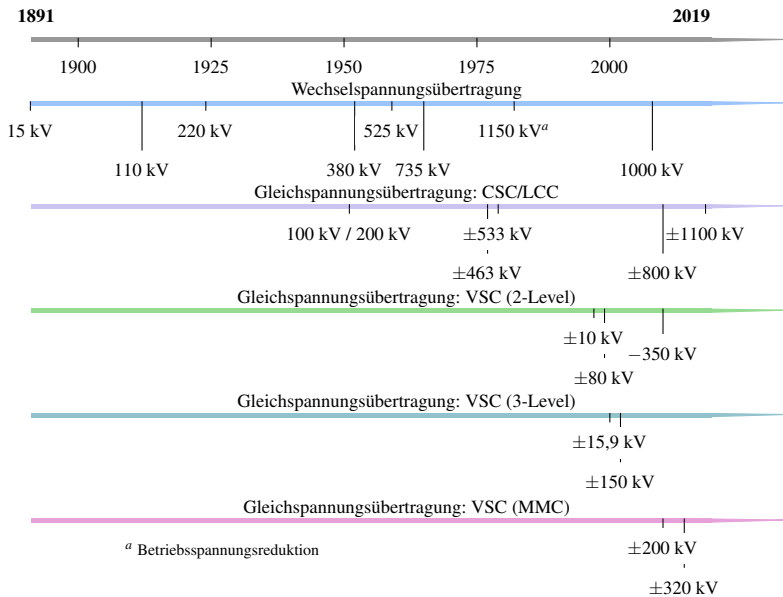


Abbildung 1.1: Zeitlicher Überblick über ausgewählte Projekte der Energieübertragung und deren nominale Betriebsspannung sowie einiger Merkmale des Funktionsprinzips.

Netzgeführte HGÜ

Die Entdeckung der Quecksilberdampfventile durch Peter Cooper Hewitt datiert zurück auf 1901. Im Jahr 1939 wurden Weiterentwicklungen zur ventilinternen Feldsteuerung durch Uno Lamm vorgestellt. Im Bezug auf die **netzgeführte HGÜ**, auch als **LCC-HGÜ** (Line Commutated Converter-HGÜ) oder **CSC-HGÜ** (Current Source Converter-HGÜ) bezeichnet, konnte diese Ventilrealisierung bereits 1951 in der damaligen UdSSR bei der kommerziellen 100 km langen 100 kV [5] bzw. 200 kV [13] kabelgebundenen HGÜ-Verbindung „Kashira-Moskau“ überzeugen. [5, 12, 13] Selbige Ventiltechnologie wurde auch bei dem oft benannten Startpunkt der modernen HGÜ (1954), dem „Gotland Link“, einer 96 km langen Kabelverbindung von Gotland zum schwedischen Festland, eingesetzt. Bei der LCC-HGÜ steigerten sich die Übertragungsspannungen bis zum Projektabschluss des „Nelson-River-Bipol“ (1977) auf bis zu ± 463 kV. Der nun folgende Technologiewechsel vom Quecksilberdampfventil zum Thyristor wurde im Jahr 1967 von prototypischen Realisierungen und im Jahr 1970 durch den Einsatz bei der Übertragungsleistungssteigerung des „Gotland Links“ begleitet. [5, 13]

Der Einsatz des Thyristors in kommerziellen HGÜ-Neuprojekten hat seinen Ursprung im Jahr 1970 im „Eel River“ Projekt (80 kV) und etablierte sich 1979 im Projekt „Cahora Bassa“ mit einer Betriebsspannung von ± 533 kV vollständig. Durch kontinuierliche Weiterentwicklungen ist der Thyristor Wegbereiter der in 2010 realisierten ± 800 kV „Xiangjiaba-Shanghai“ Verbindung sowie für

die ± 1100 kV HGÜ-Verbindung „Changji-Guquan“. [5, 8, 13]. Als Unterscheidungsmerkmal im Hinblick auf die eingesetzte Konvertertopologie der LCC-HGÜ ist unter anderem die Serienschaltungszahl an genutzten Sechspuls-Drehstrombrückenschaltungen (**6-Puls**) zu nennen. In Abhängigkeit der Systemgröße liegen typischerweise **12-Puls** Konfigurationen je Pol vor. [5]

Selbstgeführte HGÜ

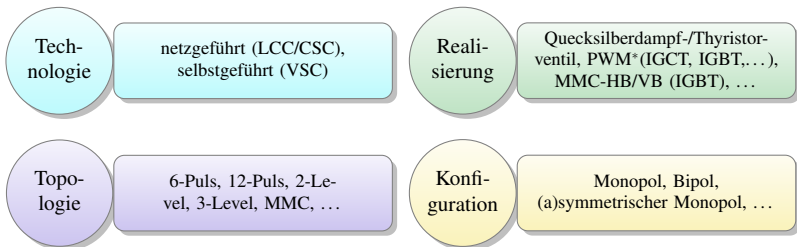
Die Verfügbarkeit von abschaltbaren Leistungshalbleitern höherer Leistungsklassen, wie Insulated Gate Bipolar Transistoren (IGBT) und Gate Turn-Off Thyristoren (GTO) sowie Integrated Gate Turn-Off Thyristoren (IGCT) ermöglichten die Entwicklung des Technologiestrangs der **selbstgeführten HGÜ**, auch **VSC-HGÜ** (Voltage Source Converter-HGÜ) [5]. Hierbei kann eine weitere Unterteilung in mehrere Umrichtertopologien vorgenommen werden.

Die erstmalige Inbetriebnahme eines **Zweilevelumrichters** zur Energieübertragung erfolgte mit einer Betriebsspannung von ± 10 kV im Jahr 1997 und steigerte sich im Jahr 1999 auf ± 80 kV bei Anpassungen des „Gotland Links“ [14]. Die Inbetriebsetzung der ersten VSC-HGÜ mit Freileitung der sogenannte „Zambezi-Link“ (ehemals „Caprivi-Link“) erfolgte 2010 mit einer Betriebsspannung von -350 kV. [14, 15] **Dreilevelumrichter** werden seit 2000 eingesetzt, zunächst mit einer Betriebsspannung von $\pm 15,9$ kV und 2002 bereits mit ± 150 kV [14]. Im Jahr 2010 wurde im Zuge des „Trans Bay Cable“ Projektes erstmals die **Modulare Multilevel Umrichter Technologie (MMC-HGÜ)** kommerziell realisiert (± 200 kV). Im Bereich der MMC-HGÜ existieren mehrere herstellerepezifische Konzepte, wie beispielsweise kaskadierte Zweilevel-Umrichter oder Hybride-Multilevel-Ansätze. [5] Zum gegenwärtigen Zeitpunkt sind folgende kommerziell verfügbaren MMC-HGÜ-Produktgruppen zu benennen: HVDC Plus (Siemens), HVDC Light Gen. 4 (ABB), HVDC Flexible (C-EPRI) und HVDC MaxSine (Alstom/GE Grid Solutions) [5, 10, 16]. Eine Diversifikation innerhalb der MMC-HGÜ bildet die Art der Submodulrealisierung (SM), welche z. B. als **Halbbrücken (HB)** oder **Vollbrücken (FB/VB)** ausgeführt werden [5, 16].

Systemkonfiguration und Unterscheidungsmerkmale

Sowohl für die LCC-Technologie als auch für die VSC-Technologie gilt es die Systemkonfiguration zu unterscheiden. Hierbei ist die Differenzierung zwischen monopolen oder bipolaren Systemen unter Berücksichtigung der Erdrückleitung und der Spannungsaufteilung (symmetrisch oder asymmetrisch) vorzunehmen. Mit besonderem Fokus auf die MMC-HGÜ kann zum derzeitigen Stand zwischen den überwiegend realisierten **symmetrischen Monopolen** und anderen Konfigurationen wie u. a. **asymmetrischen Monopolen** oder (**Rigid**) **Bipolen** unterschieden werden. [5, 16]. Eine Besonderheit einer MMC-Ausführung ist der asymmetrische Monopol „Skagerrak 4“, welcher gemeinsam mit einer bestehenden LCC-HGÜ in einer hybriden bipolaren Konfiguration betrieben wird. Die Betriebsspannung beträgt hier 500 kV, bei einer Realisierung als MMC-HB mit Polaritätsumkehrinrichtung [17]. Eine im Hinblick auf die Anbindung der Offshorewindparks an das deutsche Festland repräsentative MMC-Topologie ist die MMC-HB Realisierung, mit einer Betriebsspannung von ± 320 kV, konfiguriert als symmetrischer Monopol, wie z. B. „DolWin1“, „SylWin1“, „HelWin2“ [18].

Rückschlüsse auf das Betriebsverhalten und die damit verknüpfte Ableitung von Anforderungen an die Isolationskoordination einer HGÜ sind nur unter Kenntnis des HGÜ-Funktionsprinzips möglich. Zur Analyse des Funktionsprinzips sind bei HGÜ - entgegen der gemeinsamen Basis des transformatorischen Prinzips bei der HDÜ - wesentliche Unterscheidungen vorzunehmen, welche in Abbildung 1.2 zusammengefasst sind. Ob dieser notwendigen Unterscheidung zur Analyse des Betriebsverhaltens sind Erkenntnisse und Betriebserfahrungen nicht unmittelbar zwischen unterschiedlichen HGÜ-Projekten übertragbar, sondern bedürfen weitergehender Analysen z. B. auch unter Würdigung des gewählten Übertragungsmediums und der implementierten Regelungskonzepte.



* Pulsweitenmodulation

Abbildung 1.2: Wesentliche Unterscheidungsmerkmale einer HGÜ hinsichtlich des Funktionsprinzips zur Analyse des Betriebsverhaltens.

HGÜ-Kabeltechnologie und Feldverteilung bei Gleichspannung

Die Wahl der Trassenführung und des Übertragungsmediums (Freileitung/Kabel) ist von sozialen, ökologischen, politischen, rechtlichen und wirtschaftlichen Aspekten abhängig. Die Realisierung von Freileitungen ist bei der Anbindung von Offshorewindparks praktisch unmöglich. [10] Die gesetzlichen Rahmenbedingungen bei der Wahl des Übertragungsmediums werden in Deutschland maßgeblich durch das im Dezember 2015 beschlossene „Gesetz zur Änderung von Bestimmungen des Rechts des Energieleitungsbaus“ definiert, sodass im „Netzentwicklungsplan Strom 2030, Version 2017“ bereits der Vorrang der Erdverkabelung³ vorgesehen ist. [19–21]

Für den Einsatz in der HGÜ existieren verschiedene Arten von **Hochspannungskabeln**. Ohne Berücksichtigung der gasisolierten Rohrleitungen ist eine Unterteilung in Öl-Papier isolierte Kabel und Polymer bzw. extrudiert isolierte Kabel möglich. Extrudierte Kabel weisen wesentliche Vorteile im Vergleich zu Öl-Papier isolierten Kabeln auf. Neben höheren Leitertemperaturen und der aufgrund der Ölfreiheit verbesserten Umweltverträglichkeit überzeugen bei dieser Technologie u. a. die einfachere Kabelverbindung (Muffenmontage) sowie die gewichtssparende Realisierbarkeit von Feuchtigkeitssperren. Insbesondere die bereits kommerziell eingesetzten Kabel mit einer Isolierung aus vernetztem Polyethylen (VPE) zeichnen sich durch ein geringeres Gewicht, einen geringeren Biegeradius und geringere Herstellungskosten im Vergleich zu Öl-Papier isolierten Kabeln aus. Die

³ Der Gesetzesbeschluss definiert als Erdkabel „alle Erdleitungen einschließlich Kabeltunneln und gasisolierter Rohrleitungen“ [19].

Umweltverträglichkeit steigert sich beim Einsatz thermoplastischer Isolationsmaterialien, aufgrund der Möglichkeit der Wiederverwertung, noch weiter. [3, 10, 18, 22–24]

Die **Feldverteilung** in einem Isolationssystem ist bei Gleichspannungsbeanspruchung im stationären Fall maßgeblich durch die Leitfähigkeit bestimmt. Die Leitfähigkeit von polymeren Isolationsmaterialien ist von einer Vielzahl von Materialparametern und Einflussgrößen abhängig. Für VPE liegen unter anderem Abhängigkeiten der elektrischen Leitfähigkeit von der elektrischen Feldstärke und der Temperatur vor. Bei Betrieb eines HGÜ-Kabels kommt es, bedingt durch die Stromwärmeverluste im Leiter, zu einem radialen Temperaturgradienten und somit zu einem Leitfähigkeitsgradienten im Isolationsmaterial. Neben der hieraus erwachsenden Möglichkeit der Feldinversion (siehe Abbildung 1.3) kann die Bildung von Raumladungen im Dielektrikum resultieren. Die Grenzflächen in einem Energiekabel (z. B. Leitschicht - Dielektrikum) oder das Zusammenwirken verschiedener Isolierwerkstoffe in Kabelendverschlüssen und Muffen begünstigen die Ausbildung von Raumladungen aufgrund der jeweils individuell verschiedenen Leitfähigkeiten und Einflussparameter. Diese müssen im Designprozess Berücksichtigung finden. Das Vorhandensein von Raumladungen und die daraus resultierenden lokalen Feldstärkeüberhöhungen führt bei DC-Kabeln zu einer frühzeitigeren Polymerdegradation im Vergleich zu AC-Kabeln. [3, 25–28]

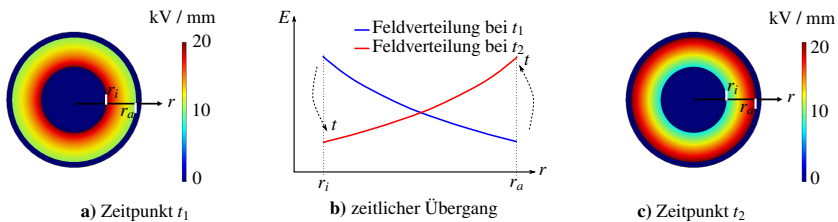


Abbildung 1.3: Grundsätzliche Darstellung der elektrischen Feldinversion in HGÜ-Kabeln unter Berücksichtigung eines thermischen Gradienten, welcher sich aufgrund von Stromwärmeverlusten einstellt. Hierbei kennzeichnet t_1 einen Zeitpunkt 1 Minute und t_2 einen Zeitpunkt 3000 Minuten nach Zuschaltung. Falschfarbendarstellung aus [M7].

Die Ausbildung von Raumladungen, welche aufgrund der Temperaturabhängigkeit der Leitfähigkeit inhärent bei VPE isolierten HGÜ-Energiekabeln vorliegen kann, führte zu erheblichen Erschwernissen bei der Entwicklung von extrudiert isolierten HGÜ-Kabeln. Die durch die Raumladungen verursachten Feldverzerrungen innerhalb der Isolation führten zu einem Versagen derartiger Kabelsysteme in den 1960er Jahren bei Polaritätswechselversuchen. Polaritätswechselversuche sind in Bezug auf die damalig verfügbare HGÜ-Technologie wesentlich, da eine Leistungsflussumkehr bei LCC-HGÜ ausschließlich über eine Spannungsumkehr realisiert wird. Somit ist es auch nicht verwunderlich, dass nach vielen Entwicklungsbestrebungen ein wesentlicher Durchbruch im Bereich der polymeren Isolationstechnik für Kabelsysteme in die 1990er Jahre zurückdatiert und zeitlich mit den Entwicklungserfolgen der VSC-Technologie korreliert. Bei der VSC-Technologie erfolgt die Leistungsflussumkehr durch eine Stromumkehr. Folgerichtig wurden erneut im Zuge

des „Gotland Links“ (VSC, 2-Level, PWM) im Jahr 1999 erstmals VPE-Kabel kommerziell eingesetzt. Pilotprojekt für VPE isolierte Gleichstromkabel bei Einsatz in der MMC-HGÜ (HB) war das „Trans Bay Cable“ Projekt 2010. [3, 22, 29, 30]

Die Forschungsbestrebungen im Bereich der Isolierwerkstoffe für extrudiert isolierte HGÜ-Kabel sind hochaktuell und mannigfaltig. Verschiedene Vorhaben adressieren Duroplaste und Thermoplaste sowie hochreine und füllstoffbasierte Materialmodifikationen [3, 24, 29]. Gleichzeitig steigern sich die verfügbaren maximalen Betriebsspannungen. In 2017/18 wurde die Verfügbarkeit von extrudierten Kabelsystemen bis zu 640 kV festgestellt. [31] Zum gegenwärtigen Zeitpunkt ist die höchste Betriebsspannung eines kommerziell realisierten MMC-HGÜ-Kabelsystems ± 400 kV („Nemo-Link“). [32, 33]

1.2 Gliederung, Struktur und Erläuterungen zur Arbeit

Die vorliegende Arbeit adressiert die Themenfelder der **Leitfähigkeitsanalyse** von Isolationsmaterialien der Kabeltechnologie und der **Isolationskoordination** für Hochspannungsgleichstromübertragungen. Eine Strukturübersicht befindet sich in Abbildung 1.4.

Im Anschluss an die in **Kapitel 1** präsentierte Einleitung erfolgt zunächst eine fachliche Einordnung, Eingrenzung und die Präsentation eines Überblicks über den Stand des Wissens der Themenbereiche Isolationskoordination und der Leitfähigkeitsanalyse in **Kapitel 2**. Hierbei werden in einer kompakten Darstellung die Verzahnung und Interaktion dieser Themengebiete untereinander, insbesondere aber auch die themengebietssensitiven Abhängigkeiten, Beeinflussungen und Limitationen erarbeitet. Zur Wahrung des Überblickcharakters wird zunächst auf eine Einbettung von mathematischen Beziehungen und detaillierten Illustrationen verzichtet. Unter Kenntnis des aktuellen Wissensstandes wird in Abschnitt 2.1.4 die Forschungsmotivation im Themengebiet der Isolationskoordination und in Abschnitt 2.2.9 die Forschungsmotivation im Themengebiet der Leitfähigkeitsanalyse abgeleitet. Diese Forschungsmotivationen münden in Unterkapitel 2.3 in der Zielsetzung der Arbeit.

Das in Kapitel 1 und 2 zusammengetragene Wissen, inklusive der betrachteten Nebengebiete, bildet die wissenschaftliche Einordnung der vorliegenden Arbeit. Im anschließenden **Kapitel 3** werden die für diese Arbeit relevanten Grundlagen dargestellt.

Kapitel 4 adressiert die formulierte Forschungsmotivation im Themenbereich der Isolationsanforderungen und Isolationskoordination für Systeme der HGÜ und die hieraus abgeleiteten Zielsetzungen. **Kapitel 5** widmet sich der Forschungsmotivation und der Zielsetzung im Themenbereich der Leitfähigkeitsanalyse von Isolationsmaterialien der Kabeltechnologie. Die Arbeit schließt mit einer Zusammenfassung und einem Ausblick in **Kapitel 6**.

Zur Förderung der thematischen Homogenität werden Schwerpunkte über Kapitelgrenzen hinweg beibehalten (vgl. Abbildung 1.4). Hieraus folgt, dass ob des thematischen Ausklangs von Kapitel 2 im Themenbereich der Leitfähigkeitsanalyse in Kapitel 3 zunächst mit den Grundlagen in diesem Themengebiet fortgefahren wird. Im Anschluss folgt dann der Grundlagenschwerpunkt im Themenbereich der Isolationskoordination, welcher wiederum den Brückenschlag zur Bearbeitung der

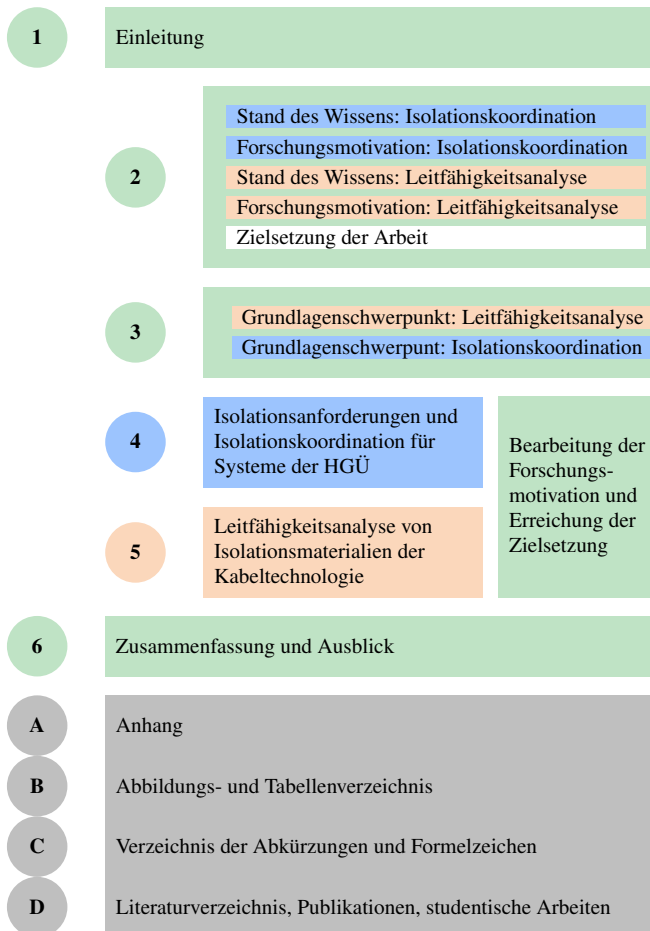


Abbildung 1.4: Strukturübersicht zur vorliegenden Arbeit: Methoden und Aspekte zur Leitfähigkeitsanalyse von Isolationsmaterialien der Kabeltechnologie und zur Isolationskoordination für Systeme der Hochspannungsgleichstromübertragung (HGÜ).

Forschungsmotivation und Erreichung der Zielsetzung in Kapitel 4 bildet. Die Arbeit wird anschließend thematisch mit der Bearbeitung der Forschungsmotivation und Erreichung der Zielsetzung im Themenbereich der Leitfähigkeitsanalyse in Kapitel 5 fortgesetzt.

Ergänzende inhaltliche Beiträge der vorliegenden Arbeit befinden sich im Anhang (A). Hieran anschließend folgt das Abbildungs- und Tabellenverzeichnis (B), ein Verzeichnis der Abkürzungen und Formelzeichen (C) und abschließend das Literaturverzeichnis unter separater Ausweisung eigener Publikationen und betreuter studentischer Arbeiten (D). Um eine Navigation und Unterscheidbarkeit gegenüber dem Literaturverzeichnis zu ermöglichen, werden zusätzliche Buchstabenkür-

zel verwendet. Hierbei werden eigene Veröffentlichungen (D.2) im Fall von Zeitschriftenbeiträgen durch den Zusatz „Z“ gekennzeichnet ([Z1–Z3]), der Zusatz „K“ benennt Konferenzbeiträge mit eigener Erstautorenschaft ([K1–K12]), wohingegen die Mitarbeit bei Konferenzbeiträgen mit dem Zusatz „M“ gekennzeichnet wird ([M1–M10]).

Betreute studentische Arbeiten (D.3) werden ebenfalls gesondert geführt. Bachelorarbeiten werden mit dem Zusatz „S-BA“ ([S-BA1–S-BA4]), Masterarbeiten mit „S-MA“ ([S-MA1–S-MA9]), Abschlussberichte von Projektgruppen mit dem Präfix „S-PG“ ([S-PG1–S-PG4]) und fachwissenschaftliche Projektarbeiten mit dem Zusatz „S-PA“ ([S-PA1, S-PA2]) gekennzeichnet.

2 Überblick über den Stand des Wissens und Zielsetzung der Arbeit

Im Themenfeld der HGÜ hat sich der MMC-Stromrichter seit 2010 etabliert. Die durch die MMC-Technologie offerierten Möglichkeiten auf zusätzliche Filtereinrichtungen, sowohl auf der AC, als auch auf der DC-Seite zu verzichten, trägt neben weiteren positiven Eigenschaften, wie u. a. Blindleistungsbereitstellung, Schwarzstartfähigkeit, Leistungsflusssteuerung und Modularität, zu der voranschreitenden Integration dieser Technologie in den Energieversorgungssystemen bei. [5, 10, 18, 34] Mit der Anbindung von Offshorewindparks stellt die MMC-Technologie zudem eine Säule des mit der deutschen Energiewende verbundenen Wandels der Hochspannungsübertragungsnetze dar.

An der Systemgrenze Konverter-Übertragungsmedium folgen wechselseitige Beeinflussungen und Interaktionen dieser beiden Komponenten. Der dynamische Umrichterbetrieb ist z. B. von der Art des Übertragungsmediums abhängig, gleichermaßen resultieren hieraus veränderte Isolationsanforderungen für die eingesetzten Übertragungsmedien selbst [Z2, M4]. Dies animiert zu einer Analyse dieser wechselseitigen Zusammenhänge mit Fokus der Isolationskoordination, welche im Gegensatz zum standardisierten Vorgehen bei der AC-Technologie für MMC-HGÜ noch Gegenstand aktueller wissenschaftlicher Fragestellungen ist. Da Betriebserfahrungen der Wechselspannungstechnologie nicht unmittelbar auf Applikationen der Gleichspannungstechnologie übertragen werden können [35], werden Aspekte der stationären und dynamischen Feldverteilung und die Betriebsmittelinteraktion für MMC-HGÜ in dieser Arbeit behandelt. Die gewählte Systemgrenze erfordert neben der Betrachtung von äußeren Isolierungen wie Luftstrecken auch die Analyse von Feststoffisolationen wie z. B. in der HGÜ-Kabeltechnik. Zur ganzheitlichen Betrachtung ist daher die Abbildung der Feldbeanspruchung einer Isolation bei Gleichspannung erforderlich, welche maßgeblich (im stationären Fall) durch die Leitfähigkeit definiert ist.

Im Folgenden wird daher zunächst ein kompakter Überblick über den Stand des Wissens sowohl im Themengebiet der Isolationskoordination in Unterkapitel 2.1 als auch im Themengebiet der Leitfähigkeitsanalyse in Unterkapitel 2.2 gegeben, um stringent themenspezifisch die Forschungsmotivationen in Abschnitten 2.1.4 und 2.2.9 vorzustellen. Mit der hieraus abgeleitete Zielsetzung der Arbeit in Unterkapitel 2.3 schließt vorliegendes Kapitel.

2.1 Isolationskoordination

Die Isolationskoordination definiert in allgemeiner Form die Bestimmung der erforderlichen Isolationsfestigkeit von Betriebsmitteln. Hierzu werden auftretende Betriebsbelastungen unter Einbe-

ziehung vorhandener Schutzeinrichtungen analysiert und unter Würdigung akzeptabler Fehlerraten der Isolation in erforderliche Stehspannungen überführt. [35, 36] Der normative Rahmen wird im Wesentlichen durch die Normenreihe DIN EN / IEC 60071 definiert. Neben Grundsatzdefinitionen und den Anforderungen in DIN EN 60071-1 [37] findet sich eine umfangreiche Anwendungsrichtlinie in DIN EN 60071-2 [38]. Ergänzt werden diese Werke mit einer englischsprachigen Berechnungsrichtlinie zur Modellierung elektrischer Netze im Rahmen der Isolationskoordination (IEC TR 60071-4 [39]) sowie Verfahren zur Isolationskoordination bei netzgeführter HGÜ (DIN EN 60071-5 [40]). Ein Verfahrensvergleich der Isolationskoordination für Drehstrombetriebsmittel und für Betriebsmittel in netzgeführte HGÜ-Stromrichterstationen gemäß [40] ist in Abbildung 2.1 dargestellt.

Als wesentlich ist festzustellen, dass entgegen der Vorgehensweise bei AC gemäß [40] keine genormten Bemessungsstehspannungen und daraus resultierende genormte Isolationspegel (Kombination von U_w) innerhalb der LCC-Stromrichterstationen vorgeschrieben werden, obgleich das Verfahren zur Auswahl der Stehspannungen (vgl. Abbildung 2.1) stark an jenes für die AC-Technologie [37, 38] angelehnt ist.

Im Zuge der Systemauslegung, respektive des Komponentendesigns, gilt es für einen zuverlässigen Betrieb die Isolation derartig auszulegen, dass die elektrische Belastung unter allen relevanten Bedingungen geringer als die elektrische Festigkeit ist [41]. Die elektrische Belastung wird als die elektrische Feldstärke E verstanden [41]. Die hieraus erwachsenden Herausforderungen für HGÜ-Isoliersysteme sind in [35] als die „sieben Plagen des HGÜ-Isoliersystems“ zusammengefasst. Die Dimensionierung eines Isolationssystems für DC-Applikationen erfordert eine intensive Auseinandersetzung mit Leitfähigkeiten und Permittivitäten der eingesetzten Isolationsmaterialien, um sowohl stationäre als auch zeitlich veränderliche Feldverteilungen bestimmen zu können. Insbesondere nichtlineare Materialeigenschaften, die u. a. Abhängigkeiten von Temperatur und Feldstärken aufweisen, begünstigen die Ausbildung von Raum- und Flächenladungen. Hieraus ergeben sich zeitliche Veränderungen der Feldverteilung, sogenannte Feldmigrationen. [35]

Mit dem Fokus der Isolationskoordination werden somit zunächst in Abschnitt 2.1.1 Aspekte des Betriebsverhalten und der Betriebsführung bei HGÜ umrissen, um die Ableitung relevanter Belastungsszenarien zu ermöglichen. Folgend werden in Abschnitt 2.1.2 äußere Isolierungen und Luftstrecken thematisiert, bevor die zur Abstandsdimensionierung wesentlichen Zusammenhänge in Abschnitt 2.1.3 ausgeführt werden. Das Unterkapitel schließt mit der abgeleiteten Forschungsmotivation im Themenbereich der Isolationskoordination in Abschnitt 2.1.4. Die Abbildung des Stand des Wissens für innere Isolierungen findet sich im folgenden Unterkapitel 2.2 im Kontext der Leitfähigkeitsanalyse.

2.1.1 Betriebsverhalten und Betriebsführung bei HGÜ

Besonders aus den nichtlinearen Materialeigenschaften und -abhängigkeiten folgt, dass die elektrischen Belastungen der Isolation nur unter Berücksichtigung der Betriebsführung und Systemauslegung der HGÜ bestimmbar werden. Die aktuelle Übertragungsleistung beeinflusst beispielsweise

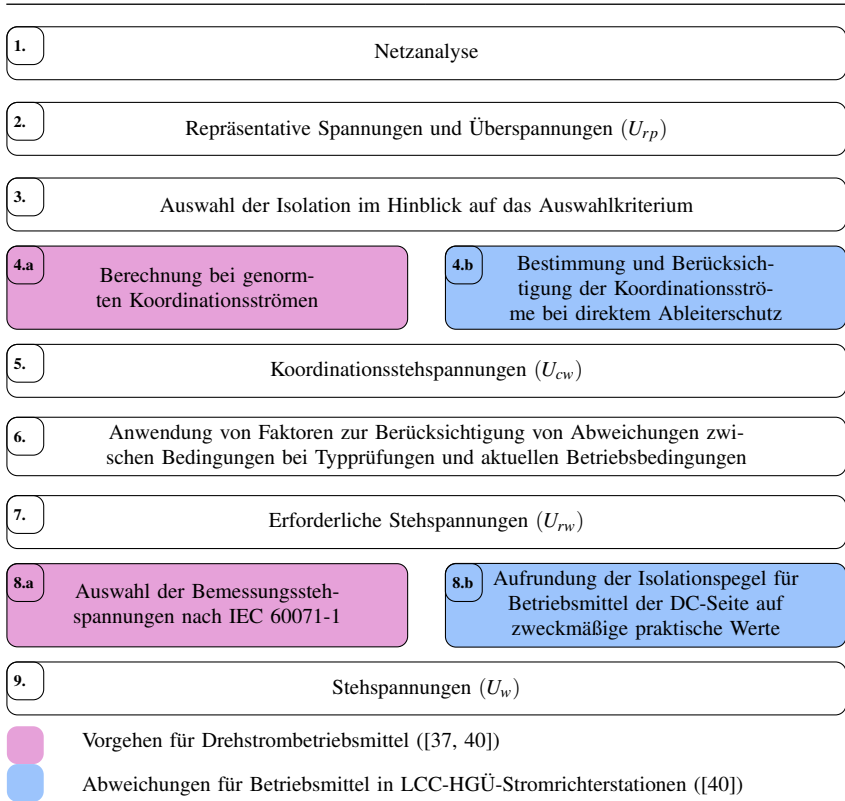


Abbildung 2.1: Verkürzte Darstellung zur Bestimmung der Stehspannungen im Vergleich für AC-Betriebsmittel (DIN EN 60071-1 [37]) und für Betriebsmittel in (LCC-) HGÜ-Stromrichterstationen (DIN EN 60071-5 [40]). Darstellung nach [40].

die auftretenden Stromwärmeverluste und somit den resultierenden thermischen Gradienten, der wiederum auf die Materialeigenschaften und somit auf die Feldverteilung einwirkt. Gleichermaßen lässt sich die Feldverteilung nur unter Berücksichtigung vorheriger Betriebszustände (z. B. Polarität, Betriebsspannung, Leistungsfluss, etc.) abbilden [3]. Die Isolationsauslegung erfordert daher Kenntnis über die obig genannten Materialparameter und Abhängigkeiten sowie über das Betriebsverhalten der HGÜ und über den Ursprung und zeitlichen Verlauf der Spannungsbeanspruchungen. Hierbei sind die Spannungsbeanspruchungen erneut vom Funktionsprinzip der HGÜ abhängig (vgl. Abbildung 1.2). Das resultierende transiente Betriebsverhalten während eines DC-Fehlers einer MMC-HB ist grundsätzlich zu dem einer MMC-VB verschieden, da hier prinzipiell ein DC-Fehlerstrom geklärt werden kann [10]. Dies bedingt, dass auch die implementierten Regelungskonzepte der HGÜ die auftretenden Überspannungen hinsichtlich Zeitverlauf und Spitzenwert beeinflussen können (siehe u. a. [42–44]). Weitere Untersuchungen zeigen, dass bei MMC-HGÜ das gewählte Übertragungsmedium, der Leistungsfluss unmittelbar vor Fehlereintritt, die Konfigurationen der

Schutzorgane, das Umrichterdesign, die Strategien zur Fehlerklärung und Wiedereinschaltung und die Ausbildung von Wanderwellen einflussnehmende Größen sind ([42–56]). Die Relevanz dieses Themenfeldes wird durch die aktuellen Fallstudien und wissenschaftlichen Beiträge sowie die Aktivitäten des Cigré bestätigt - hier wurde z. B. 2015 die Gründung der Arbeitsgruppe B4.71 angeregt (vgl. [57]), welche sich intensiv mit der Isolationskoordination für VSC-HGÜ beschäftigen soll. Derzeit ist, mit besonderem Fokus für HGÜ-Kabel, festzuhalten, dass sich keine verallgemeinernden Aussagen hinsichtlich der schlimmstmöglichen („worst case“) Fehlerfälle oder der Ausprägung zeitweilig auftretender Überspannungen treffen lassen [50]. Diese sind, ebenso wie deren Kategorisierung und einheitliche Definition ([58]), Gegenstand aktueller wissenschaftlicher Fragestellungen.

Die Abbildung der individuell auftretenden Spannungsbeanspruchungen und die Definition der resultierenden Stehspannungen erfordern somit bei der Isolationskoordination Netzanalysen [37] unter Berücksichtigung einer Vielzahl an verschiedenen Fehlerszenarien und Einflussfaktoren (s. o.). Die Belastbarkeit dieser Analysen ist direkt an die Genauigkeit der Netz- und Anlagennachbildung (vgl. [39]) geknüpft. Dies geht fraglos damit einher, dass hierzu die Unterscheidungsmerkmale gemäß Abbildung 1.2 in einem deutlich höheren Detailgrad Berücksichtigung finden. Anforderungen an die hieraus erforderliche Systemnachbildung und Modellklassifizierung lassen sich in [59] finden, Diskussionen über Modellierungseinflüsse z. B. in [60–62].

2.1.2 Äußere Isolierungen und Luftstrecken

Aus hochspannungstechnischen Gesichtspunkten ist bei der Isolationskoordination zwischen Betriebsmitteln mit selbstheilender Isolierung und nicht selbstheilender Isolierung sowie innerer und äußerer Isolierung zu unterscheiden. Hierbei definiert die DIN EN / IEC 60060-1 [63], dass sich in Hochspannungsgeräten grundsätzlich eine Kombination derartiger Isolierungen findet. Die Systemgrenze Konverter-Übertragungsmedium erlaubt diesbezüglich die Illustrierung einer solchen Kombination anschaulich z. B. anhand eines Kabelendverschlusses oder einer Hochspannungsdurchführung. Hierbei fungiert die Luftstrecke, inkl. der Komponentenoberfläche, aufgrund der Exposition gegenüber „atmosphärischen Wirkungen und anderen äußeren Bedingungen“ [63], als äußere Isolierung. Die innere Isolierung ist entsprechend „gegen direkte Wirkungen der äußeren Isolierung wie Verschmutzung, Feuchtigkeit und Schädlinge“ [63] geschützt. Der Stand des Wissens wird im vorliegenden Abschnitt mit dem Fokus auf äußere Isolierungen abgebildet. Die Abbildung des Stand des Wissens für innere Isolierungen findet sich im folgenden Unterkapitel 2.2 im Kontext der Leitfähigkeitsanalyse.

Ein typischer Vertreter einer selbstheilenden, äußeren Isolierung ist Luft. Luft ist ein wesentliches Isolationsmedium in HGÜ-Stromrichterstationen sowie bei Freileitungen und findet eingehende Betrachtung in der hochspannungstechnischen Grundlagenliteratur (u. a. [2, 35, 64–67]). Die dielektrische Festigkeit von Luftstrecken unterliegt einer Vielzahl von Abhängigkeiten. Neben atmosphärischen Einflüssen wie Luftdruck, Temperatur und Feuchtigkeit wird das Entladungsverhalten u. a. durch die Ausbildung von Raumladungen, die Beanspruchungsdauer und Art, die Polarität der Beanspruchung und dem Paschengesetz folgend aus dem Produkt von Elektrodenabstand und

Druck geprägt. Die Bereitstellung von Ladungsträgern für den sich einstellenden (Vor-)Entladungs- bzw. Durchschlagvorgang ist hierbei auch vom Elektrodenmaterial und der Rauigkeit, insbesondere jedoch von der Formgebung und somit maßgeblich durch die resultierenden Feldverzerrungen, bestimmt. Zur Modellierung der Durchschlagmechanismen z. B. des Streamer-, respektive Leaderdurchschlags existieren unterschiedliche Modelle (z. B. [2, 35, 67]). Die Ableitung von Gesetzmäßigkeiten zur Abschätzung der Stoßspannungsfestigkeit technischer Elektrodenanordnungen wurde von Dieter Kind 1957 als „Flächengesetz“ formuliert [68]. Hierbei wird vereinfachend eine „einheitliche und spannungsunabhängige Geschwindigkeit des Entladungsaufbaus“ angenommen [68]. Im Hinblick auf den Durchschlagmechanismus wird daher maßgeblich das Streamer-Wachstum, bei Vernachlässigung statistischer Streuzeiten und Funkenaufbauzeiten, adressiert [2, 35], obgleich eine Applikation für den Leaderdurchschlag (unter weiteren Einschränkungen) möglich ist [2].

Zur Verständnisförderung in der Gasentladungsphysik, insbesondere im Umfeld der technischen Applikation, sind seit den 1970er Jahren umfangreiche Experimentalstudien durchgeführt worden. Hierbei sind die Ergebnisse der „Les Renardières Gruppe“ ([69–73]) besonders hervorzuheben. Wesentliche Erkenntnisse, bei Applikationsfokus mit der besonderen Berücksichtigung von transienten Überspannungen, finden sich in der Cigré TB 72 [74], zusammengefasst. Modellklassifizierungen und weiterführende numerische Verfahren werden z. B. in [75] dargestellt. Insbesondere wird hier die Definition zur Differenzierung zwischen sogenannten „Ingenieurmodellen“ und gasphysikalischen Modellen eingeführt. Hierbei werden als „Ingenieurmodelle“ die Modelle klassifiziert, welche eine Vorhersage der 50-%-Durchschlagspannung U_{50} unter Berücksichtigung der statistischen Streuung formulieren. Derartige Modelle werden im Rahmen der Berechnung der Durchschlagfestigkeit aus Versuchsergebnissen z. B. auch in Normen ([38]) verwendet und entstammen zumeist [74]. Im Zuge dieser Berechnungen ist es möglich, in Abhängigkeit der Beanspruchungsart und Polarität für atmosphärische Normalbedingungen (STC - Standard Test Conditions)⁴, die zugehörige U_{50} bei einer gegebenen Schlagweite/einem gegebenen Elektrodenabstand d zu berechnen.

Geometrieinflüsse technischer Elektrodenanordnungen und daraus resultierende Feldverzerrungen lassen sich hierbei durch Nutzung des Funkenstreckenfaktors K einbeziehen. Der Funkenstreckenfaktor ist definiert als das Verhältnis zwischen der U_{50} einer beliebigen Elektrodenanordnung und der Stab-Platte-Referenzanordnung ($U_{50,RP}$) bei Beaufschlagung der Stabelektrode mit einer positiven Schaltstoßspannung (SI - Switching Impulse)⁵. [76–78] Die Erweiterung der Gültigkeit von K , respektive die Überführung und Umrechnung für andersartige Impulse und Polaritäten, wird u. a. in [36, 38, 74] durchgeführt.

Grundsätzliche Untersuchungen zur Durchschlagentwicklung bei Gleichspannungsbeanspruchung finden sich z. B. in [79], mit Fokus technischer Elektrodenanordnungen u. a. in [80, 81] und ebenfalls zusammengefasst in [74], Untersuchungen aktuelleren Datums, auch unter Berücksichtigung

⁴ Für STC gilt eine Temperatur von $T_{STC} = 20\text{ °C}$, ein Druck von $p_{STC} = 1013\text{ mbar}$ und eine absolute Luftfeuchte von $h_{STC} = 11\text{ g/m}^3$.

⁵ Die zeitlichen Grenzwerte für die genormte SI-Charakteristik ([63]) mit einer Scheitelzeit $t_p = 250\text{ }\mu\text{s}$ und einer Rückenthalbwertzeit $t_2 = 2500\text{ }\mu\text{s}$ werden für den in [76, 77] verwendeten Impuls zur Formulierung des Funkenstreckenfaktors eingehalten (siehe Anhang A.1). Entgegen der Formulierungen T_p in [63] werden in vorliegender Arbeit zeitliche Zusammenhänge mit Kleinbuchstaben gekennzeichnet t_p .

der Raumladungsbildung, in [82]. Das Durchschlagverhalten bei Gleichspannung weist Ähnlichkeiten zum Streamerentladungsverhalten auf [74, 79–82] und erlaubt den Einsatz dieses Zusammenhangs bei der Dimensionierung von Elektroden für HGÜ bei Betrachtung einer reinen Gleichspannung (vgl. [82]). Das Entladungsverhalten bei kombiniert auftretenden Belastungen, z. B. bei Schaltstoßspannungen, welche einer Gleichspannung überlagert sind, ist verhältnismäßig unerforscht [82]. Untersuchungen diesbezüglich finden sich u. a. in [74, 81, 83]. Hierbei wird überwiegend geschlussfolgert, dass unter trockenen, sauberen Bedingungen eine DC-Vorbelastung die U_{50} im Vergleich zu Impulsen mit einem kombinierten Maximalwert (Spitzenwert/Scheitelwert) nur unwesentlich beeinflusst [74, 81]. Details, auch verfestigende oder reduzierende Effekte unter Berücksichtigung von Feuchte, Elektrodenanordnung und Verschmutzungen, finden sich in [81, 83].

2.1.3 Abstandsdimensionierung

Verfahren und Planungshilfen zur Schlagweiten-/Abstandsdimensionierung und zur Isolationskoordination bei MMC-HGÜ sind zum gegenwärtigen Zeitpunkt Gegenstand aktueller Fragestellungen und Bestandteil des Normungsprozesses. Neben den allgemeinen Anforderungen der Isolationskoordination (Normenreihe DIN EN / IEC 60071, vgl. ebenfalls Abbildung 2.1) finden sich weitere normative Berücksichtigungsfaktoren, auch zu Mindestabständen beim Betrieb von elektrischen Anlagen (AC), u. a. in DIN EN 61936-1 ([84]) und ebenfalls unter Berücksichtigung von DC in DIN VDE 0105-100 ([85]). In letztgenanntem Standard werden in Abhängigkeit der Gleichspannung Luftabstände zur Bemessung der äußeren Gefahrenzone ⁶ formuliert. Unter Einbeziehung von IEC 61936-2 ([86]) wird zwecks Isolationskoordination auf [37, 40], präziser auf die zugehörigen IEC Standards, verwiesen. Gleichermaßen gibt es einen Überblick über gewählte Mindestluftstrecken in verschiedenen HGÜ-Projekten weltweit. Eine Rückführung von erforderlichen Mindestabständen unter Verwendung der Betriebsgleichspannung ist insofern kritisch zu sehen, da das Betriebsverhalten und die Betriebsführung (vgl. Abschnitt 2.1.1), auch in Abhängigkeit des HGÜ-Funktionsprinzips, wesentlichen Einfluss auf die zu erwartenden elektrischen Belastungen nehmen.

Die Abstandsdimensionierung in der 2018 erschienenen Vornorm (DIN VDE V 0210-9:2018-03; VDE V 0210-9) für hybride AC/DC-Freileitungen über 45 kV ([87]) bedient sich im Hinblick auf die Bestimmung der erforderlichen Luftabstände im Wesentlichen der Zusammenhänge aus [36, 38, 74]. Hierbei ist zu beachten, dass aufgrund des Anwendungsbereichs für äußere Isolierungen in [38] die Einschränkung getroffen wird, dass die „ungünstigsten [atmosphärischen] Bedingungen (...) gewöhnlich nicht gleichzeitig auftreten“ und „sich lokal die für die Luftfeuchte und die umgebenden Temperaturschwankungen anwendbaren Korrekturen in der Regel gegenseitig“ aufheben.

Um die Unterscheidbarkeit zwischen äußeren Isolationen z. B. bei Freileitungen und äußeren Isolationen in witterungsgeschützten, klimatisierten Stromrichteranlagen zu fördern, wird in der vorliegenden Arbeit, eine Differenzierung nach Freiluft- und Innenraumanwendungen (vgl. Ab-

⁶ „Bereich um unter Spannung stehende Teile, in dem beim Eindringen ohne Schutzmaßnahme der zur Vermeidung einer elektrischen Gefahr erforderliche Isolationspegel nicht sichergestellt ist“ [85].

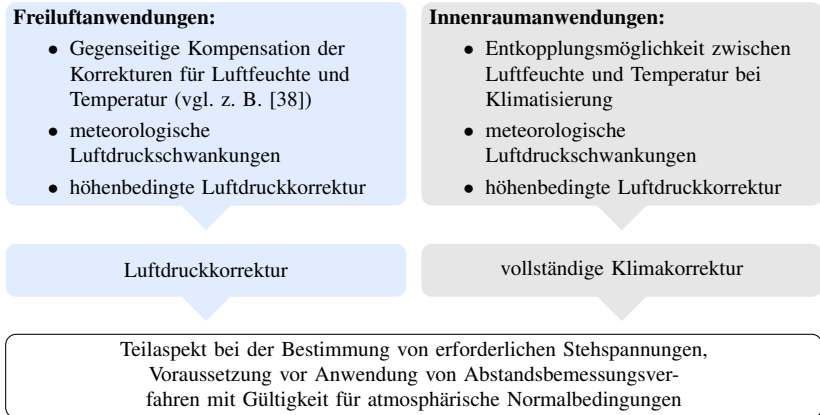


Abbildung 2.2: Erfordernis der Nutzung von Korrekturverfahren zur Berücksichtigung von Betriebsbedingungen bei Abstandsdimensionierungen, bzw. als Teilaspekt bei der Bestimmung erforderlicher Stehspannungen gemäß Abbildung 2.1.

bildung 2.2) vorgenommen. Luftstrecken bei derartigen Innenraumanwendungen sind gegenüber atmosphärischen Wirkungen lediglich bedingt geschützt. Bei einem unvollkommen hermetischen Abschluss werden witterungs-/meteorologisch bedingte Luftdruckschwankungen zwischen 91 % und 107 % ([88, 89]), zusätzlich zur höhenbedingten Luftdruckveränderung, auch innerhalb der Umrichterstation auftreten. Der Einsatz von Klimaanlage erlaubt darüber hinaus eine Regulierung der Luftfeuchte und der Temperaturerwärmung, welche aus den Verlustleistungen der Umrichter resultiert. Es ergeben sich Betriebstemperaturen zwischen 35 °C und 60 °C bei relativen Luftfeuchtigkeiten von 10 % ⁷ [90–92]. Derartige klimatische Betriebsbedingungen erschweren die erforderlichen Dimensionierungen von Mindestluftstrecken innerhalb der Stromrichteranlagen, da sich die für Normbedingungen gültigen Abstandsbemessungsverfahren (z. B. [74]) nicht unmittelbar anwenden lassen, sondern entsprechend Abbildung 2.2 Korrekturverfahren erfordern. In [37, 38, 40, 87] erfolgt daher eine derartige Berücksichtigung unter Zuhilfenahme von additiven Korrekturfaktoren.

Atmosphärische Einflüsse auf den Durchschlagprozess werden derzeit normativ z. B. in [38] und [63] unterschiedlich behandelt, kontrovers diskutiert (vgl. [93–99]) und initiieren noch aktuell weitere Grundlagenuntersuchungen (vgl. [100]). Eine klimatische Korrektur für die Abstandsberechnungsverfahren nach [38, 74], welche mathematisch vollständig im Einklang mit der aktuell gültigen, wenn auch diskutierten ([93–98, 100]), normativen atmosphärischen Korrektur der Hochspannungsprüftechnik gemäß DIN EN 60060-1 [63] ist, ist zum gegenwärtigen Zeitpunkt (ohne [K1, K2]) nicht verfügbar. Eine Erschwernis liegt in der Tatsache begründet, dass eine Atmosphärenkorrektur nach [63] bereits Kenntnis über den kürzesten Entladungsweg erfordert. Hierdurch wird

⁷ In der Literatur identifizierter Minimalwert der relativen Feuchte. Um die klimatischen Betriebsbedingungen innerhalb der Umrichterstationen für MMC-HGÜ abzuleiten, wird zugunsten der Datenverfügbarkeit auf Informationen der LCC-HGÜ zurückgegriffen (vgl. [90–92]).

impliziert, dass zur Durchführung der atmosphärischen Korrektur bereits eine Information über die geometrische Dimension der noch zu bestimmenden äußeren Luftstrecke vorliegen müsste.

2.1.4 Forschungsmotivation: Isolationskoordination

Die dargestellten Erschwernisse für die Isolationskoordination bei MMC-HGÜ unter abweichenden atmosphärischen Bedingungen, motivieren die Entwicklung eines Verfahrens welches den Einsatz existierender „Ingenieurmodelle“ zur Dimensionierung von Mindestluftstrecken in HGÜ-Stromrichterstationen bzw. allgemein für Innenraumanwendungen unter variierenden klimatischen Umgebungsbedingungen erlaubt ([K1, K2]). Hierdurch wird ein wesentlicher Beitrag zur Vergleichbarkeit von gewählten Isolationsabständen z. B. bei HGÜ geschaffen. Ebenfalls erlaubt eine derartiges Verfahren eine vergleichbare und methodenbasierte Isolationskoordination auf Basis normativ fixierter Überspannungen.

Darüber hinaus lässt sich auf Basis des Stands des Wissens formulieren, dass eine Analyse von tatsächlich im Fehlerfall auftretenden Überspannungen angetrieben wird, die es ermöglicht etwaige Zusammenhänge zwischen resultierenden Überspannungen und verwendeten Übertragungstechnologien zu identifizieren und zu bewerten. Hierdurch wird sich ein weiterer Erkenntnisgewinn im Themengebiet der Isolationskoordination für MMC-HGÜ und die Ableitung etwaiger Verfahrenserweiterungen und Designempfehlungen und die Formulierung von weiterem Untersuchungsbedarf ([Z2, K6, M4, M10]) versprochen.

2.2 Leitfähigkeitsanalyse

Die Systemgrenze Konverter-Übertragungsmedium erfordert im Kontext einer zuverlässigen Isolationskoordination neben der Auslegung der äußeren Isolation ebenfalls eine Einflussfaktoranalyse für innere (Feststoff-) Isolationen. Im Gegensatz zum Systemdesign für AC-Kabel, bei denen Temperatur- und Feldstärkeinflüsse auf die Permittivität vernachlässigbar sind ([24]), ist eine umfangreiche Leitfähigkeitsanalyse bei Isolationsmaterialien der HGÜ-Kabeltechnik unabdingbar, um stationäre Feldverteilungen, Feldmigrationen und Feldverteilungen vor etwaigen dynamischen Ereignissen (z. B. Fehlerfällen) korrekt abzubilden und somit bewerten zu können.

Die Relevanz einer Analyse der Feldverteilung vor und während dynamischen bzw. transienten Belastungen lässt sich aus der Entwicklungshistorie der extrudierten HGÜ-Energiekabel ermitteln. Ein wesentlicher Erschwernisfaktor in der Kabelentwicklung und Qualifizierung seit den 1970er Jahren ist die Herausforderung Polaritätswechselbeanspruchungen zu beherrschen. Neben Materialinhomogenitäten (Variationen der Morphologie bzw. Kristallinität, lokal divergente chemische Komposition, Verunreinigungen) und Grenzschichten in Isoliersystemen begünstigt die Abhängigkeit der Leitfähigkeit der eingesetzten Materialien u. a. von Temperatur und elektrischer Feldstärke die Bildung von Raumladungen in festen Isolierstoffen. [3, 25–28] Die hieraus resultierenden Feldverzerrungen im Dielektrikum stellen transient- und polaritätswechselbeanspruchte Isolationssysteme auch heutzutage noch vor Herausforderungen [3]. Entsprechend werden bereits seit 2003 für extrudierte DC-Energiekabel in Cigré TB 219 [101] (und in darauf aufbauenden Werken z. B. [102]) Polaritätswechselprüfungen (LCC-Applikation) und Impulsprüfungen (gleich- und gegensätzlicher Polarität), die einer DC-Spannung überlagert sind, zur Nachbildung der elektrisch dynamischen Beanspruchungen, gefordert.

Bei Polaritätswechsel- und Impulsprüfungen von DC-Energiekabeln wird die Abhängigkeit der Leitfähigkeit u. a. von Temperatur und elektrischer Feldstärke und der daraus resultierenden Feldbeanspruchungen berücksichtigt, indem diese zeitgleich zu sogenannten Lastwechselprüfungen, respektive bei erwärmtem Leiter inkl. eines radialen Temperaturgradienten innerhalb der Kabelisolierung, durchgeführt werden. Hierzu wird der Leiter des Energiekabels mittels geeigneter Versuchstechnik (siehe exemplarisch Abbildung 2.3) bestromt. Aufgrund der resultierenden Jouleschen Wärmeverluste im Leiter, stellt sich entlang des Isolationsmaterials ein Temperaturgradient in radialer Richtung ein. Bei überlagerten Impulsprüfungen wird neben der Aufrechterhaltung des thermischen Gradienten für mindestens zehn Stunden ebenfalls eine Betriebsgleichspannung am Kabel appliziert bevor (überlagerte) Impulsprüfungen durchgeführt werden. Diese Anforderungen werden für extrudierte Energiekabel ebenfalls in der aktuellen Cigré TB 496 ([102]) sowie in IEC / DIN IEC 62895 ([103, 104]) abgebildet und finden auch für Kabelgarnituren (z. B. [105]) Anwendung. Die Anforderungen an die Impulsparameter werden in DIN EN IEC 60230 [106] im Wesentlichen mit Verweis auf [63], jedoch mit Abweichungen für die Stirnzeit der Blitzstoßspannung (zwischen 1 μ s und 5 μ s), formuliert.

Unabhängig von den derzeit gültigen Standards gilt es [50] folgend zu resümieren, dass Untersuchungen zur Abbildung und Definition von erforderlichen und realitätsnahen Prüfspannungen

aktuell in Diskussion (Cigré JWG B4/B1/C4.73) sind und derzeit keine schlimmstmöglichen Betriebsbelastungen („worst case“ Szenarien) formuliert werden können.

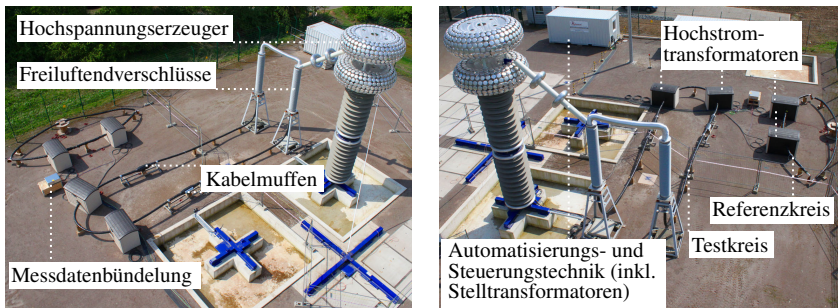


Abbildung 2.3: Versuchsaufbau zur Realisierung von Lastwechselfrüfungen auf dem Experimentierfeld der TU Dortmund. Quelle der Fotos und weitere Informationen: [K9].

Zum Erkenntnisgewinn und zur Verständnisförderung über Feldverteilungen bei Gleichspannungen ist die Leitfähigkeit von fundamentaler Bedeutung. Gleichmaßen gilt es bei der Bestimmung dieses Werkstoffparameters stets wechselseitige Beeinflussungen und Rückwirkungen, auch im Hinblick auf das gewählte Bestimmungsverfahren, zu beachten. Zu diesem Zweck werden im Folgenden wesentliche Zusammenhänge und Beeinflussungen bei Leitfähigkeitsanalysen dargestellt. Der gewählte Überblickcharakter soll dafür sensibilisieren, dass publizierte Werte und Modelle, besonderes für Werkstoffe der HGÜ-Kabeltechnologie, durchaus Unterschiede von Größenordnungen vorweisen und noch aktueller Gegenstand wissenschaftlicher Fragestellungen sind.

Neben messtechnischen Verfahren (Abschnitt 2.2.1) und Anforderungen (Abschnitt 2.2.2) nehmen die Elektrodenanordnung und Kontaktierung (Abschnitt 2.2.3) sowie die eingesetzte Schutztechnik erheblichen Einfluss auf die erzielbaren Ergebnisse und erschweren die Qualifizierung der Messtechnik (Abschnitt 2.2.4). Resultierende Materialveränderungen z. B. durch die gewählte Kontaktierung selbst, aber auch aufgrund der Prüfkörperherstellung und Lagerung (Abschnitt 2.2.5), beeinflussen die gemessene (scheinbare) Leitfähigkeit, woraus verschiedene Modellierungen und mathematische Beschreibungen (Abschnitt 2.2.6) resultieren. Experimentelle Beobachtungen führen zu weiteren Modellanpassungen (Abschnitt 2.2.7). Die Modelle und assoziierten Erweiterungen erfordern jedoch wiederum eine Bewertung der Anwendbarkeit unter Beachtung der vorherigen Einflüsse. Beispielsweise kann es vor der Formulierung einer Abhängigkeit zwischen Oberflächenrauigkeit und scheinbarer Leitfähigkeit erforderlich werden, eine veränderte Raumladungsbildung zu beachten. Die Bestimmung einer Raumladungsverteilung kann jedoch aufgrund der hierfür erforderlichen elektrischen Kontaktierung selbst wieder Wechsel- und Rückwirkungen verursachen, wodurch eine Aussage erschwert wird (siehe z. B. Abschnitt 2.2.5). Aufgrund dieser vielfältigen Einflüsse und wechselseitigen Abhängigkeiten, auch hinsichtlich etwaiger Grenzflächenphänomene (Abschnitt 2.2.8), wird die Übertragbarkeit von Ergebnissen und Modellvorstellungen innerhalb

von Untersuchungen der selben Werkstoffgruppe aber insbesondere auch auf die Werkstoffgruppe der Elastomere erschwert. Das Unterkapitel schließt mit der abgeleiteten Forschungsmotivation im Themenbereich der Leitfähigkeitsanalyse in Abschnitt 2.2.9.

2.2.1 Messtechnische Verfahren und scheinbare Leitfähigkeit

Die steigende Bedeutung von Leitfähigkeitsanalysen bildet sich ebenfalls im normativen Hintergrund ab. VDE 0303-30 (IEC 60093) aus 1993 [107] wurde 2017 mit Fokus auf Verfahren zur Bestimmung des Durchgangswiderstands durch DIN EN 62631-3-1 [108] und 2016 mit Fokus des Oberflächenwiderstands durch DIN EN 62631-3-2 [109] ersetzt. Bereits 2014 wurde seitens ASTM International die heute gültige ASTM D257-14 [110] verabschiedet. Die Herausforderungen der Leitfähigkeitsbestimmungen bei Feststoffen fasst [108] wie folgt zusammen: „Die Messung des Durchgangswiderstands (bzw. des spezifischen Durchgangswiderstands) muss mit Sorgfalt und unter Berücksichtigung der elektrischen Eigenschaften des Prüfkreises sowie der spezifischen elektrischen Eigenschaften des Materials erfolgen. Polarisierungseffekte können die Messung beeinflussen.“

Messtechnisch existieren unterschiedliche Verfahren um Leitfähigkeiten zu bestimmen. Ausgehend von Untersuchungen von Flüssigkeiten, respektive Öl-Papier-Isolierungen, hat sich die PDC⁸-Methodik in den letzten Jahren vielfach etabliert. Dieses Verfahren basiert auf der Messung der Sprungantwort (Polarisations- und Leitungsstrom) und des Kurzschlussverhaltens (Depolarisationsstrom) eines Isoliersystems im Zeitbereich, wie in Abbildung 2.4 schematisch gezeigt.

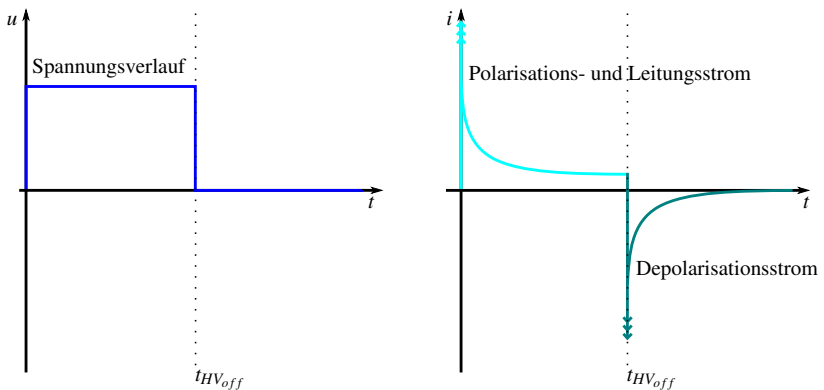


Abbildung 2.4: Schematische Darstellung der PDC-Methodik. Darstellung nach [111–113].

Die Betragsdifferenz des Polarisations- und Depolarisationsstroms erlaubt, Schätzwerte für die Gleichstromleitfähigkeit zu erhalten, ohne das Abklingen sämtlicher Polarisationsmechanismen abwarten zu müssen. Durch Nutzung der Ladungsdifferenzmethode (CDM⁹-Methode) wird die

⁸ engl.: Polarisation and Depolarisation Current

⁹ engl.: Charge Difference Method

Anwendbarkeit und die Robustheit des Vorgehens gesteigert. [35, 111–115] Wird auf die Erfassung des Depolarisationsstroms verzichtet und lediglich die positive Sprungantwort vermessen, so wird das Verfahren auch als Absorptionsstrommessung bezeichnet [116, 117]. Ergänzend sei an dieser Stelle darauf hingewiesen, dass das Verfahren der thermisch stimulierten Ströme (TSC ¹⁰) bzw. thermisch stimulierten Polarisationsströme (TSPC ¹¹) und thermisch stimulierten Depolarisationsströme (TSDC ¹²) typischerweise zur Bestimmung des Raumladungsverhaltens bzw. der unterlagerten Aktivierungsenergien der Polarisations- und Leitfähigkeitserscheinungen eingesetzt wird [3, 118, 119] und nicht, wie der Name möglicherweise vermuten lässt, zur unmittelbaren Leitfähigkeitsbestimmung.

Der mathematischen Modellvorstellung der PDC-Methodik folgend lässt sich aus der Betragsdifferenz der Polarisations- und Depolarisationsströme eine konstante Gleichstromleitfähigkeit ableiten, welche sich nach Abschluss der Polarisations- und Depolarisationseffekte ebenfalls mittels der zeitintensiveren Absorptionsstrommessungen nachweisen lassen müsste. Der PDC-Modellvorstellung liegt die mathematische Annahme eines linearen Systems zu Grunde. Diese Voraussetzung ist für die meisten dielektrischen Systeme, insbesondere bei Feststoffen, nicht erfüllt, daher resultieren aus dieser Betragsdifferenz häufig zeitabhängige Differenzen, die sogar negativ werden können [120, 121]. Zum gegenwärtigen Zeitpunkt wird eine konstante Gleichstromleitfähigkeit im Zuge von Absorptionsstrommessungen auch nach Monaten [122], für Feststoffe bzw. polymere Isolationsmaterialien nicht beobachtet [118, 120–124]. Daher wird die Zweckdienlichkeit der PDC-Methode, auch aufgrund der Feldstärkeabhängigkeit der Leitfähigkeit von z. B. VPE bei der Vermessung von DC-Kabel Isolationsmaterialien unter hohen Feldstärken ($E > 10$ kV/mm [122]), für polymere Isolationsmaterialien infrage gestellt [118, 120, 121, 125]. Die Anwendung der Absorptionsstrommessung findet sich daher insbesondere bei Leitfähigkeitsbestimmungen von Kabelisolierstoffen [26, 31, 116–118, 122, 124, 126–137].

Sprachlich erwächst aus der verbreiteten Nutzung der Absorptionsstrommessung die Konsequenz, den Begriff der „scheinbaren Leitfähigkeit“ z. B. aufgrund der langanhaltenden Polarisationszeitdauern (u. a. [2, 35, 108, 138]), oder (zeitlich) veränderlichen Materialeigenschaften ([116, 118, 122]) zu nutzen. Während die Gleichstromleitfähigkeit aus dem stationären Endwert des Polarisationsstroms folgt, ergibt sich die scheinbare Leitfähigkeit aus dem gemessenen, z. B. noch polarisierende Stromanteile enthaltenden, Strom [35, 110, 138]. Besonders sei an dieser Stelle auf die von Jonscher [121] im Zusammenhang der Universal Response formulierten Erscheinungen der Low-Frequency Dispersion (LFD) hingewiesen, welche sich durch ein Abflachen der Strom-Zeit-Charakteristik im doppelt logarithmischen Maßstab äußert und durchaus zu Verwechslungen mit einer stationären DC-Leitfähigkeit führen kann. Die Verwendung der Begrifflichkeit der „scheinbaren Leitfähigkeit“ wird unter anderem in ASTM D 257-14 ([110]) sowie in Cigré TB 646 im Hinblick auf Leitfähigkeiten von HGÜ-Transformatorisolerflüssigkeiten ([138]) gefordert. Bei scheinbaren Leitfähigkeiten gilt es einen Bezug zur Messzeit sicherzustellen. Als stationäre Werte eines gemessenen Stroms dürfen die Messdaten angesehen werden, welche innerhalb eines ± 5 %

¹⁰ engl.: Thermally Stimulated Current

¹¹ engl.: Thermally Stimulated Polarisation Current

¹² engl.: Thermally Stimulated Depolarisation Current

Abweichungsintervalls innerhalb der letzten 75 % der gewählten Messzeit verbleiben, erst dann kann auf den Zusatz „scheinbar“ verzichtet werden [110], sofern ein LFD-Mechanismus ausgeschlossen werden kann [121]. Die Verwendung der Begrifflichkeit der „scheinbaren Leitfähigkeit“ erhält somit zunehmend Eingang auch bei der Charakterisierung von Feststoffen - mit Fokus von Kabelisolationsmaterialien z. B. in [31, 116, 118, 122, 125, 131, 132].

2.2.2 Allgemeine messtechnische Anforderungen

Typischerweise beträgt die Leitfähigkeit eines elektrischen Isolators weniger als 10^{-12} S/m [139]. Durch Materialmodifikationen ist es bei Polymeren möglich Leitfähigkeiten in den Größenordnungen von $<10^{-18}$ S/m bis zu 10^6 S/m zu erzielen [139]. Mit Fokus auf den Isolierwerkstoff Polyethylen (vernetzt/unvernetzt) finden sich in Abhängigkeit von Temperatur und Feldstärke in exemplarischen Werkstoffuntersuchungen mindestens sieben Größenordnungen von 10^{-18} S/m bis zu 10^{-11} S/m ([26, 30, 31, 122, 132, 136, 139–141]). Hierbei erstrecken sich die Prüflingsstärken von 15 μm bis 1,2 mm. Im Hinblick auf ein ressourceneffizientes Design von Hochspannungskomponenten ist die Ermittlung von Leitfähigkeiten bei geringen Feldstärken < 10 kV/mm nicht zielführend [122], da es für Designprozesse die Temperatur- und Feldstärkeabhängigkeit in betriebsrelevanten Grenzen zu bestimmen gilt. Bei HGÜ-Kabeln wurde 2007 die Designfeldstärke mit 10-15 kV/mm [27] beziffert, darüber hinaus zeigen sich in Simulationen Betriebsbelastungen bis 40 kV/mm und höher [3, 32]. Soll exemplarisch eine Feldstärke von 10 kV/mm bei einer 1 mm dicken Isolierstoffprobe zur Vermessung erzielt werden, so erfordert diese eine applizierbare Spannung von 10 kV am Prüfling. Bei Annahme einer 10 cm^2 großen Messfläche ergibt sich, mit dem obig spezifizierten Bereich der Leitfähigkeit, die Forderung Ströme im Bereich von 10^{-14} A = 0,01 pA = 10 fA bis 10^{-7} A = 100 nA = 0,1 μA detektieren zu können. Die Erfassung von Strömen solcher Größenordnungen bringt Herausforderungen mit sich [122] und trägt dazu bei, dass Leitfähigkeitsbestimmungen für hochresistive Feststoffe im Allgemeinen als Herausforderung angesehen [142] und zur Reduktion von Störeinflüssen u. a. Schirmungsmaßnahmen (vgl. z. B. [129, 136]) ergriffen werden.

Normativ werden neben den bereits thematisierten Polarisationserscheinungen ebenfalls die „elektrischen Eigenschaften des Prüfkreises“ [108] adressiert, welche aus messtechnischen Erwägungen eine robuste und reproduzierbare Bestimmung der Leitfähigkeit erschweren können. Bei der Charakterisierung von Isolierwerkstoffen der DC-Kabeltechnik oder allgemeiner Feststoffisolierungen zeigen sich diese Erschwernisse deutlich. Kapazitive Verschiebestrome, welche aus einem zeitlichen Drift der Spannungserzeugung oder aufgrund von verbleibenden Hochfrequenzanteilen (Restwelligkeit) der Spannungserzeugung resultieren, überlagern sich dem eigentlichen Messsignal. Derartige überlagerte Ströme können exemplarisch bei Nutzung einer internen 1-kV-Spannungsquelle eines Elektrometers zur Anwendung bei Isolierstoffqualifizierungen bereits zu messtechnischen Limitationen im pA-Bereich führen [143].

Verschiedene Einflüsse und Herausforderungen an präzise Kleinststrommessungen finden sich z. B. in [144] zusammengefasst. Im Hinblick auf die durch die Messanordnung selbst generierten bzw. aus der Anordnung resultierten Störströme seien hier exemplarisch Oberflächenkontaminationen

des Versuchsaufbaus oder durch Umgebungsfeuchte reduzierte Oberflächenwiderstände erwähnt, welche zu Störungen im Bereich von bis zu 10 nA eingeordnet werden. Piezoelektrische Effekte¹³ sowie die Ausbildung etwaiger Raumladungen sind im Hinblick auf die Messungsdurchführung ebenfalls zu beachten [144]. Darüber hinaus gilt es die Genauigkeit der Messgröße stets unter Berücksichtigung der gültigen angezeigten Stellen [147] und unter Berücksichtigung des jeweiligen Messbereichs [147, 148] sowie dem diesem zugeordneten Messfehler oder der spezifizierten Genauigkeit zu evaluieren. Einen weiteren Einfluss hat die eingesetzte Messleitung. Normale BNC-Leitungen können aufgrund von triboelektrischen Effekten¹⁴ Störströme von bis zu 10 nA generieren [144]. Dies wird durch den Einsatz von low noise-Messleitungen erheblich reduziert [144]. Einzig der Einsatz derartiger Leitungen ist jedoch bei Messungen unter erhöhten Temperaturen, insbesondere bei Temperatursprüngen und Temperaturgradienten nicht ausreichend. Hierbei kann sich ein pyroelektrisches Verhalten¹⁵ der eingesetzten Leitungen, mit Strömen bis zu 1 nA/m, ergeben [149, 150]. Ein kommerziell für Kleinststrommessungen verfügbares Kabel (Keithley Triaxialkabel: 237-ALG-2) wurde hinsichtlich dieser Eigenschaft in [124] vermessen und zeigte pyroelektrisch generierte Ströme bis zu 100 pA.

2.2.3 Elektrodenanordnung und Kontaktierung des Prüfkörpers

Zur maßgeblichen Reduktion von Streuströmen entlang von Oberflächen, welche das Messergebnis zusätzlich verfälschen können, werden bereits normativ [107, 108, 110] abgeschirmte Elektroden¹⁶ gefordert, welche auch als Schutzringelektrodenanordnung (u. a. [2, 35]) bezeichnet werden. In derartigen Elektrodenanordnungen kommt es aufgrund des eingebrachten Schutzspalts zwangsläufig zu Feldverzerrungen. Korrekturverfahren für diese Einflüsse sind seit mehr als 100 Jahren Gegenstand der wissenschaftlichen Diskussion [142, 151–157]. Numerische Modellierungsansätze zur Auswirkungsbewertung der Feldverzerrung in Schutzringanordnungen bei Isolierflüssigkeiten existieren seit 2014 [138, 158], wohingegen umfassende Simulationsframeworks zum gegenwärtigen Zeitpunkt (ohne [Z3, K10]) fehlen.

Bei Einsatz einer Schutzringelektrodenanordnung gilt es einen guten elektrischen Kontakt mit der Oberfläche des Prüflings sicherzustellen [107, 110]. Der Einsatz von aufgelegten Elektroden wird in [157] lediglich für Elastomere als zielführend erachtet, da hier die Adhäsionseigenschaften positiv sind. Bei Festkörpern anderer Stoffklassen kann dies zu Messergebnisverfälschungen führen, weshalb der Einsatz von Dünnschichtmetallisierungen empfohlen wird [157]. Erste Angaben für

¹³ Piezoelektrizität beschreibt das Auftreten von Strömen und Spannungen, welche sich aufgrund eines durch mechanische Kraft-einwirkung auf polarisierbare dielektrische Materialien entstandenen Ladungsträgerungleichgewichts bzw. aufgrund der hierdurch hervorgerufenen Ladungstrennung ergeben [145, 146].

¹⁴ Triboelektrizität beschreibt das Auftreten von Strömen und Spannungen, welche sich aufgrund eines durch Reibung entstandenen Ladungsträgerungleichgewichts bzw. aufgrund der hierdurch hervorgerufenen Ladungstrennung ergeben [145, 146].

¹⁵ Pyroelektrizität beschreibt das Auftreten von Strömen und Spannungen, welche sich aufgrund eines durch Temperaturänderung resultierenden Ladungsträgerungleichgewichts bzw. aufgrund der hierdurch hervorgerufenen Ladungstrennung ergeben, da ein temperaturabhängiges permanentes elektrisches Dipolmoment vorliegt [145, 146].

¹⁶ Guard-Technik: „Die Guard-Technik beruht auf dem Zwischenschalten – in allen kritischen isolierten Teilen – von Schirmleitern (en: guard conductors), die sämtliche Streuströme abfangen, die ansonsten Fehler verursachen könnten. Die Schirmleiter sind miteinander verbunden und bilden das Abschirmungssystem, das zusammen mit den Messanschlüssen ein dreipoliges Netzwerk bildet. Wenn geeignete Verbindungen bestehen, werden durch störende externe Spannungen verursachte Streuströme im Nebenschluss durch das Abschirmungssystem vom Prüfkreis abgeleitet; der Isolationswiderstand von jedem Messanschluss zum Abschirmungssystem liegt dabei im Nebenschluss zu einem Element, das einen sehr viel niedrigeren Widerstand haben sollte, und der Widerstand des Probekörpers bildet die einzige direkte Verbindung zwischen den Messanschlüssen.“ [108]

erforderliche Oberflächenbeschaffenheiten der Elektroden lassen sich aus [138] mit dem Anwendungsbezug für HGÜ-Transformatorisolierrflüssigkeiten ableiten. Hier wird bei der Leitfähigkeitsbestimmung von Pressboard eine maximale Elektrodenrauigkeit der Edelstahl Elektroden von $4\ \mu\text{m}$ bei gleichzeitiger Druckapplikation von mindestens 10 kPa gefordert. Auch bei Berücksichtigung dieser Aspekte ergeben sich dennoch verschiedene Einflüsse auf die Messung der scheinbaren Leitfähigkeit, welche in Abbildung 2.5 zusammengefasst sind und im Weiteren ausgeführt werden.

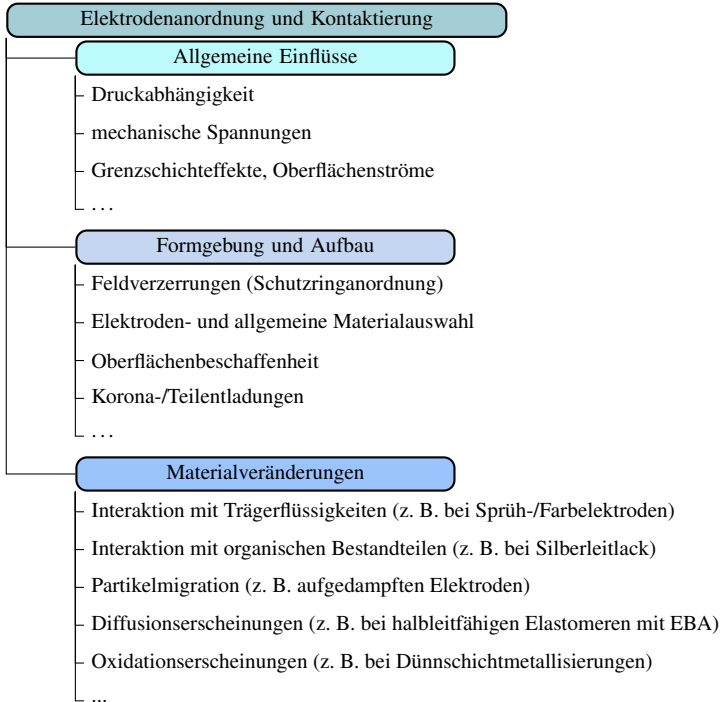


Abbildung 2.5: Einflüsse auf die Messung der scheinbaren Leitfähigkeit aufgrund der Elektrodenanordnung und Kontaktierung.

Auswirkungsanalysen aufgrund der Wahl des Elektrodenmaterials und aufgrund von realisierten Prüfkörperkontaktierungen, welche die gemessenen scheinbaren Leitfähigkeiten beeinflussen können, werden in [124, 133, 135, 159, 160] dargestellt. Eine umfassende Diskussion der Kontaktierungsherausforderung findet sich in [161]. Die Nutzung von aufgelegten Metallelektroden kann aufgrund der Oberflächenbeschaffenheit von Elektrode und Prüfkörper zu Koronaentladungen führen [161]. Bei Einsatz von Sprüh- oder Farbelektroden sind etwaige Materialveränderungen aufgrund der Trägerflüssigkeit bzw. des Verflüssigers zu beachten [161]. Gleichermäßen führt das Verschmelzen von Metallelektroden mit dem Prüfkörper aufgrund der verschiedenen Schrumpfungseigenschaften zu mechanischen Spannungen [161]. Bei Einsatz von Dünnschichtmetallisierungen

ist unklar, ob der elektrische Kontakt durch das eingesetzte Metall oder durch eine Oxidverbindung resultiert [161]. Bei aufgedampften Aluminiumelektroden lässt sich unter bestimmten experimentellen Bedingungen ein Transfer von Aluminiumatomen in das Polymer beobachten [162]. In [122] zeigt sich, dass grundsätzliche Beobachtungen, wie z. B. fehlende Stationarität der scheinbaren Leitfähigkeit auch bei verschiedenen Elektrodenrealisierungen (z. B. Beschichtung der Prüfkörper mittels Dünnschichtverfahren, aufgelegte Elektroden, verschiedene Elektrodenmaterialien) festgestellt werden können. Aufgelegte Elektroden aus Aluminium, Messing oder Edelstahl finden Anwendung in [26, 31, 118, 122, 124, 126, 128–132, 136]. Zur Verbesserung des Kontakts zwischen Elektrode(n) und Prüfling werden in [127, 134, 163] (halb-)leitfähige Elastomere eingesetzt und in [M1, 117, 122] finden sich exemplarisch Dünnschichtverfahren im Einsatz.

Den Hinweisen in [107, 108, 161] folgend zeigt sich, dass auf den Einsatz von Silberleitlack verzichtet werden sollte, da ein Polymer durch die organischen Substanzen des Lacks angegriffen bzw. verändert werden kann [119, 164]. Dies zeigt sich auch in durchgeführten Raumladungsuntersuchungen [M3]. Der Einfluss bei Einsatz von (zusätzlichen) leitfähigen Elastomeren zur Prüflingskontaktierung wird z. B. in [110] thematisiert. Hierbei wird erwähnt, dass der Einsatz dieser Kontaktierungen zu Messergebnissen führen kann, welche zwischen 20 % und 70 % unterhalb derer liegen, welche bei Einsatz von Zinn- oder Metallfolien zur Prüflingskontaktierung gemessen werden. Gegenläufige Effekte werden in [142] festgestellt. Untersuchungen bei VPE zeigen einen wesentlichen Einfluss der gemessenen scheinbaren Leitfähigkeit bei Einsatz derartiger halbleitfähiger Materialien und der daraus resultierenden Grenzschichten und Grenzschichteffekte, wodurch sich Unterschiede von bis zu einer Dekade ergeben können [165]. In [166] wird erschwerend festgestellt, dass bei Einsatz von halbleitfähigen kohlenstoffversetztem Material des Herstellers Borealis, welches Ethylbutylacetat (Essigsäure-2-Ethylbutylester) (EBA) enthält, eine Diffusion der EBA-Moleküle in das Prüflingsvolumen und aufgrund dessen eine Veränderung des Prüflings beobachtet wird. Weitere Betrachtungen im Hinblick auf den Zusammenhang von Entgasungszeiten der Prüflinge sowie der eingesetzten halbleitfähigen Kontaktmaterialien finden sich in [159, 160, 165].

2.2.4 Schutztechnik und Qualifizierung der Messtechnik

Die Erfassung des Absorptionsstroms erfordert eine Beaufschlagung des Prüflings mit einer Gleichspannung bei gleichzeitiger Erfassung des Stroms durch den Probekörper (weiterführende Ausführungen siehe z. B. [167]). Um im Fall des Prüflingsversagens die nachgelagerte Strommesstechnik zu schützen, werden vielfach Schutztechnikkonzepte vor der Stromerfassung implementiert. In [127] wird hierfür ein 10 M Ω Widerstand genutzt. Die Nutzung eines Widerstands und Diodennetzwerks, wie in [147, 168] vorgestellt, findet sich u. a. in [124] und die Forderung nach allgemeiner Schutztechnik in [129]. Ein Netzwerk aus Funkenstrecken, Dioden und Kapazitäten hingegen wird in [118] eingesetzt. Eine kommerzielle Lösung bietet das Produkt BAPA von Sefelec ([169]), welches für Messsignale von $\geq 1 \mu\text{A}$ als Diodennetzwerk und für Ströme von $\leq 1 \text{nA}$ als Serienwiderstand von ca. 100 M Ω fungiert. Zusätzlich finden sich zur Reduktion von höherfrequenten Störeinflüssen teilweise Tiefpass-Filternetzwerke vor der Stromerfassung (z. B. [129]).

Einen gesamtheitlichen Überblick der messtechnischen Realisierungen zur Bestimmung von scheinbaren Leitfähigkeiten bietet Abbildung 2.6. Hierfür werden eingesetzte messtechnische Funktionsgruppen und deren Einbringungsabfolge verschiedener Autoren (u. a. [118, 124, 127, 129, 136, 163] sowie [K3–K5, K8]) in einer Abbildung zusammengeführt. Die wechselseitige Interaktion dieser Funktionsgruppen ist daher individuell je Realisierung verschieden. Dies gilt es unter Berücksichtigung der allgemeinen messtechnischen Anforderungen (vgl. Abschnitt 2.2.2) für die Qualifizierung der Messtechnik und im Hinblick auf die messtechnische Modellierung (vgl. z. B. [K4, K8]) zu beachten.

Je nach Realisierung der Schutztechnik (siehe z. B. [168] [147]) resultieren bei thermischem Stress zusätzliche Störströme von bis zu 5 pA [124]. Ebenfalls können durch Einbringung von Schutztechnik Schwierigkeiten bei der Erfassung von Depolarisationsströmen auftreten [118]. Darüber hinaus beinhaltet die genannte Schutztechnik bzw. Signalfilterung vor der Strommessung meist einen seriellen Widerstand. Hieraus resultiert ein Längsspannungsfall an diesem in Abhängigkeit des Messstroms, wodurch der eigentlich bei einem Elektrometer vorliegende geringe Voltage Burden von 200 μ V [144, 170] nun, ähnlich wie bei einem Shunt-Ampereometer (Voltage Burden ca. 200 mV bis 2 V), vergrößert wird. Aufgrund der hieraus resultierenden Potentialanhebung der Messelektrode kann die Feldverteilung innerhalb der Schutzringanordnung erneut beeinflusst werden (z. B. [Z3]).

Die Qualifizierung der eingesetzten Messtechnik und eine statistische Absicherung der Messergebnisse wird darüber hinaus durch „Gedächtniseffekte“ („memory-effect“) des Materials erschwert. Jonscher [120] folgend sind Feststoffe vor einer Wiederholungsmessung mindestens für die zehnfache Dauer der Exposition mit der Feldbelastung kurzzuschließen. Dies steht jedoch in Diskrepanz zu möglichen Materialveränderungen aufgrund von Atmosphärenexposition bzw. Ausdiffusion von Spaltprodukten. Ein Auftreten des „Gedächtniseffekts“ wird bei Leitfähigkeitsbestimmungen von LDPE in Abhängigkeit der vorherig applizierten Spannungen beobachtet [128, 140], wobei sich erste Indikatoren für die Relevanz dieser Thematik auch bei VPE [K5, M2] zeigen.

Die mannigfaltigen Einflüsse auf die erzielbaren Ergebnisse bei Leitfähigkeitsbestimmungen motivieren aus anwendungspraktischen Gründen ein standardisiertes Vorgehen [126]. Im Hinblick



Abbildung 2.6: Überblick über Funktionsgruppen und deren Einbringungsabfolge bei messtechnischen Konzepten zur Bestimmung der (scheinbaren) Leitfähigkeit.

auf die Wiederholbarkeit¹⁷ und Reproduzierbarkeit¹⁸ wird in der seit 2017 gültigen Norm [108] die Reproduzierbarkeit allgemein auf Basis von Erfahrungswerten bei Durchgangswiderstandsbestimmungen im Bereich von >50 % angesehen. Die Wiederholbarkeit liegt zwischen 20 % und 50 %. Eine Vermessung von mindestens drei Probekörpern wird vorgeschrieben. Ein Ringversuch zur Überarbeitung der Wiederholbarkeit und Reproduzierbarkeit ist gemäß IEC/TC 112 WG 4 geplant [108]. Zum gegenwärtigen Zeitpunkt sind keine einheitlich/normativ fixierten mathematischen Vorgaben zur Berechnung und Bewertung der Wiederholbarkeit und Reproduzierbarkeit bei der Leitfähigkeitsanalyse von Feststoffen bekannt, wodurch ein Ergebnisvergleich erschwert wird. Folgt man [107, 110] so sind im besten Fall Reproduzierbarkeiten von 10 % erzielbar. Abweichungen von Faktor 1 bis zu Faktor 10 (100 % - 1000 %) sind selbst unter scheinbar identischen Bedingungen verbreitet [107, 110]. Für VPE werden bei Verwendung verschiedener Versuchsanordnungen in [131] im Rahmen von Wiederholbarkeitsanalysen, bei Einsatz jeweils eines neuen Prüfkörpers (vier Prüfkörper je Messaufbau), zeit- und aufbauselektive Abweichungen von über 80 % bis minimal 28 % nach 23 Stunden festgestellt (11 % bei Ausreißerkorrektur nach 23 Stunden)¹⁹. Beim Vergleich der eingesetzten Versuchsaufbauten zueinander zeigen sich jedoch erhebliche Abweichungen der erfassten scheinbaren Leitfähigkeiten. Diese sind ebenfalls zeitabhängig und in der Größenordnung der in [110] formulierten Abweichungen bei Reproduzierbarkeitsuntersuchungen.

Bei Bewertung der Wiederhol- und Reproduzierbarkeit sind neben den eingesetzten Berechnungsverfahren zur Kenngrößenbestimmung ebenfalls die Verfahren der Messdatenerfassung und -verarbeitung zu berücksichtigen, da diese die sich ausbildenden Streuungen, Ausreißer und Abweichungen beeinflussen können. In Abhängigkeit der eingesetzten Elektrometer werden vielfach bereits auf der Erfassungsseite Möglichkeiten zur Störunterdrückung angeboten. Diese können hardwareseitig implementiert (z. B. [148]) oder durch Softwareroutinen ermöglicht werden (z. B. [147]). Additive Schutz- und Filterkonzepte vor der Stromerfassung ([129]) sind ebenfalls zu berücksichtigen.

Die Messdatenverarbeitung zur Rauschunterdrückung der erzielten Strom-Zeit respektive scheinbare Leitfähigkeit-Zeit Kennlinien beschränkt sich vielfach auf die Anwendung von gleitenden Mittelwert- bzw. Medianfiltern [136] (exemplarisch [118]). Bereits während der Messung realisierte Entrauschungsmethoden werden im Kontext der Messdatenreduktion in [136] präsentiert, hingegen fehlen derzeit Verfahren zur Messdatenentrauschung unter Berücksichtigung des physikalischen Werkstoffverhaltens insbesondere der Zeitabhängigkeit des Absorptionsstroms (ohne [K11, K12]).

¹⁷ Präzision unter Wiederholbedingungen: „Wiederholbedingungen (DIN 51848, ISO 5725) sind Bedingungen, unter denen voneinander unabhängige Ermittlungsergebnisse in kurzen Zeitabständen erhalten werden; und zwar mit demselben Verfahren an identischen Objekten (selbe Probe), in demselben Labor, durch den selben Bearbeiter und mit derselben Geräteausrüstung.“ [171]

¹⁸ Präzision unter Vergleichsbedingungen: „Vergleichsbedingungen (DIN 51848, ISO 5725) sind Bedingungen, unter denen Ermittlungsergebnisse mit demselben Verfahren, an identischem Material (selbe Probe), aber in verschiedenen Labors, von verschiedenen Bearbeitern und mit verschiedener Geräteausrüstung erhalten werden.“ [171]

¹⁹ Die verwendete mathematische Methode wird in Abschnitt 5.5.3 diskutiert.

2.2.5 Prüfkörperherstellung und -lagerung

Der Herstellungsvorgang und die anschließende Lagerung der Probekörper beeinflusst die gemessenen scheinbaren Leitfähigkeiten im erheblichen Maße. Wesentliche Aspekte sind in Abbildung 2.7 zusammengefasst und werden im Folgenden ausgeführt.

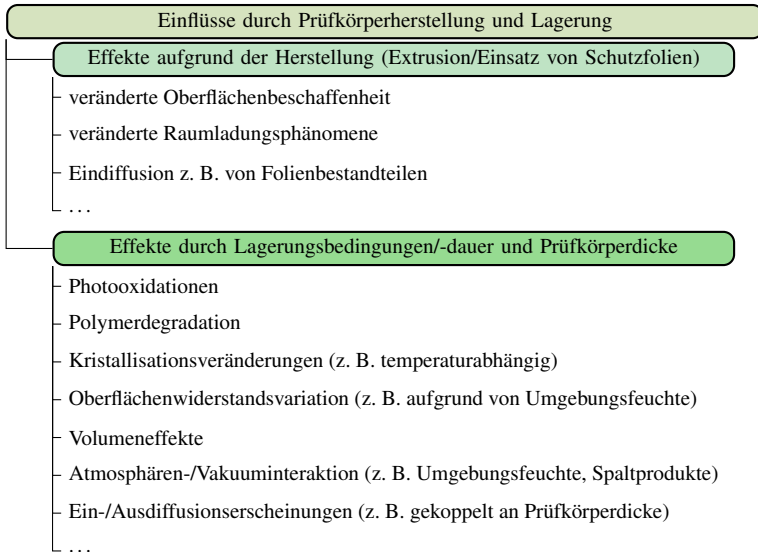


Abbildung 2.7: Einflüsse auf die Messung der scheinbaren Leitfähigkeit aufgrund der Prüfkörperherstellung und Prüfkörperlagerung.

Es zeigen sich bei LDPE deutliche Abweichungen (nahezu zwei Größenordnungen) zwischen plattenförmigen Prüfkörpern die mittels Druckformgebung von Polymerschmelzen gefertigt wurden und mittels Extrusion hergestellten plattenförmigen Prüfkörpern. Ebenfalls werden bei Prüfkörpern, die mittels Druckformgebung aus der Polymerschmelze hergestellt werden, abweichende scheinbare Leitfähigkeiten in Abhängigkeit der eingesetzten Schutz-/Trennfolien beobachtet. [136, 172] Als Schutz-/Trennfolien werden zumeist Folien aus Aluminium, PET (Polyethylenterephthalat) oder BoPET (biaxial orientiertes PET) eingesetzt. Diese Schutz-/Trennfolien verhindern während des Herstellungsprozesses (Druckformgebung aus Polymerschmelze) eine Verklebung mit den Fertigungsgeräten (z. B. der eingesetzten Presse) und ermöglichen somit eine Ablösung des Prüfkörpers aus den eingesetzten Werkzeugen. Jedoch können diese Folien die erzielbaren Oberflächenbeschaffenheiten und Raumladungsphänomene beeinflussen.

Beobachtungen der Einflussnahme auf das Raumladungsverhalten von LDPE in Abhängigkeit der eingesetzten Trennfolie während der Prüfkörperfertigung finden sich in [173]. Ein Einfluss von Trennfolien auf die scheinbare Leitfähigkeit von LDPE wird in [174] zwar nicht beobachtet, jedoch Eindiffusionserscheinungen (Trennfolien-/Zersetzungsbestandteile) in den Probekörper. Einflüsse auf die scheinbare Leitfähigkeit in Abhängigkeit der Schutzfolie zeigen sich in [175].

In [174] zeigt sich eine Abhängigkeit der erzielbaren Prüfkörperoberflächenrauigkeit gekoppelt an die genutzte Trennfolie. Es wird festgestellt, dass die Strom-Zeitverläufe unabhängig von den genutzten Trennfolien trotz unterschiedlicher Oberflächenrauigkeiten, ähnlich verlaufen. Erste Erklärungsansätze umfassen eine Kompensation der Oberflächenrauigkeit durch auftretende Raumladungen im Material oder eine Beeinflussung der chemischen Oberflächenstruktur aufgrund des Einsatzes von gesputterten Goldelektroden [174]. Die Raumladungsausprägung zeigt eine starke Abhängigkeit von den eingesetzten Elektrodenmaterialien, insbesondere bei Einsatz halbleitfähiger Kontaktmaterialien. Hierdurch wird der Einfluss der eingesetzten Elektroden bei der Raumladungsanalyse als dominierend gegenüber der Oberflächenbeschaffenheit des Prüflings bewertet. [174] Im Zuge von Folgeuntersuchungen ([176]) mit Bezug auf das Oberflächenpotential wird jedoch die Ausprägung der Raumladungsbildung in Abhängigkeit der Trennfolienmaterialien bestätigt, welches wiederum mit Eindiffusionserscheinungen in Einklang steht. Derartige Schutz-/Trennfolien werden insbesondere auch bei der Herstellung von VPE-Plattenprüfkörpern eingesetzt, sodass auch hier die später vermessenen Leitfähigkeiten in Abhängigkeit der eingesetzten Trennfolien beeinflusst werden können [26, 31, 118, 177].

Wird auf plattenförmige VPE-Proben zurückgegriffen, so wird der Einsatz dickerer Proben mit Schichtdicken oberhalb von 200 µm respektive 500 µm bis 2 mm bevorzugt [118, 131]. Hierdurch werden Einflüsse während der Messung durch die den Prüfkörper umgebende Atmosphäre reduziert und die Ausdiffusion verbliebener Spaltprodukte/Restbestandteile der chemischen Vernetzungsreaktion verzögert²⁰. Die Ausdiffusion derartiger Substanzen hat Einfluss auf die gemessene scheinbare Leitfähigkeit, wohingegen die Materialkomposition trotz Ausdiffusion bei dickeren Proben für einen längeren Zeitraum als vergleichbar angesehen wird [26, 118, 131]. Ebenfalls wird die Ausdiffusion durch hohe Temperaturen begünstigt (Arrhenius-Temperaturabhängigkeit der Diffusionskonstante [118]) und durch niedrige Temperaturen verzögert (vgl. [26, 31, 118, 122, 130–133]). Darüber hinaus werden durch Einsatz derartiger Schichtdicken erste Schritte in Richtung realer Isolierstoffanordnungen und der Untersuchung von Volumeneffekten unternommen, obgleich in der Vergangenheit verschiedene Autoren keine wesentliche Dickenabhängigkeit beobachten konnten [123, 140].

Eine weitere Beeinflussung kann der spezifische Durchgangswiderstand und somit die gemessene scheinbare Leitfähigkeit durch die Luftfeuchte erfahren [108], sodass im allgemeinen Leitfähigkeitsbestimmungen feuchtigkeitssensitiv sind [142]. Der Oberflächenwiderstand verändert sich in Abhängigkeit der Luftfeuchtigkeit schnell, wohingegen eine Veränderung des Durchgangswiderstands langsamer erfolgt [107]. In Untersuchungen bei erhöhten Temperaturen steigt das Wasseraufnahmevermögen der Luft (vgl. [63]), sodass Veränderungen des Oberflächen- als auch des Volumenwiderstands folgen können. Der Einfluss der Wasserabsorption ist somit zwar ein verhältnismäßig langsamer Prozess, dieser kann jedoch trotzdem zu erheblichen Abweichungen führen [107]. Hieraus erwachsen Herausforderungen für die Prüfkörperhandhabung. Eine Lagerung unter Vakuum begünstigt die Ausdiffusion der Spaltprodukte, wohingegen eine Wasserabsorption erschwert wird. In verschiedenen Untersuchungen wird die Lagerung von plattenförmigen Prüf-

²⁰ siehe auch Abschnitt 3.1.2

körper umschlagen mit Aluminiumfolie, teilweise in luftdichten Gefäßen bzw. auch unter Einsatz von Silica-Gel zur Umgebungsfuchteaufnahme favorisiert (u. a. [31, 118, 122, 130, 131, 133]). Insbesondere durch den Einsatz lichtundurchlässiger Aluminiumfolie werden Aspekte der photooxidativen Alterung (Polymerschädigung durch Lichtenergie) reduziert [178].

Ferner beeinflusst die Dauer der Wärmenachbehandlung neben der verbleibenden Menge an chemischen Restsubstanzen der Vernetzungsreaktion die Kristallinität des Materials, welche mit steigender Dauer z. B. bei einer Temperatur von $T_C = 50\text{ °C}$ für VPE und LDPE zunimmt [118, 177]. Selbiger Effekt wird für VPE ebenfalls bei $T_C = 75\text{ °C}$ beobachtet [179]. Ebenso wird in [166] für LDPE eine Rekristallisation bei Temperaturen von $T_C = 70\text{ °C}$ beobachtet, sodass nach einer thermischen Nachbehandlungsdauer von vier Wochen Kristallinitätsschwankungen aufgrund des Herstellungsprozesses eliminiert werden konnten. Selbige Untersuchungen bei $T_C = 90\text{ °C}$ führen hingegen nicht zur Rekristallisation [166]. Weiteren Einfluss auf die Kristallinität kann ebenfalls die gewählte Vernetzungstemperatur bei VPE nehmen. In [179] wird ein Anstieg der Kristallinität beobachtet, sofern die Vernetzungstemperatur von $T_C = 150\text{ °C}$ auf $T_C = 180\text{ °C}$ gesteigert wird; gleichermaßen wird eine Abhängigkeit der Rekristallisation während der thermischen Nachbehandlung in Abhängigkeit der gewählten Vernetzungstemperatur diskutiert.

Bei steigender Kristallinität wird die Ionenleitung in polymeren Isolierstoffen erschwert und die Leitfähigkeit nimmt insbesondere bei niedrigen Feldstärken ab [180]. Eine thermisch bedingte Polymerdegradation (Oxidation, thermische Alterung) führt wiederum zu einem Anstieg der Leitfähigkeit aufgrund von begünstigter Ladungsträgerinjektion [166]. Bei LDPE wird bei einer thermischen Nachbehandlungsdauer von vier Wochen bei Temperaturen von $T_C = 70\text{ °C}$ keine nachweisbare Oxidation festgestellt, sehr wohl jedoch bei $T_C = 90\text{ °C}$, sofern dem LDPE keine Antioxidantien zugefügt werden [166].

Eine Druckabhängigkeit der erfassten scheinbaren Leitfähigkeit wird für LDPE im Bereich von 15-50 MPa [181] festgestellt. Grundsätzlich kann die Leitfähigkeit von Polymeren bei hohen Drücken (ca. $3 \cdot 10^{10}\text{ Pa}$) um bis zu fünf Größenordnungen variieren [164].

2.2.6 Modellierung und mathematische Beschreibung

Bei Feststoffen ist eine Feldstärkeabhängigkeit der Leitfähigkeit ($\kappa \propto \log(E)$) bei identischen Messzeitpunkten und konstanter Temperatur bekannt ([2]) und lässt sich in vier ²¹ Bereiche in Abhängigkeit der Feldstärke unterteilen. Hierbei ist die Leitfähigkeit zunächst bei geringen Feldstärken aufgrund von Polarisationserscheinungen und der Ionenleitung feldstärkeunabhängig. In einem Übergangsbereich erfolgt eine Zunahme der elektrischen Leitfähigkeit aufgrund von feldstärkeabhängigen elektronischen Prozessen. Es schließt sich ein Bereich an, in welchem die Leitfähigkeit nun von diesen feldstärkeabhängigen elektronischen Prozessen dominiert wird, bevor es zu einem erneuten Abflachen der Leitfähigkeit aufgrund von Raumladungseffekten kommt.

Zur mathematischen Beschreibung und Modellierung der Leitfähigkeit existieren verschiedene Modelle, welche im Folgenden kurz zusammengefasst werden. Leitfähigkeitsmodellierungen auf Basis

²¹ In [2] werden drei Bereiche formuliert; basierend auf [25, 180] wird der vierte Bereich aufgrund von Raumladungsphänomenen (zunächst ohne die Betrachtung der Feldstärkeabhängigkeit dieses Mechanismus) ergänzt.

der Bändertheorie und der Annahme, dass Polymere mit elektrischen Isolationseigenschaften über eine große Bandlücke verfügen finden sich z. B. in [25, 139, 182, 183] beschrieben. Unter Annahme eines perfekten Isolators würden bei einer Bandlücke von 8,8 eV eine intrinsische Leitfähigkeit in der Größenordnung von ca. 10^{-45} S/m resultieren [184]. In [180] wird unter der Annahme der selbigen Bandlücke für Polyethylen, jedoch bei Berücksichtigung abweichender Elektronendichten und Besetzungswahrscheinlichkeiten auf Basis der Fermi-Dirac-Verteilung, die intrinsische Leitfähigkeit gar in der Größenordnung 10^{-69} S/m erwartet. Zur Erklärung der auftretenden Leitfähigkeit nutzt die Erweiterung des Bändermodells, siehe Abbildung 2.8, zusätzliche energetische Zustände in der Bandlücke, welche aus der Polymerstruktur²² sowie aus Verunreinigungen und Fehlstellen resultieren [3, 25, 139, 162, 180, 184, 185]. Unter Betrachtung von Haftstellen als Potentialtöpfe mit zugehörigen Aufenthaltswahrscheinlichkeiten wird es daher möglich Leitfähigkeitszusammenhänge auf Basis des Hopping- und Tunnel-Mechanismus zu formulieren [3, 25, 139, 180, 182, 183].

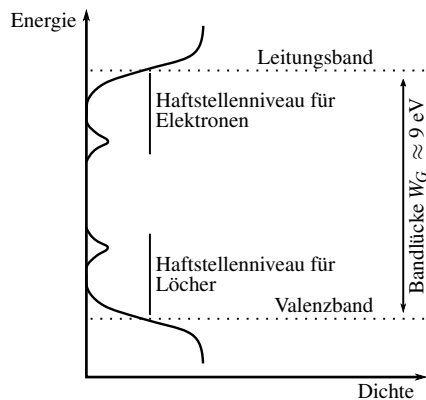


Abbildung 2.8: Schematische Darstellung von Energiezuständen in polymeren Isolierwerkstoffen bei Einführung zusätzlicher energetischer Zustände. Darstellung nach [184].

Folgt man [25] so werden unter geringen Feldstärken in Polymeren häufig Leitfähigkeitszusammenhänge festgestellt, welche sich nach der Arrhenius-Gleichung beschreiben lassen und somit das Vorhandensein einer Ionenleitung nahelegen (Diskussion und Einschränkung diesbezüglich in Unterkapitel 3.2). Wird das Potentialtopfmodell um feldstärkeabhängige Energiebarrieren erweitert (vgl. [139]), so lässt sich die Ionenleitfähigkeit mittels Arrhenius-Gleichung durch Multiplikation eines zusätzlichen Terms um Feldstärkeabhängigkeiten ergänzen. Die Anwendung dieser Zusammenhänge für Polyethylen findet sich z. B. in [22, 127, 186, 187].

Bei Nutzung von SCLC-Modellen²³ wird es möglich den Einfluss von Raumladungsprozessen auf Leitfähigkeitserscheinungen bzw. Stromdichten abzubilden. Die SCLC-Modelle (vgl. [3, 25, 182, 188]) erlauben für ideale und mit Fehlstellen behaftete, dünne Isolationsfilme²⁴ eine mathe-

²² Eine Materialeinordnung findet sich in Unterkapitel 3.1.

²³ engl. Space Charge Limited Current/Conduction

²⁴ Beobachtung gemäß [180] bei Prüfkörperdicken von einigen 10 μm , gemäß [25] exzellenter Nachweis bei Isolierstofffilmen (Al/P-VAc/Al) von 1-2 μm .

matische Beschreibung der zu erwartenden Stromdichte, welche auch bei konstanter Feldstärke charakteristischerweise reziprok zur Prüfkörperdicke ist [182].

Die allgemeine Feldstärkeabhängigkeit der Leitfähigkeit in Feststoffen (s.o.) wird deutlich, sofern die feldstärkeabhängigen Mechanismen der Ladungsträgerbereitstellung durch die Elektroden betrachtet werden. Felderleichterte thermische Ladungsträgerinjektionen aus den Elektroden sind durch die Richardson-Schottky-Injektion (vgl. [2, 25, 180]) und Feldinjektionen durch die Fowler-Nordheim-Injektion (Feldstärke im Bereich 10^3 kV/mm [25]) mathematisch beschreibbar. Die Richardson-Schottky-Injektion dominiert bis zu Feldstärken von 200-300 kV/mm [2]. Ab diesen Feldstärken gewinnt die Fowler-Nordheim-Injektion an Bedeutung.

Wird die Ladungsträgerbereitstellung nicht durch Elektrodeninjektion sondern durch Fehlstellen bzw. Verunreinigungen betrachtet, so gilt die mathematische Beziehung des Poole-Frenkel-Mechanismus, welcher als Analogon des Richardson-Schottky-Effekts innerhalb eines Dielektrikums gilt [25]. Basierend auf dem erweiterten Bändermodell existieren energetische Zustände innerhalb der Bandlücke, welche unter Berücksichtigung ihrer Besetzungswahrscheinlichkeit als Akzeptor (unbesetzt) oder Donator (besetzt) agieren. Aufgrund der jeweils geringeren Bandabstände zum Valenz- bzw. Leitungsband erfolgt eine Bereitstellung von Elektronen für das Leitungs-, respektive Aufnahme von Elektronen aus dem Valenzband. Neben [25] bietet [180] einen Überblick über die mathematischen Zusammenhänge und ergänzt mit Bezug zu [184] ebenso wie [183], dass die Gültigkeit des Poole-Frenkel-Mechanismus kritisiert und daher eine Betrachtung des Onsager-Mechanismus motiviert wird.

Weitere mathematische Beschreibungen des Leitfähigkeitsverhaltens von Polymeren existieren in der Literatur. Ein allgemeines Modell zur Leitfähigkeitsnachbildung wird z. B. in [189] vorgestellt. Hierbei wird jedoch insbesondere die Berücksichtigung des Elektrodenkontakts, der Materialalterung und der Temperaturänderung sowie Raumladungsakkumulationen gefordert. Die hierdurch verursachten Ladungsträgerinjektionen bzw. Polarisationserscheinungen und lokalen Feldverzerrungen können zu erheblichen Einflüssen bei Messungen führen, welche so die Erfassung des resistiven Stroms überlagern und somit zwangsläufig zu Simulationsabweichungen führen.

Bei obigen Modellen handelt es sich um Beschreibungen bei denen Feldstärke- und Temperaturabhängigkeiten jedoch keine Zeitabhängigkeiten im Vordergrund stehen. Zur Abbildung des zeitlichen Verlaufs von dielektrischen Sprungantworten existieren ebenfalls verschieden Modellvorstellungen ([35, 110, 120, 121, 180, 190–192]), die maßgeblich die Debye-Funktion, die Universal Response und die Curie-von Schweidler-Funktion umfassen.

2.2.7 Experimentelle Beobachtungen und Modellerweiterungen

Das Ausbleiben einer konstanten scheinbaren Leitfähigkeit im Zuge von Absorptionsstrommessungen für Feststoffe bzw. polymere Isolationsmaterialien [118, 120–124] wird in [161] um weitere Anomalien bei der Messung des Absorptionsstroms erweitert. Hier werden Beobachtungen von Stromrichtungswechseln (z. B. kurzzeitige Beibehaltung der Stromrichtung, welche während der Polarisierung vorlag) während Messungen von Entlade-/Depolarisationsströmen sowie TSDC um-

fangreich zusammengefasst und sofern möglich physikalisch eingeordnet. Darüber hinaus wird das Phänomen, dass der erfasste Absorptionsstrom während der Messung erneut ansteigt und im Anschluss wieder abfallen kann (Steigungswechsel im doppelt logarithmischen Maßstab) dargestellt [117, 161, 193]. Derartige Beobachtungen lassen sich nur teilweise oder unvollständig mit der SCLC-Theorie und somit durch Raumladungseffekte erklären [161]. Für die erklärbaren Fälle werden z. B. in [194] erste mathematische Beschreibungen gegeben, die diesen Zusammenhang im Zeitbereich besser approximieren sollen als mittels der Curie-von Schweidler-Funktion möglich.

Die auftretenden Effekte von Steigungsänderungen des Absorptionsstroms im doppelt logarithmischen Maßstab werden in [120, 164] mit verschiedenen Polarisations- und Leitfähigkeitsmechanismen in Einklang gebracht und für ein mit Füllstoffen versehenes Polyethylen auch in [117, 193, 195] diskutiert. Zur Nachbildung dieser Steigungsänderungen werden in [196] Aspekte der Fluidmodellierung verwendet und diskutiert. Die Debye-Funktion wird in [124] für auftretende Ströme unmittelbar nach dem Zuschalten der Hochspannung genutzt. Die mathematische Beschreibung nach Curie-von Schweidler für das Langzeitverhalten der Leitfähigkeit findet in [118, 122–124, 191] Verwendung. Die Universal Response wird in [120, 121, 192] eingesetzt und in [125] mit dem Arrhenius-Modell erweitert, zeigt jedoch aufgrund der fehlenden Stationarität des gemessenen Stroms keine zufriedenstellenden Ergebnisse. Eine Kombination aus den Gesetzmäßigkeiten nach Curie-von Schweidler zur zeitlichen Werkstoffabbildung erweitert um einen Arrhenius-Zusammenhang, welcher die Temperaturabhängigkeit adressiert, sowie die Berücksichtigung der Feldstärkeabhängigkeit, findet sich in [175]. Der Einsatz von mehreren überlagerten Debye-Funktionen zur Nachbildung der Zeitabhängigkeit der scheinbaren Leitfähigkeit wird in [120] als eine lediglich mathematische Möglichkeit bewertet. Der Einsatz dieser mathematischen Beschreibung (Analogie zu R-C Ersatzschaltbildern [35]) wird bereits in Kombination mit dem Arrhenius-Gesetz zur Modellierung angewendet, sofern bei den Modellierungswerkstoffen eine zeitlich konstante scheinbare Leitfähigkeit identifiziert wurde (entgegen der Beobachtungen bei Kabelisolationsmaterialien vgl. [118, 120–124]). Erfolgreiche Applikationen für Öl-Papier Isolierungen finden sich z. B. in [113] und erfolgreiche Applikationen zur Nachbildung der Leitungs- und Polarisationsmechanismen und deren Integration in numerische Feldberechnungen bei Hochspannungsdurchführungen finden sich in [197].

2.2.8 Elastomere und Grenzflächenphänomene

Die bisherige Abbildung des Stands des Wissens erfolgte maßgeblich mit dem Fokus von auf Polyethylen basierenden Kabelisolationsmaterialien. Grundsätzlich erfolgt in Kabelsystemen ein Zusammenwirken von mehreren Feststoffisolationen. Hierbei nimmt die seit 1967 in der Hochspannungstechnik angewendete Werkstoffgruppe der Silikonelastomere eine besondere Stellung ein. Silikonelastomere sind aufgrund ihres geringen Druckverformungsrests und des weiten Anwendungstemperaturbereichs bereits fester Bestandteil von Wechsellspannungskabelgarnituren. [198–200] Grundsätzliche dielektrische Eigenschaften für den Einsatz in Wechsellspannungsapplikationen finden sich z. B. in [198–204]. Obgleich auch hier die Diskussion über Kontaktierungseinflüsse vorliegt (vgl. Abschnitt 2.2.3, sowie u. a. [119, 164, 201]), wird bei Elastomeren die Möglichkeit von aufgelegten Elektroden als zielführend erachtet [157], sodass die Einbeziehung dieser Werk-

stoffgruppe im Hinblick auf messtechnische Qualifizierungen als bereichernd angesehen wird.

Der Stand des Wissens im Hinblick auf die Gleichspannungseigenschaften von Silikonelastomeren ist, insbesondere im Vergleich zu polymeren Isolationsmaterialien, als geringer einzuordnen (vgl. [205]). Grundsätzliche Eigenschaften von Silikonelastomeren bei Gleichspannungsapplikationen finden sich in [206] und Untersuchungen zu RTV-2-Materialien²⁵ Kompositmaterialien finden sich in [205, 207]. Insbesondere Kompositmaterialien werden vermehrt wissenschaftlich im Hinblick auf Leitfähigkeit bzw. Raumladungsbildung behandelt [208–214]. Erste Untersuchungen zur Feldstärkeabhängigkeit der scheinbaren Leitfähigkeit von Silikonelastomeren, auch unter Kontaktierungseinflüssen und möglichen Ladungsträgerspezies, finden sich in [K4, K5, K7, M1, 111, 134, 215–217] und im Hinblick auf die Raumladungsbildung in [M3, 218, 219]. Grenzschichteffekte, die bei Kabelmuffen oder während der Messung des Raumladungsverhaltens resultieren können, werden in [220–222] dargestellt. Untersuchungen zum Durchschlagverhalten finden sich in [223, 224] und bzgl. des elektrischen Bäumchenwachstums (engl. „electrical treeing“) in [225]. Der Einfluss einer Gleichspannung auf die Durchschlagfestigkeit einer Kabelmuffe mit einer Silikon-VPE-Grenzfläche findet sich in [226].

Die mathematische Beschreibung der Grenzflächenphänomene, welche in mehrschichtigen Dielektrika erwachsen können, werden vielfach unter Zuhilfenahme der Maxwell-Wagner-Sillars (MWS)-Polarisation ([227, 228]) formuliert z. B. in [3, 28, 127, 180]. Derartige Grenzflächen können z. B. bei Kabelmuffen [226] und Übergängen zwischen Kabelisolierung und halbleitfähiger Schicht [28] aber auch bei der Leitfähigkeitsbestimmung bei Einsatz von halbleitfähigen Kontaktmaterialien resultieren. Wagner [227] selbst formuliert diese Beschreibung nicht als physikalisches Modell sondern „zur rechnerischen Darstellung“. Limitationen erfährt die MWS-Modellvorstellung nach [127, 229, 230] sofern die Temperatur- und Feldstärkeabhängigkeit der Leitfähigkeit Berücksichtigung findet, dies erlaubt jedoch nach [127, 229, 230] eine entsprechende Korrektur. Ladungsträgerinjektion und Akkumulation können Morshuis [229, 230] folgend nicht durch das MWS-Modell abgebildet werden. Erweiterungen und Ergänzungen der MWS-Modellvorstellungen finden sich u. a. in [180] und mit besonderem Bezug zur Ladungsträgerinjektion gemäß [229] in [231, 232].

Die Modellvorstellung nach MWS wird bei Berücksichtigung der zeitabhängigen Sprungantwort des Dielektrikums wesentlich komplexer, da eine analytisch nicht lösbare Differentialgleichung resultiert, die Lösungen nach iterativen oder numerischen Verfahren erfordert [180]. Jonscher [120, 121] führt darüber hinaus an, dass die MWS-Theorie lediglich applizierbar ist, sofern die Sprungantwort des Dielektrikums vom Typus der Debye-Funktion ist. Die Möglichkeit ein Dielektrikum, das den Gesetzmäßigkeiten von Curie-von Schweidler oder der Universal Response gehorcht, mittels einer Summe von Debye-Funktionen abzubilden [120] wird in diesem Kontext lediglich als mathematischer Ansatz betrachtet. Vielmehr wird eine physikalische Betrachtung zur Abbildung der Grenzflächenphänomene unter Berücksichtigung von LFD angeregt.

²⁵ Eine Materialeinordnung findet sich in Abschnitt 3.1.3.

2.2.9 Forschungsmotivation: Leitfähigkeitsanalyse

Vielfältige Forschungsfragen resultieren aus dem aktuellen Stand des Wissen im Bereich der Leitfähigkeitsanalyse sowohl im Hinblick auf messtechnische Konzepte und Realisierungen als auch im Bereich der Messdatenverarbeitung, -analyse und der numerischen Modellbildung, sowohl des Materials, als auch der Messanordnungen.

Für belastbare Leitfähigkeitsuntersuchungen ist es von hoher Signifikanz eine Ergebnisverfälschung aufgrund der elektrischen Eigenschaften des Prüfkreises auszuschließen und die messtechnischen Limitationen des gewählten Aufbaus zu kennen. Unter Berücksichtigung dieser Herausforderungen wird die Ableitung eines Verfahrens motiviert, welches es mathematisch erlaubt die „elektrischen Eigenschaften des Prüfkreises“ bei Leitfähigkeitsanalysen abzubilden ([K4, K5, K8]).

Neben theoretischen Betrachtungen wird die Auslegung und Realisierung einer Messumgebung zur Charakterisierung von Isolationsmaterialien der Kabeltechnologie angetrieben. Dies animiert dann die Evaluation dieser Messumgebung auf Basis realer Prüfkörpercharakterisierungen sowie Betrachtungen hinsichtlich Kontaktierungs-, Material-, Stör- und Wiederholbarkeitseinflüssen ([K3–K5, K7, M1–M3]).

Die in Schutzringanordnungen auftretenden Feldverzerrungen regen darüber hinaus an, die für numerische Studien erforderlichen Simulationsanforderungen abzuleiten, um derartige Effekte in Finiten-Elemente-Simulationen präzise abbilden zu können und hinsichtlich ihrer Einflüsse zu bewerten ([Z3, K10]). Die Relevanz dieser Untersuchungen hat für VPE einen zusätzlichen Stellenwert, da die Leitfähigkeit dieses Werkstoffs bekannterweise einer Feldstärkeabhängigkeit unterworfen ist. Außerdem wird eine geeignete Verfahrensentwicklung zur Messdatentrauschung unter Berücksichtigung des physikalischen Werkstoffverhaltens, insbesondere der Zeitabhängigkeit des Absorptionsstroms ([K11, K12]), inspiriert.

Grundlegende Voraussetzungen zur Untersuchung der Übertragbarkeit der gewonnenen Ergebnisse auf reale Kabelgeometrien motivieren zusätzlich die Errichtung von Prüfumgebungen im Realmaßstab, z. B. auf Basis von Lastwechselprüfungen [K9] und die damit verbundenen Evaluationen von Kabelsystemkomponenten ([M5, M9]) sowie deren numerische Modellbildung ([M6–M8]), welche nicht im Fokus der vorliegenden Arbeit stehen.

2.3 Zielsetzung der Arbeit

An der Systemgrenze Konverter-Übertragungsmedium ist eine Analyse auftretender Betriebsbedingungen und Fehlerszenarien für die Entwicklung von Strategien der HGÜ-Isolationskoordination erforderlich. Unter Berücksichtigung des gewählten Übertragungsmediums gilt es etwaige Systeminteraktionen zu bewerten und im Hinblick auf die **Isolationskoordination** zu bewerten. Daher werden folgende Ziele formuliert:

- Entwicklung einer Planungshilfe zur methodenbasierten Isolationskoordination auf Basis normativ definierter Überspannungsformen.
 - *Die atmosphärischen Betriebsbedingungen in HGÜ-Umrichterstationen divergieren stark von den atmosphärischen Normalbedingungen (vgl. Abschnitt 2.1.3). Bekannte „Ingenieurmodelle“ zur Luftstreckendimensionierung sind nicht direkt applizierbar, da diese lediglich für STC gültig sind, sodass eine vollumfängliche Klimakorrektur erforderlich wird. Erfolgt diesbezüglich eine Orientierung an der Klimakorrektur für Hochspannungsprüfungen, so wird in dieser bereits Kenntnis über den kürzesten Entladungsweg gefordert. Hierdurch resultiert, dass zur Durchführung der Korrektur bereits eine Information über die geometrische Dimension der äußeren Luftstrecke vorliegen muss, welche Gegenstand der eigentlichen Auslegung ist. Daher wird eine numerische Methode zur Aufhebung dieser Diskrepanz und außerdem zur Ermittlung von Baugrößenvorteilen bei Einsatz von optimierten Elektrodenformfaktoren oder optimierten Strategien der Luftbefeuchtung entwickelt. Die Entwicklung dieser numerischen Methode und die Vorstellung zugehöriger Ergebnisse bildet den Bestandteil von **Unterkapitel 4.1**.*
- Erarbeitung von Berechnungsverfahren zur Bewertung und Identifikation von Systeminteraktionen bei auftretenden Überspannungen in MMC-HGÜ-Systemen unter Berücksichtigung der Übertragungstechnologie.
 - *Belastungen für Isolationen die aus dem HGÜ-Umrichterbetrieb resultieren, sind an das Funktionsprinzip der HGÜ gekoppelt (vgl. Abschnitt 2.1.1). Um den Einfluss des gewählten Übertragungsmediums (Freileitung/Kabel) auf die sich im Fehlerfall ausbildenden Überspannungen zu bewerten, gilt es hochspannungstechnisch motivierte Berechnungsverfahren zur Identifikation etwaiger Systeminteraktionen zu formulieren. Unter Verwendung derartiger Verfahren zeigen sich deutliche Unterschiede in Abhängigkeit des gewählten Übertragungsmediums und Diskrepanzen zu bisherig normativ definierten Überspannungen. Ferner wird es möglich erste Abschätzungen hinsichtlich der Auswirkungen derartiger Spannungsformen für Luftstrecken vorzunehmen. Die erforderliche Analytik sowie die zugehörigen Simulationsergebnisse und Diskussionen der Überspannungsformen finden sich in **Unterkapitel 4.2**.*
- Erarbeitung und Bewertung von Konzepten zur synthetischen Labornachbildung von HGÜ-Überspannungen.
 - *Die bei Pol-Erde-Fehlern auftretenden Überspannungen zeigen erhebliche Abweichungen zu bisher normativ definierten Überspannungen und motivieren diesbezüglich eine*

*synthetische Labornachbildung. Hierfür werden Konzepte erarbeitet und diese sowohl theoretisch als auch auf experimenteller Basis durch im Labor erzielte Messergebnisse betrachtet und in **Unterkapitel 4.3** präsentiert.*

Eine intensive Auseinandersetzung mit den Feldverteilungen vor transienten Beanspruchungen ist von Relevanz, um die Auswirkungen von Überspannungen auf Isolationssysteme der HGÜ bewerten zu können. Hierzu ist eine Leitfähigkeitsanalyse unerlässlich. Insbesondere durch die Beobachtungen von Zeitabhängigkeiten der Leitfähigkeit von HGÜ-Isolationsmaterialien ergeben sich Herausforderungen bei der Ermittlung resultierender Feldbeanspruchungen. Zur Förderung der Analyse dieser Zusammenhänge werden im Themengebiet der **Leitfähigkeitsanalyse** folgende Ziele formuliert:

- Konzeptionierung, Realisierung und Evaluierung einer prototypischen Versuchstechnik zur Durchführung von Leitfähigkeitsanalysen.
 - *Messergebnisse von Leitfähigkeitsanalysen werden durch verschiedenste Komponenten der Prüf- und Schutztechnik beeinflusst (vgl. Abschnitte 2.2.2, 2.2.4). Daher werden eine prototypische Realisierung eines automatisierten, modularen, skalierbaren und erweiterbaren Versuchskonzepts zur Leitfähigkeitsanalyse in **Unterkapitel 5.1** präsentiert und außerdem prüftechnische Wechselwirkungen und Erfordernisse aufgezeigt.*
- Mathematische Modellbildung der Versuchstechnik zur Formulierung der Voraussetzungen einer präzisen Leitfähigkeitsbestimmung aus messtechnisch-theoretischer Sicht unter Berücksichtigung der elektrischen Eigenschaften des Prüfkreises.
 - *Die Berücksichtigung der elektrischen Eigenschaften des Prüfkreises wird bereits normativ gefordert (siehe Abschnitt 2.2.1) und ist von hoher Signifikanz um Ergebnisverfälschungen auszuschließen. Daher wird eine allgemeingültige mathematische Modellbildung der Versuchstechnik durchgeführt, wodurch resultierende prüftechnische Limitationen bei Leitfähigkeitsanalysen generisch dargestellt werden können. Die Herleitung und Präsentation dieser mathematischen Werkzeuge findet sich in **Unterkapitel 5.2**.*
- Numerische Modellbildung zur Formulierung der Voraussetzungen einer präzisen Leitfähigkeitsbestimmung aus feldtheoretischer Sicht unter Berücksichtigung der auftretenden Feldverzerrungen in Schutzringanordnungen und deren Korrektur.
 - *Zur Beantwortung der Anwendbarkeitsfrage der existierenden analytischen Korrekturverfahren für Schutzringanordnungen (vgl. Abschnitt 2.2.3) und zur Bewertung der innerhalb dieser Anordnungen auftretenden Feldverzerrungen werden Finiten-Elemente-Simulationen eingesetzt. Diese Betrachtungen gewinnen bei Materialien an Bedeutung, die selbst wiederum feldstärkeabhängige Eigenschaften aufweisen. Neben den hieraus resultierenden Fallstudien werden insbesondere die Modellierungs- und Diskretisierungsanforderungen dargestellt, um Effekte der Feldverzerrung präzise abbilden zu können und münden in einem Simulationsframework, welches eine komfortable numerische Modellbildung und Bewertung von Versuchsanordnungen zur Leitfähigkeitsana-*

lyse gewährleistet. Das Simulationsframework und diskutierte Designoptimierungen werden in **Unterkapitel 5.3** vorgestellt und diskutiert.

- Entwicklung von mathematischen Verfahren zur Messdatenanalyse unter Berücksichtigung der Zeitabhängigkeit des Absorptionsstroms.
 - Modellierungen und mathematische Beschreibungen adressieren die Zeitabhängigkeit der scheinbaren Leitfähigkeit in sehr allgemeiner Weise (vgl. Abschnitt 2.2.6 und 2.2.7). Zur Klärung grundsätzlicher zeitlicher Zusammenhänge der scheinbaren Leitfähigkeit wird daher ein mathematisches Verfahren zur Messdatenanalyse im Hinblick auf Zeitabhängigkeiten realisiert. Hierdurch wird es, wie **Unterkapitel 5.4** dargestellt, grundsätzlich möglich materialspezifische Beobachtungen zu bewerten und eine Messdatenentrauschung unter Berücksichtigung der Zeitabhängigkeit des Absorptionsstroms vorzunehmen. Zusätzlich wird die Rückschlussmöglichkeit auf die dem Werkstoff zu Grunde liegende dielektrische Antwortfunktion verbessert. Derartige Aspekte sind beispielsweise für die Beurteilung der Anwendbarkeit der MWS-Theorie (vgl. Abschnitt 2.2.8) und für weiterführende Modellierungen des Werkstoffs von Bedeutung.
- Eignungsbewertung der mathematischen Verfahren zur Messdatenanalyse sowie die Formulierung von statistischen/mathematischen Verfahren zur Bewertung von Versuchsergebnissen und Leitfähigkeitstrends unter Einsatz von realen Messergebnissen.
 - Die in dieser Arbeit vorgestellten Methoden und Modelle bilden die Grundlage für materialphysikalische Untersuchungen. Insbesondere bedingt durch Einflüsse der Prüfkörperherstellung und Lagerung (vgl. Abschnitt 2.2.5), der Kontaktierung (vgl. Abschnitt 2.2.3) und resultierender Grenzflächenphänomene (vgl. Abschnitt 2.2.8) werden qualitativ vergleichende Werkstoffuntersuchungen von VPE- und Silikonprüfkörpern vorgestellt. Diese dienen zusätzlich der Eignungsprüfung der Versuchstechnik sowie der eingeführten mathematischen Verfahren zur Messdatenanalyse. Darüber hinaus ermöglichen diese Untersuchungen die Formulierung und Ableitung geeigneter Bewertungsparameter für Wiederholbarkeitsanalysen (vgl. Abschnitt 2.2.4) und werden in **Unterkapitel 5.5** präsentiert.
- Synthese der gewonnenen Erkenntnisse zur Erweiterung der Versuchstechnik.
 - Eine Synthese der gewonnenen experimentellen Beobachtungen und daraus abgeleiteten Erkenntnisse wird zur Erweiterung der Versuchstechnik für künftige Untersuchungen genutzt und in **Unterkapitel 5.6** dargestellt.

Neben der obig dargestellten Forschungsziele ist es ein Anliegen dieser Arbeit, zu einer weiteren Vernetzung der Themengebiete der Energiesystemmodellierung und der dielektrischen und chemischen Werkstoffanalyse beizutragen. Insbesondere soll mit den in den **Unterkapiteln 2.1 und 2.2** aufgezeigten Abhängigkeiten verdeutlicht werden, dass auch die Beantwortung von scheinbar „einfachen“ Fragen nur unter gemeinschaftlicher Berücksichtigung der Themengebiete der Energiesystemmodellierung und der dielektrischen und chemischen Werkstoffanalyse erfolgen können.

3 Grundlagen

In diesem Kapitel werden die für die vorliegende Arbeit wesentlichen Grundlagen zusammengestellt. Unter Berücksichtigung der Forschungsmotivation im Themenfeld der Leitfähigkeitsanalyse von Isolationsmaterialien der Kabeltechnologie umfasst dies die materialtheoretischen Grundlagen und Zusammenhänge der in der Arbeit betrachteten polymeren Werkstoffe in Unterkapitel 3.1 sowie die Einführung der grundlegenden Zusammenhänge der Leitfähigkeit in Unterkapitel 3.2. Hierin werden Temperatur- und Feldstärkeinflüssen adressiert, Modelle zur Abbildung der stationären und transienten Komponenten der Leitfähigkeit vorgestellt und mit der Einführung der wahren Stromdichte und mit ihr verknüpften scheinbaren Leitfähigkeit abgeschlossen. Im folgenden Unterkapitel 3.3 werden die zur (scheinbaren) Leitfähigkeitsbestimmung eingesetzten Schutzringanordnungen und die mathematische Behandlung der zwangsläufig mit diesen Anordnungen verknüpften Feldverzerrungen vorgestellt. Anschließend werden in Unterkapitel 3.4 bereits existierende versuchstechnische Realisierungen zur Leitfähigkeitsanalyse unter Temperatur- und Feldstärkeinflüssen dargestellt. Dies umfasst die erforderlichen messtechnischen Konzepte und Grundlagen, assoziierte Schutztechnikkonzepte und Maßnahmen zur Feldsteuerung auf Basis der Elektrodenumgebung.

Zur Adressierung der Forschungsmotivation im Themenfeld der Isolationskoordination für Systeme der HGÜ werden die erforderliche Versuchstechnik und die Voraussetzungen zur Abbildung von überlagerten Impulsbeanspruchungen in Unterkapitel 3.5 dargestellt. Im letzten Unterkapitel 3.6 werden die wesentlichen Ingenieurmodelle zur Beschreibung der dielektrischen Festigkeit von Luft, inkl. der zugehörigen Geometrieinflüsse und statistischer Grundlagen sowie die mathematischen Zusammenhänge zur Durchführung einer klimatischen Korrektur eingeführt.

3.1 Polymere Werkstoffe

Ein Polymer ist durch einen molekularen Aufbau gekennzeichnet, der sich als eine vielfache Wiederholung von strukturellen Einheiten ausprägt. Diese stofflichen Einheiten (Monomer/Monomereinheiten) werden in Polyreaktionen (Polymerisation, Polykondensation, Polyaddition) meist kettenförmig miteinander verbunden. Als Synonym für die verschiedenen Polyreaktionen, werden häufig verallgemeinert die Bezeichnungen „Syntheseverfahren“ oder gar „Polymerisation“ verwendet.²⁶ Der Verbund wird daher auch als Polymer/Makromolekül/Polymerkette bezeichnet. Der **Polymerisationsgrad** beziffert die Anzahl der verbundenen Monomere zu einem Polymerelement/Makromolekül. Ein Makromolekül besteht aus mehr als 1000 gebundenen Atomen. Das Makromolekül umfasst derartig viele Monomere, sodass die stofflichen Eigenschaften keine wesentliche

²⁶ In vorliegender Arbeit werden lediglich die Synonyme „Polyreaktion“ und „Syntheseverfahren“ verwendet. Die Begrifflichkeit „Polymerisation“ kennzeichnet hingegen eine Polyreaktion, die ohne Abspaltung von Nebenprodukten durch Aufbrechung von Doppelbindungen bzw. Ringspaltungen erfolgt (Synonym : Kettenpolymerisation) [35, 146, 233].

Änderung erfahren, sofern lediglich einzelne Ketteneinheiten hinzugefügt oder entfernt werden. Eine schematische Darstellung des Monomers Ethylen und des durch Syntheseverfahren erhaltenen Polymers Polyethylen, ist mit Bezug zum Polymerisationsgrad n_p in Abbildung 3.1 dargestellt. [25, 35, 146, 233–235]

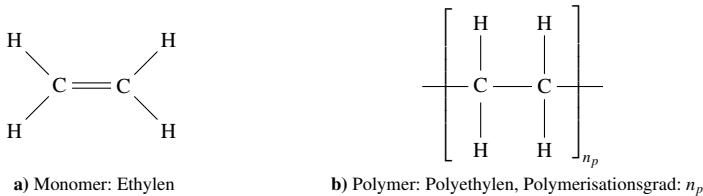


Abbildung 3.1: Schematische Darstellung von Monomer und zugehörigem Polymer am Beispiel des sich durch Polymerisation ergebenden Polyethylens. Darstellung nach [146].

Innerhalb eines Makromoleküls erfolgt der Zusammenhalt der Atome durch chemische Bindungskräfte. Die Anordnung der Monomere ist hierbei im einfachsten Fall durch eine lineare Aneinanderreihung (Polymerkette) beschrieben. An der Hauptkette kann es zu Verzweigungen kommen und es erfolgt darüber hinaus stets eine physikalische Verbindung (van-der-Waals'sche Bindungen) von Makromolekülen untereinander. Diese prägen sich z. B. durch Verhakungen und Verschlaufungen der Polymerketten aus. Eine reversible Aufhebung dieser physikalischen Verbindungen kann z. B. durch Wärme, chemische Zersetzung/Veränderung (Lösungsmittel) und mechanische Kräfte erfolgen. **Vernetzung** bezeichnet die Ausbildung von chemischen Bindungen zwischen Makromolekülen. Sind diese chemisch untereinander verbunden, so werden diese als vernetzte Makromoleküle/Polymere bezeichnet. Die Lösung dieser chemischen Bindung ist irreversibel. [233] Eine schematische Darstellung findet sich in Abbildung 3.2. Unter Verwendung dieser Zusammenhänge ist eine Unterteilung anhand der molekularen Struktur in Thermoplaste, Duroplaste und Elastomere möglich ²⁷. [35, 233, 234]

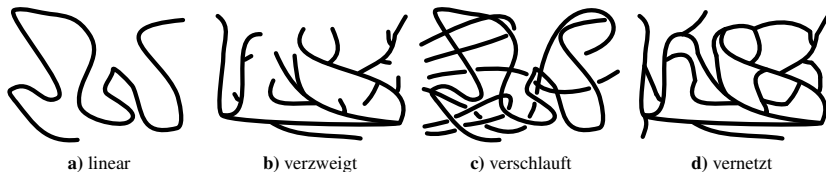


Abbildung 3.2: Schematische Darstellung von linearen, verzweigten, verschlauften und vernetzten Makromolekülen/Polymere. Darstellung in Anlehnung an [233].

²⁷ Ergänzung: Thermoplastische Elastomere werden teilweise gesondert betrachtet (vgl. [233, 234]). Hierbei handelt es sich um schmelzbare „Werkstoffe mit reversiblen Vernetzungen“ [234], die „sich aufgrund ihres molekularen Aufbaus ähnlich wie Elastomere verhalten“ [233].

Thermoplaste kennzeichnen lineare oder verzweigte unvernetzte Polymerketten. Thermoplaste können sowohl amorph als auch teilkristallin vorliegen. Der Vorgang des Schmelzens und Erstarrens ist reversibel und begünstigt die Formgebung. Eine Kristallinität kann in diesen Materialien dadurch begünstigt werden, dass sich lineare Polymerketten parallel zueinander anlagern können, auch als Kristallit bezeichnet. Die Breite dieser Kristallite/kristallinen Bereiche wird als Lamellendicke bezeichnet. Neben diesen Werkstoffbereichen in denen die Makromoleküle geordnet sind, werden die Gebiete ohne Ordnung der Makromoleküle als amorph bezeichnet. Bei Vorhandensein von sowohl amorphen, als auch kristallinen Bereichen gelten Thermoplaste als teilkristallin. Das Massenverhältnis zwischen kristallinen und amorphen Bereichen definiert der **Kristallisationsgrad/Kristallinitätsgrad** α_{kr} . Der Kristallisationsgrad ist wiederum von einer Vielzahl an Einflüssen, z. B. der Abkühlgeschwindigkeit nach Polymersynthese, chemischer Zusammensetzung, Verzweigungsgrad, etc. abhängig. [35, 233–235]

Duroplaste kennzeichnen engmaschig vernetzte Polymerketten (Eine Vernetzung pro 20 Atome der Hauptkette [233]). Duroplaste gelten typischerweise als amorph [233, 236]. Aufgrund der chemischen Vernetzung der Makromoleküle erfolgt bei Wärmezufuhr oberhalb der Glasübergangstemperatur (siehe unten) zunächst lediglich ein Erweichen. Durch weitere Wärmezufuhr folgt bei Erreichung der Zersetzungstemperatur eine Verflüssigung und eine damit einhergehende irreversible Materialzerstörung. [35, 233, 234, 236]

Elastomere weisen weitmaschig vernetzte Polymerketten auf (Eine Vernetzung pro 1000 Atome der Hauptkette [233]). Die physikalischen Bindekräfte bestimmen die Temperaturabhängigkeit der Härte, Verformbarkeit und Zähigkeit des Materials. Da diese Bindungen bei Raumtemperatur meist erweicht sind (Einsatz oberhalb der Glasübergangstemperatur (siehe unten)) folgt oft ein gummiähnliches Verhalten. Durch weitere Wärmezufuhr folgt bei Erreichung der Zersetzungstemperatur eine Verflüssigung und eine damit einhergehende irreversible Materialzerstörung. [35, 233, 234, 236]

Grundsätzlich ist zwischen der Glasübergangstemperatur T_G und der Schmelztemperatur T_s zu unterscheiden. In amorphen polymeren Materialien bzw. amorphen Bereichen kennzeichnet der Glasübergangsbereich den Temperaturbereich ²⁸ bei dem ein Übergang vom energieelastischen (stahlelastisch) Zustand in den entropieelastischen (gummielastischen) Zustand erfolgt. Die Glasübergangstemperatur kennzeichnet innerhalb dieses Bereiches den Punkt der stärksten Eigenschaftsänderung. Oberhalb dieser Temperatur erfolgt ein Erweichen und unterhalb dieser Temperatur ein Versteifen (Einfrieren). Kristallisation erfolgt oberhalb von T_G , da nun genügend molekulare Mobilität zur Strukturveränderung (parallelen Anlagerung der Ketten) vorliegt. In kristallinen polymeren Materialien bzw. kristallinen Bereichen kennzeichnet der Schmelzbereich ²⁹ mit der Schmelztemperatur T_s den Aggregatzustandswechsel von fest nach flüssig. Zunächst schmelzen die Kristallite mit geringer Lamellendicke, gefolgt von denen mit größerer Lamellendicke. Als Besonderheit gilt der bei amorphen Thermoplasten vorliegende Schmelzbereich, dieser kennzeichnet die Möglichkeit

²⁸ Bereichsbreite ca. zwischen 10 und 40 K [233].

²⁹ Bereichsbreite ca. 15 K [233].

bei steigender Temperatur Makromoleküle gegeneinander zu verschieben. [25, 139, 233, 237]

In den folgenden Abschnitten werden die für diese Arbeit relevanten Werkstoffe Polyethylen (Abschnitt 3.1.1) und vernetztes Polyethylen (Abschnitt 3.1.2) sowie die Stoffklasse der Silikone (Abschnitt 3.1.3) detaillierter betrachtet.

3.1.1 Polyethylen (Thermoplast)

Mittels Polyreaktionen wird der Monomer Ethylen zu Polyethylen synthetisiert (vgl. Abbildung 3.1). Der Polymerisationsgrad n_p beträgt bei PE im Mittel 3 000 bis 60 000 [233]. In Abhängigkeit der gewählten Polyreaktion resultieren unterschiedliche Polyethylyentypen und damit einhergehend bei der Hauptkette des Polyethylens unterschiedliche Formen von Verzweigungen, vgl. Abbildung 3.2 und Abbildung 3.3.

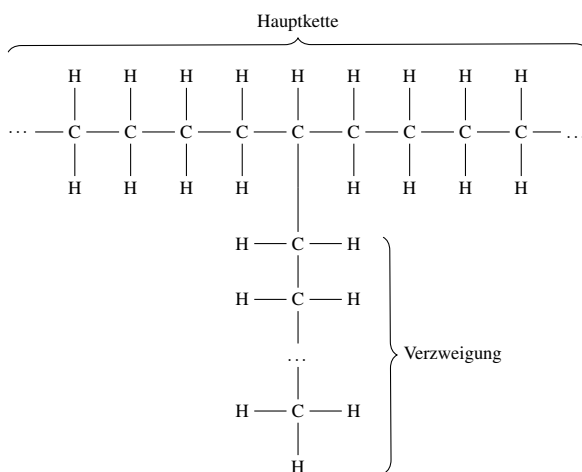


Abbildung 3.3: Schematische, exemplarisch strukturelle Darstellung der Hauptkette von Polyethylen unter Berücksichtigung einer Verzweigung. Darstellung nach [25, 236].

In Abhängigkeit der Länge und Anzahl dieser Verzweigungen wird der strukturelle Aufbau verändert und der Kristallisationsgrad beeinflusst³⁰. Somit ist der Verzweigungsgrad (Anzahl an Verzweigungen bezogen auf Anzahl an C-Atomen der Hauptkette) und der resultierende Kristallinitätsgrad unmittelbar mit der Dichte des Werkstoffs verknüpft, welches eine Unterscheidung u. a. in HDPE (High Density Polyethylen) und LDPE (Low Density Polyethylen) erlaubt³¹. Eine Zusammenfassung einiger Materialeigenschaften dieser gewählten Vertreter findet sich in Tabelle 3.1. In dieser Tabelle finden sich ebenfalls Angaben zur Temperaturbeständigkeit, welche - ebenso wie

³⁰ „Verzweigungen wirken wie Abstandhalter zwischen den Makromolekülketten und bedingen mehr Fehlstellen im Molekülverbund.“ [236]

³¹ Weitere Diversifizierung von Polyethylen, auch unter Betrachtung von LLDPE (Linear Low Density Polyethylen) siehe z. B. [146, 233, 236].

die Steifigkeit - mit abnehmenden Kristallinitätsgrad abnimmt, sowie zum Kristallitschmelzbereich und zum Kristallisationsbereich. [233, 234, 236] Die Glasübergangstemperatur für Polyethylen ist in der Größenordnung $T_G = -110\text{ °C}$ ([236]) respektive $T_G = -133\text{ °C}$ ([234]) zu beziffern, für HDPE findet sich in [233] eine Angabe von $T_G = -125\text{ °C}$. Die Dielektrizitätszahl ϵ_r wird mit 2,3 [3] oder 2,2-2,4 [35] angegeben, für den Verlustfaktor gilt $4 \cdot 10^{-3}$ [3].



Typ	Eigenschaften	Schematische Darstellung
HDPE/ PE-HD	<ul style="list-style-type: none"> • Verzweigungsgrad je 1000 C-Atome: 1 - 10 Kurzkettenverzweigungen [146, 233] • Kristallinitätsgrad: 60 - 80 % [236], 70 - 75 % [233], 70 - 80 % [146] • Dichte: 0,93 - 0,97 g/cm³ [233], 0,94 - 0,97 g/cm³ [146], 0,942 - 0,965 g/cm³ [236] • maximale Einsatztemperatur: ca. 90 °C [233] kurzzeitig: 90 - 120 °C, dauernd: 70 - 80 °C [236] • Kristallitschmelzbereich: 125 - 135 °C [233], 128 - 136 °C [146], 130 - 135 °C [236] • Kristallisationsbereich: 115 - 120 °C [233] 	
LDPE/ PE-LD	<ul style="list-style-type: none"> • Verzweigungsgrad je 1000 C-Atome: 20 - 40 Lang- und Kurzkettenverzweigungen [146, 233] • Kristallinitätsgrad: 35 - 55 % [146], 40 - 50 % [236], 40 - 55 % [233] • Dichte: 0,915 - 0,935 g/cm³ [146, 233, 236] • maximale Einsatztemperatur: ca. 90 °C [233] kurzzeitig: 80 - 90 °C, dauernd: 60 - 75 °C [236] • Kristallitschmelzbereich: 100 - 110 °C [233], 105 - 110 °C [236], 106 - 118 °C [146] • Kristallisationsbereich: 80 - 95 °C [233] 	

Tabelle 3.1: Materialeigenschaften von zwei Polyethylentypen: HDPE und LDPE. Schematische Darstellung in Anlehnung an [233].

3.1.2 Vernetztes Polyethylen (Duroplast)

Die Vernetzung der Makromoleküle des Polyethylens führt zum vernetzten Polyethylen (VPE/PEX/PE-X). Diese Vernetzung ist grundsätzlich mittels Peroxidvernetzung (PEX-a/PE-Xa), Silanvernetzung (PEX-b/PE-Xb), Elektronenstrahlvernetzung (PEX-c/PE-Xc) und mittels Lubonyl-Verfahren (PEX-d/PE-Xd ³²) möglich. [146, 236] Hierbei kennzeichnet der **Vernetzungsgrad** (auch Netz-

³² Keine industrielle Anwendung mehr zum gegenwärtigen Zeitpunkt [146].

werkdichte [234]) die Anzahl der chemischen Verbindungen der Makromoleküle untereinander pro Volumeneinheit und beeinflusst die Lage der Glasübergangstemperatur [234, 236]. Mit steigendem Vernetzungsgrad nehmen Festigkeit und Steifigkeit zu, Dehnungsfähigkeit jedoch ab [236]. Eine schematische, auszugsartige Darstellung des resultierenden molekularen Aufbaus findet sich in Abbildung 3.4.

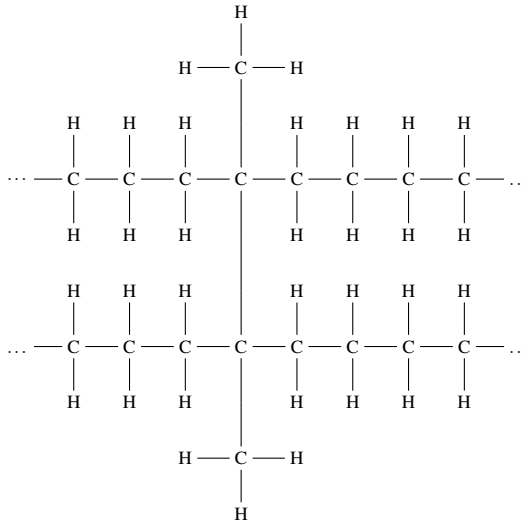


Abbildung 3.4: Schematische, exemplarisch strukturelle Darstellung von VPE, bei Vernachlässigung von Vernetzungsrückständen und Vernetzung benachbarter Ketten. Darstellung nach [238].

Durch Vernetzung erfolgt der Übergang vom Thermoplast zum Duroplast [177]. Vorwiegend wird LDPE als Basismaterial zur Vernetzung genutzt [2]. Dies gilt ebenfalls für VPE-Isolationen in der Energietechnik, insbesondere bei VPE-Hochspannungskabeln stellt LDPE das Basismaterial dar [3, 22, 118, 177, 236]. Die Vernetzung erfolgt hier typischerweise durch Peroxidvernetzung, mittels Dicumylperoxid (DCP) [22, 118, 177]. Die chemischen Vernetzungsreaktionen finden sich z. B. in [118, 238]. Nach Abschluss der Vernetzungsreaktion mittels DCP verbleiben niedermolekulare Spaltprodukte/Restbestandteile, auch als peroxidische Zersetzungsprodukte (PDP³³) bezeichnet. Diese umfassen Acetophenon, α -Methylstyrene, Cumylalkohol, Methan und Wasser. Zur Reduktion dieser Rückstände werden extrudierte Kabeladern bei erhöhten Temperaturen entgast. Hierbei wird die Begünstigung der Diffusion bei erhöhten Temperaturen genutzt. [22, 118, 177, 238] Ebenfalls nimmt die Konzentration dieser Bestandteile Einfluss auf die scheinbare Leitfähigkeit (vgl. Abschnitt 2.2.5). Die Dielektrizitätszahl ϵ_r wird mit 2,3 [3] angegeben, für den Verlustfaktor gilt $4 \cdot 10^{-3}$ [3].

³³ engl. Peroxide Decomposition Products

Der strukturelle Aufbau und die damit einhergehende Kristallinität des vernetzten Materials, wird durch etwaige verbleibende Restsubstanzen, Reaktionsprodukte, Additive und mikroskopische Verunreinigungen während des Herstellungs- und Vernetzungsprozesses gegenüber dem Basismaterial herabgesetzt [238]. Hiermit in Einklang steht die Diskussion in [118], dass es aufgrund von Vernetzungen zu einer Einschränkung der Kettenbeweglichkeit kommt und daher die Kristallisation eingeschränkt wird. Es resultiert eine geringere Kristallinität des vernetzten Materials im Vergleich zum gewählten Basismaterial [118, 177]. Konträr hierzu wird in [236] beschrieben, dass die Vernetzung des teilkristallinen PE maßgeblich im amorphen Bereich erfolgt und daher ohne nennenswerte Beeinflussung der Dichte und des Kristallisationsgrades ist.

Die Kristallinität für VPE wird in [239] mit 40 % angegeben und, entgegen der typischerweise bei Duroplasten vorliegenden amorphen Gestalt, auf den teilkristallinen Charakter, sowie der Ausbildung von Sphärolithen und Lamellen (vgl. auch [25, 180, 233]) hingewiesen. Der Kristallinitätsgrad ist erneut von einer Vielzahl von Einflüssen abhängig (s.o., vgl. [234, 236]). Für VPE (PE-Xa, aus LDPE Basismaterial) werden Einflüsse der Vernetzungstemperatur und der thermischen Nachbehandlung beobachtet, die Kristallinitätsgrade reichen hierbei von 38,2 % bis 45,8 % [179]. In [118, 177] finden sich Angaben des Kristallinitätsgrades für LDPE und VPE (PE-Xa, aus LDPE Basismaterial) unter Berücksichtigung der Dauer der Wärmenachbehandlung. Hierbei steigt der Kristallinitätsgrad bei LDPE von ca. 44 % unmittelbar nach Prüfkörperfertigung auf ca. 56 % nach einer 50 stündigen Wärmenachbehandlung bei 50 °C an; bei VPE wird eine moderatere Steigerung von ca. 46 % auf ca. 50 % beobachtet [118, 177].

Allgemeine Angaben zur maximalen Einsatztemperatur werden kurzzeitig mit 130 - 200 °C und dauernd mit 100 - 120 °C [236] beziffert. Für Energiekabel werden diese Angaben auf eine maximale Dauertemperatur von 90 °C korrigiert und Temperaturgrenzen von 130 °C für bis zu 36 Stunden [22] oder 105 °C für bis zu 36 Stunden [3] und 250 °C für wenige Sekunden benannt [3, 22]. Hierbei erfolgt der Übergang vom semikristallinen Feststoff zum amorphen Elastomer bei Temperaturen zwischen 90 °C - 110 °C [3, 22]. Der Einsatztemperaturbereich für Gleichspannungskabel wird in [3] mit 70 °C beziffert, ist jedoch stets produkt- und herstellerabhängig. Die 400-kV-DC-VPE-Kabel (mit zusätzlichen Füllstoffen) des Herstellers Sumitomo Electric Industries/J-Power Systems werden in [30, 33] mit einer maximalen Einsatztemperatur von 90 °C benannt. Für das 640-kV-DC-VPE-Kabel (füllstofffrei) des Herstellers NKT ist die Einsatztemperatur gemäß [240] derzeit auf 70 °C beschränkt - perspektivisch soll diese jedoch erhöht werden. Für die VPE-DC-Isolierungen (füllstofffrei) bis zu 600 kV des Herstellers Prysmian findet sich in [241] keine Temperaturangabe. Werden jedoch DC-Energiekabel unter Verwendung andersartiger Materialien hinzugezogen, so finden sich in [241] positive Eignungsprüfungen der HPTE isolierten Kabel (High Performance Thermoplastic Elastomer, siehe auch [23]) bei bis zu 90 °C. Diese Abweichungen hinsichtlich der spezifizierbaren Materialeigenschaften unterstreichen einmal mehr, dass bei Werkstoffuntersuchungen von Polyethylen stets auch der Produktions-, Fertigungsprozess und chemische Interaktionen (z. B. bedingt durch Additive und Vernetzungshilfsstoffe) Einfluss auf die Materialeigenschaften nehmen. Hierdurch wird ein Vergleich der Materialeigenschaften in der Werkstoffgruppe der (vernetzten) Polyethylene wesentlich erschwert und bedarf daher stets Erläuterungen zur Prüfkörperherstellung, -lagerung und den gewählten Prüfbedingungen, siehe hierzu insbesondere auch die Abschnitte 2.2.2, 2.2.3 und 2.2.5.

3.1.3 Silikonelastomere (Elastomer)

Die Stoffklasse der Silikone (auch Silicone/Polysiloxane) kennzeichnet sich durch ein Grundgerüst mit alternierenden Silizium-Sauerstoff-Silizium Bindungen [237]. Die stoffliche Zuordnung von Silikonon ist eine „Zwischenstellung zwischen anorganischen Silicaten und organischen Polymeren“ [237]. Der Übergang zu den (Silikon-)Elastomeren erfolgt, sofern räumlich vernetzte Polydiorganosiloxane (PDMS) vorliegen [237]. So gilt es auch sprachlich zwischen Kautschuk (unvernetztes, aber vernetzbares (vulkanisierbares) Polymer [242]) und Elastomer (siehe vorher: vernetzter (vulkanisierter) Polymerwerkstoff [242]) zu differenzieren [198].

Innerhalb der Silikonelastomere lassen sich wiederum drei Produktgruppen/Typen/Verarbeitungssysteme, vgl. Abbildung 3.5 unterscheiden. Hierbei handelt es sich um Festsilikonkautschuk, auch als HTV (High Temperature Vulcanizing) oder HCR (Heat Cured Rubber) bezeichnet, sowie um Flüssigsilikonkautschuk auch als LSR (Liquid Silicone Rubber) bezeichnet und um raumtemperaturvernetzenden Silikonkautschuk, auch als RTV (Room Temperature Vulcanizing Silicone Rubber) bezeichnet.

Eine weitere Unterteilung ist ebenfalls auf Basis der Vernetzungstemperatur möglich, hierbei gilt es jedoch zu beachten, dass sowohl LSR- als auch HTV-Materialien zu den hochtemperaturvernetzenden Silikonelastomeren zählen³⁴. Weitere Unterscheidungsmerkmale bilden die Vernetzungsreaktion (Peroxid-, Additions- und Kondensationsvernetzung) sowie die Anzahl an Komponenten ((1)/(2)) vor der Vernetzung. [K7, 198, 237, 243, 244] Unter Berücksichtigung der in Abbildung 3.5 dargestellten Materialunterteilung ist eine Erarbeitung wesentlicher Materialcharakteristika möglich.

Bei HTV-Materialien liegen vor der Vernetzung hochviskose, pastöse Basismaterialien vor [203, 237]. Die Kettenlänge der Si-Einheiten umfasst zirka 10 000 [203]. Im Fall von „HTV-(1)-perox/-add“ ist dieses Material einkomponentig, welches entweder mittels organischer Peroxide bei Temperaturen ab ca. 160 °C peroxidisch (perox) [198, 243] oder bei Einsatz spezieller platinkatalysierten Additionsvernetzung (add) bei Temperaturen ab ca. 110/120 °C zum Elastomer vernetzt wird [198, 203, 237, 243]. Die Bezeichnung „HTV-(2)- add“ kennzeichnet vor Vernetzung zwei Basismaterialien, hierbei enthält eines zumeist die Katalysatorkomponente und das andere die Vernetzerkomponente, sodass eine Vermischung dieser Komponenten bei erhöhten Temperaturen ab ca. 110/120 °C zur Vernetzung führt [198, 203, 237, 243]. Die Additionsvernetzung von „LSR-(2)-add“ folgt dem selben Prinzip und erlaubt eine Vernetzung ab Temperaturen von ca. 110 °C - hierbei handelt es sich jedoch, vor der Vernetzung, um pumpbar-flüssige Basismaterialien einer mittleren Viskosität [198, 203, 237]. Die Kettenlänge der Si-Einheiten umfasst zirka 1 000 [203].

Bei RTV-Silikonelastomeren gelten die Basismaterialien als weich-pastös, niederviskos, bzw. gießbar-flüssig [203, 237] und eine Unterscheidung zwischen Additionsvernetzung (add) und Kondensationsvernetzung (kond) ist möglich. Die Kettenlänge der Si-Einheiten umfasst zirka 200 [203]. Die Vernetzung erfolgt bei Raumtemperatur und bei den einkomponentigen Systemen „RTV-(1)-

³⁴ Anmerkung: In der Literatur werden die hochtemperaturvernetzenden Silikone häufig pauschal mit HTV abgekürzt, durch diese Abkürzung wird die Unterteilung zwischen LSR- und HTV-Materialien sprachlich aufgehoben.

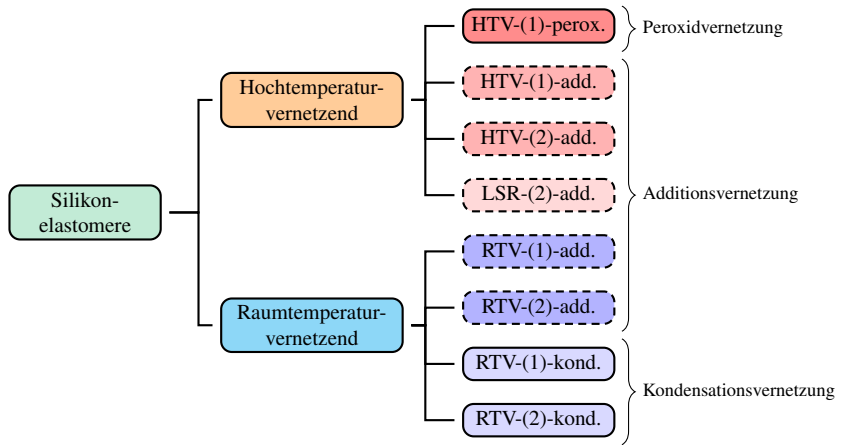


Abbildung 3.5: Unterteilung der Silikonelastomere in Abhängigkeit der Vernetzungstemperatur, Vernetzungsart und Komponentenanzahl - hierbei bezeichnet (1) ein einkomponentiges und (2) ein zweikomponentiges System vor der Vernetzung. Darstellung nach [237].

add/-kond“ entweder durch Einsatz spezieller Platin Katalysatoren (add) bzw. durch Zufuhr von Feuchtigkeit/Luftfeuchtigkeit (kond). Bei den zweikomponentigen Systemen „RTV-(2)-add/-kond“ sind nun den Basismaterialien separat die Katalysatorkomponente und die Vernetzermaterialien (add) bzw. die Vernetzer- und Katalysatorkomponente sowie die erforderliche Feuchtigkeit zugefügt (kond); eine Vernetzung startet bei Zusammenführung beider Basismaterialien bei Temperaturen ab ca. 25 °C. [203, 237] Für weiterführende materialchemische Aspekte und Materialeigenschaften sei auf die Literatur u. a. [198–203, 237, 243–245] verwiesen.

Der besondere Stellenwert von Silikonelastomeren, unter anderem in Wechselspannungskabelgarnituren, ist in ihrem geringen Druckverformungsrest und des weiten Anwendungstemperaturbereichs begründet (u. a. [198–200]). Hierbei übertreffen die Eigenschaften von Silikonelastomeren vielfach die von EPR (Ethylen-Propylen-Kautschuk³⁵), vgl. [198, 199]. Der Druckverformungsrest bei Silikon für schrumpfbare Kabelendverschlüsse (AC 110-230 kV) beträgt exemplarisch lediglich 2,6 % bei EPR jedoch 32,4 %, die Reißdehnung bei Silikon 790 % anstelle von 750 % und die Reißfestigkeit 10 MPa anstatt 9,3 MPa bei EPR [199]. Die Einsatztemperatur lässt sich für EPR mit 105 °C (im Dauerbetrieb) respektive 140 °C (kurzzeitiger Überlastbetrieb) [246] angeben. Für Silikonelastomere finden sich Angaben von exzellenten mechanischen und elektrischen Eigenschaften im Temperaturbereich -60 °C bis +180 °C [200], gleichermaßen wird in [245] eine Eigenschaftsveränderung in Abhängigkeit der Temperaturexpositionsdauer festgestellt. Allgemein erfolgt diese zwar bei Temperaturen unterhalb von 180 °C langsam, führt jedoch bei einer dauerhaften Temperaturbeanspruchung von 150 °C bereits zu einer reduzierten Beständigkeit des Materials von lediglich

³⁵ engl.: Ethylen-Propylen-Rubber - diese Bezeichnung umfasst ebenfalls das Ethylen-Propylen-Copolymer (EPM) und das Ethylen-Propylen-Terpolymer (EPDM) [198].

2-4 Jahren [245]. Hochtemperaturbeständigkeiten bis 250 °C lassen sich unter Zusatz von Additiven erzielen, sodass auch kurzzeitige Temperaturbeanspruchungen von 900 °C ermöglicht werden können [245]. Die Materialeigenschaften und Belastbarkeitsgrenzen sind auch hier hersteller- und produktabhängig vgl. z. B. [243, 244].

Die Interaktion eines RTV-Silikonelastomers (RTV-(2)-add) mit einer VPE-Isolierung in der Wechselspannungskabeltechnik wird in [202] untersucht. Die Silikonkomponenten enthalten einen roten Farbstoff (organische und anorganische Pigmente) sowie aktive Füllstoffe (disperse Kieselsäuren) und geringe Anteile inaktiver anorganischer Füllstoffe (Quarzmehl) [202]. Hier finden sich Angaben über materialspezifische Eigenschaften wie z. B. die Durchschlagfeldstärke, resultierende Grenzflächeneffekte, Alterungsuntersuchungen und Konsequenzen des Vergrößerungseffektes zur Übertragbarkeit der Ergebnisse von Laborprüfkörpern auf reale Komponenten. Die Dielektrizitätszahl ϵ_r wird im Wertebereich von 2,7 bis 3,5 (abnehmend mit der Temperatur zwischen 20 °C und 130 °C) beziffert, für den Verlustfaktor gilt (zunehmend mit der Temperatur) $1,5 \cdot 10^{-3}$ bis $4,5 \cdot 10^{-3}$. Allgemeinere Werkstoffangaben finden sich ebenfalls in [203], mit selbigen Werten für die Dielektrizitätszahl, jedoch mit einem Verlustfaktor von $4 \cdot 10^{-3}$ bis $4 \cdot 10^{-2}$ bei Einsatz in Innenraumendverschlüssen und Kabelmuffen; Dielektrizitätszahlen im Wertebereich von $\epsilon_r=10$ - 150 sollen sich z. B. für refraktive Deflektoren ebenfalls mit Silikonelastomeren erzielen lassen [203].

Einflüsse der Kontaktierung auf das Materialverhalten, finden sich ähnlich wie in der Diskussion unter Abschnitt 2.2.3 ebenfalls für Silikonelastomere. In [201] wird sich dieser Tatsache für stromtragfähige Silikon-Bauelemente angenommen. Einflüsse resultieren aufgrund der Oberflächenbeschaffenheit des Prüfkörpers und der Elektrode, sowie aufgrund von Fremdschichten (Oxidationsprodukte, Verschmutzungen) welche auch bei erhöhten Anpresskräften nicht aufgebrochen werden können. Insbesondere zeigt sich, dass die chemische Struktur an der Oberfläche des Kunststoffes zur chemischen Hauptstruktur im Prüfkörperinneren verschieden ist, sodass amorphe und leichtere Kunststoffbestandteile eine Deckschicht (ca. 1 µm) im Material bilden [201]. Aufgrund der geringen Oberflächenspannung wird die Haftung von Kontakthilfsmitteln erschwert [201]. Der Einsatz von Sprühkontaktmitteln und Leitsilber zeigt im Wesentlichen keine Verbesserung, jedoch zeigt sich das Magnetronsputtern als geeignete Methode zur Kontaktierung bei leitfähigen Silikonkautschuk³⁶. Der Einsatz von Silberleitlack kann zu einer Plastifizierung des Polymers bzw. zu einer Materialveränderung führen (vgl. [119, 164], Abschnitt 2.2.3).

Mit besonderem Applikationsfokus der Gleichspannungsanwendungen sei auf Abschnitt 2.2.8 verwiesen und betont, dass zum gegenwärtigen Zeitpunkt der Erkenntnisstand der Thematik der Leitfähigkeit, inkl. der hiermit assoziierten Strukturklärung, für Silikon weitgehend gering ist. Erste Diskussionspunkte, die z. B. das Vorhandensein einer Ionenleitung motivieren, finden sich in [111]. Hingegen wird in [216] auch eine Protonenleitung aufgrund der Zersetzung von Hydrosilylgruppen des PDMS für Temperaturen zwischen 100 °C und 150 °C angeregt und eine Korrelation zur Shore-A Härte (Abnahme der Leitfähigkeit mit Zunahme der Härte) diskutiert, weitere Untersu-

³⁶ Anmerkung: Der Einfluss möglicher Oxidationen beim Einsatz von Dünnschichtmetallisierungen zur Leitfähigkeitsbestimmung wird in Abschnitt 2.2.3 angeführt und geht auf Untersuchungen des Kontaktierungseinfluss bei isolierenden Polymeren zurück [161]. Innerhalb der vorliegenden Arbeit finden sich diesbezüglich zusätzlich in Abschnitt 5.5.1 weitere Angaben.

chungen liefern Indikationen für Ladungsträgertypen in Form von Chlorid-Ionen und Wassermolekülen [217].

3.2 Leitfähigkeit

Die spezifische Gleichstromleitfähigkeit κ ergibt sich unter Berücksichtigung der Elementarladung q_e durch Summenbildung

$$\kappa = \sum_{\bar{i}} N_{D,\bar{i}} q_e \mu_{\bar{i}} \quad (3.1)$$

über die Ladungsträgerdichten $N_{D,\bar{i}}$ und Beweglichkeiten $\mu_{\bar{i}}$ aller am Ladungstransport teilnehmenden Spezies (\bar{i}) (vgl. [164, 180, 235]). Eine Einheitenbetrachtung mit q_e in As, $N_{D,\bar{i}}$ in m^{-3} und $\mu_{\bar{i}}$ in $\text{m}^2 (\text{Vs})^{-1}$ führt zur Einheit von κ in $\text{A}(\text{Vm})^{-1} = \text{S/m}$. In polymeren Werkstoffen werden als Ladungsträger überwiegend Elektronen, Löcher und Ionen diskutiert (vgl. [139, 180, 182, 235]), Protonenleitung ist in [216] Gegenstand der Diskussion für Silikonelastomere. Bipolare Ladungstransportmechanismen finden sich z. B. in [184]. Für Ionen erlaubt die Berücksichtigung der Wertigkeit Z_W eine Betrachtung der hiermit verknüpften Ladung als Vielfaches der Elementarladung (siehe [180, 235]). Folgt man den Diskussionen u. a. in [162, 184], so ist zunächst keine eindeutige Identifizierung der vorherrschenden Ladungsträgerarten³⁷ vorzunehmen, da in Abhängigkeit der gewählten Modellvorstellung mathematisch vergleichbare Ergebnisse erzielt werden können. Insbesondere sind dominierende Ladungsträgerarten erneut von den experimentellen Bedingungen (vgl. Abschnitte 2.2.3 und 2.2.5) und der daraus resultierenden Materialveränderung abhängig [161, 162, 164, 184].

Darüber hinaus ist bei der allgemeinen Formulierung nach Gleichung 3.1 ersichtlich, dass die spezifische Gleichstromleitfähigkeit als Summe verschiedener Ladungsträgerspezies, Ladungsträgerkonzentrationen und Beweglichkeiten in Erscheinung tritt. Gemäß [2] sind in dieser Summe einige Einzelprozesse nach gewissen Zeitdauern abgeschlossen, wodurch es im Allgemeinen bei Feststoffen zu einer mit der Zeitdauer sinkenden spezifischen Gleichstromleitfähigkeit kommt. Hierdurch wird die Differenzierung zwischen der transienten Komponente der Leitfähigkeit (vgl. Abschnitt 3.2.5) und stationären Komponente der Leitfähigkeit (Gleichstromleitfähigkeit) (vgl. Abschnitt 3.2.4) gefordert [2].

Das ohmsche Gesetz erlaubt es unter Betrachtung der spezifischen Leitfähigkeit (Gleichstromleitfähigkeit) κ und der vektoriellen elektrischen Feldstärke \vec{E} die Leitungsstromdichte \vec{J}_L gemäß

$$\vec{J}_L = \kappa \vec{E} \quad (3.2)$$

zu ermitteln [3, 247]. Hierbei erfordert die Verwendung der Bezeichnung „ohmsches Gesetz“ explizit die lineare Abhängigkeit der Leitungsstromdichte von der elektrischen Feldstärke [247].

Im Folgenden wird daher zunächst der grundsätzliche Einfluss der elektrischen Feldstärke (Abschnitt 3.2.1) und der Temperatur (Abschnitt 3.2.2) auf die Leitfähigkeit betrachtet, bevor in Ab-

³⁷ Diskussionen über Ladungsträger und Modellansätze siehe z. B. [162, 184] bzw. Abschnitte 2.2.6 und 2.2.8.

schnitt 3.2.3 grundlegende Zusammenhänge für die Leitfähigkeit bei Polymeren adressiert werden. Zur weiterführenden detaillierten Betrachtung erfolgt eine Unterteilung der Leitfähigkeit in eine stationäre (Abschnitt 3.2.4) und transiente (Abschnitt 3.2.5) Komponente. Unter Berücksichtigung dieser Unterscheidung werden in Abschnitt 3.2.6 die Begrifflichkeiten der wahren Stromdichte und der scheinbaren Leitfähigkeit sowie erwachsende Zusammenhänge im Hinblick auf Medienübergänge und für Flächen- und Raumladungen präsentiert.

3.2.1 Grundsätzlicher Einfluss der elektrischen Feldstärke

Die Leitfähigkeit von Feststoffen unterliegt typischerweise einer elektrischen Feldstärkeabhängigkeit. So ist die Relevanz der Mechanismen der Ionen- und Elektronenleitfähigkeit bei Feststoffen und somit die resultierende Gleichstromleitfähigkeit gemäß [2] grundsätzlich mit der Feldstärke verknüpft und in Abbildung 3.6, bei konstanter Temperatur, prinzipiell dargestellt.

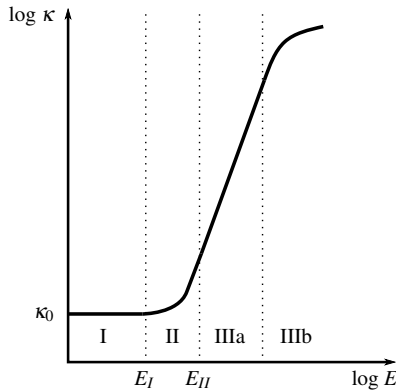


Abbildung 3.6: Feldstärkeabhängigkeit der Gleichstromleitfähigkeit von Feststoffen bei konstanter Temperatur. Darstellung nach [2, 180].

Hierbei gilt, dass zu identischen Messzeitpunkten die Abhängigkeit der Leitfähigkeit von der Feldstärke in drei Bereiche (I-III) unterteilt werden kann. Folgt man [25, 180] so ist es möglich eine weitere Unterteilung des dritten Bereiches in IIIa und IIIb vorzunehmen.

Im **Bereich I** ist die Leitfähigkeit feldstärkeunabhängig und gemäß Gleichung 3.2 würde ein linearer Zusammenhang bei einer Darstellung als Stromdichte-Feldstärke-Diagramm (J-E Darstellung) folgen (ohmscher Bereich vgl. Gleichung 3.2). Die Leitfähigkeit innerhalb dieses Bereiches wird durch die Ionenleitung und vorherrschende Polarisationsmechanismen bestimmt. Dieses Gebiet endet bei einer Grenzfeldstärke E_I , welche u. a. vom Isolierwerkstoff, den experimentellen Bedingungen und vom Elektrodenmaterial abhängig ist. [2, 180] In [2] wird eine allgemeine Grenze bei ca. 1 kV/mm definiert. Ein Überblick für verschiedene Materialien findet sich in [180]. Hier wird E_I z. B. für PE mit 2 kV/mm (Al-Elektroden, $T_K=308$ K) und für Silikonelastomere mit > 20 kV/mm (Al-Elektroden, $T_K=293$ K) beziffert.

Bereich II kennzeichnet einen Übergangsbereich. Hier tritt neben der anfänglichen vorliegenden Ionenleitung vermehrt bei steigender Feldstärke Elektronenleitfähigkeit in Erscheinung und die Leitfähigkeit steigt nichtlinear mit der Feldstärke. [2] Dieses Gebiet endet bei einer Grenzfeldstärke E_{II} , diese wird z. B. für PE mit 10 kV/mm (Al-Elektroden, $T_K=308$ K) und für Silikonelastomere mit > 20 kV/mm (Al-Elektroden, $T_K=293$ K) beziffert, Überblick siehe [180].

Im **Bereich IIIa** dominieren die elektronischen Leitungsprozesse und im doppelt logarithmischen Maßstab ist eine lineare Abhängigkeit zwischen Leitfähigkeit und Feldstärke beobachtbar. Hieraus folgt ein Potenzgesetz mit positivem Exponenten m_E gemäß

$$\kappa \propto E^{m_E} \quad \text{mit } m_E > 0, \quad (3.3)$$

welches den Hochfeldbereich der Leitfähigkeit kennzeichnet [2]. Der sich anschließende **Bereich IIIb** entspricht einem Sättigungsbereich in dem Raumladungen und daraus resultierende Feldverzerrungen einen weiteren Anstieg der Leitfähigkeit gemäß des Potenzgesetzes unterbinden. Dieser Bereich ist nicht direkt mit der Modellvorstellung des SCLC (vgl. Abschnitt 2.2.6, [3, 25, 182]) zu verwechseln, welcher ausschließlich für dünne³⁸ Isolationsfilme applizierbar ist. SCLC erlaubt eine Approximation der zu erwartenden Stromdichte, welche reziprok zur Prüfkörperdicke, auch bei konstanter Feldstärke, ist.

Der Anstieg der Leitfähigkeit, die im Hochfeldbereich durch Elektronenleitung dominiert wird, lässt sich nur marginal auf eine steigende Ladungsträgerbeweglichkeit zurückführen, sodass die Anzahl der Elektronen maßgeblichen Einfluss nimmt [2]. Hierdurch gewinnt die Injektion der Elektronen an Bedeutung (vgl. Abschnitt 2.2.6) und somit ab Bereich II zunächst die Richardson-Schottky-Injektion, welche ab ca. 1 kV/mm einsetzt; respektive das Analogon in Polymeren der Poole-Frenkel-Effekt ([25]). Bei höheren Feldstärken ab ca. 200-300 kV/mm [2] steigt dann zusätzlich der Einfluss der Fowler-Nordheim-Injektion, die dann zusehends dominierend wird (Feldstärke im Bereich 10^3 kV/mm [25]).

Mathematische Beschreibungen der benannten Ladungsträgerinjektionsprozesse (Elektroneninjektion) nutzen quantenmechanische Beschreibungen auf Basis des Bändermodells (vgl. Abbildung 2.8). Hierbei adressieren die Richardson-Schottky und die Fowler-Nordheim-Injektion die Grenzflächeneffekte welche sich an einem Übergang zwischen einem Metall und Isolator ergeben und folgen in der Vorstellung daher dem „klassischen“ Bändermodell, wohingegen der Poole-Frenkel-Mechanismus eine Ladungsträgerbereitstellung innerhalb des Isolators berücksichtigt und daher auf das erweiterte Bändermodell angewiesen ist. Mittels der resultierenden Bandverzerrungen und der erwachsenden Potentialbarrieren bei Kontakten wird es nun möglich, unter Berücksichtigung von quantenmechanischen Zusammenhängen, eine Berechnung der resultierenden Ladungsträgeranzahl und hiermit verknüpften Stromdichten bzw. Leitfähigkeiten vorzunehmen. [3, 25, 180] Zusammenfassungen und Darstellungen diesbezüglich finden sich unter anderem in [2, 3, 25, 180, 188, 235, 248–251]. Einen Überblick der Ladungsträgerinjektionsprozesse findet sich in Anhang A.2.1.

³⁸ Beobachtung gemäß [180] bei Prüfkörperdicken von einigen 10 μm , gemäß [25] exzellenter Nachweis bei Isolierstofffilmen (Al/P-VAc/Al) von 1-2 μm .

3.2.2 Grundsätzlicher Einfluss der Temperatur

Die Leitfähigkeit weist bei Isolierfeststoffen einen exponentiellen Zusammenhang mit der Temperatur auf. Hierbei ist die Leitfähigkeit von Feststoffen hochgradig von der Temperatur und weniger von der elektrischen Feldstärke abhängig [3]. Mathematisch lässt sich der Temperatureinfluss nach [2, 35, 235] mittels

$$\kappa \propto \exp\left(\frac{-W_A}{k_B T_K}\right) \quad (3.4)$$

beschreiben. Hierbei kennzeichnet W_A eine Aktivierungsenergie/Stoffkonstante (typ. in eV), k_B die Boltzmannkonstante und T_K die absolute Temperatur. Dieser exponentielle Zusammenhang gilt bei Feststoffen gemäß [2] sowohl für das „Ionenleitungs- und Polarisationsgebiet“ (Bereich I, vgl. Abbildung 3.6) als auch im Hochfeldbereich (Bereich III, vgl. Abbildung 3.6) und wird dort als „Van't Hoffschs Gesetz“ vorgestellt³⁹. In [35] findet sich die Anwendbarkeit sowohl für Ionen- und Elektronenleitung, unter der Bezeichnung „Arrhenius-Beziehung“. Durch die Anwendbarkeit der exponentiellen Temperaturabhängigkeit, sowohl auf die Ionen- als auch auf die Elektronenleitung, lässt sich durch eine vorliegende exponentielle Temperaturabhängigkeit noch keine Erkenntnis über die maßgebliche Ladungsträgerart ableiten [2]. Beispiele zur Anwendung der Arrhenius-Beziehungen für allgemeine scheinbare Leitfähigkeiten⁴⁰ finden sich z. B. in [113, 197].

3.2.3 Grundlegende Leitfähigkeitszusammenhänge bei Polymeren

Für polymere Isolierstoffe lassen sich einige grundlegende Zusammenhänge unter Berücksichtigung ihrer Struktur (vgl. Unterkapitel 3.1) erarbeiten. So gilt zusammenfassend nach [164], dass 'die Leitfähigkeit grundsätzlich abnimmt, wenn das Molekulargewicht zunimmt - da dies eine Abnahme des freien Volumens und somit eine Zunahme der Viskosität und der intermolekularen Kräfte impliziert. Hingegen nimmt die Leitfähigkeit mit zunehmender Sphärolithdichte und -durchmesser zu. Für die Ionenleitfähigkeit gilt, dass diese mit steigender Kristallinität und strukturell sich wiederholenden Einheiten abnimmt.'⁴¹ Ebenso gilt bei niedrigen Feldstärken stets eine enge Verknüpfung zwischen freiem Volumen und der Leitfähigkeit [164]. Dies führt dazu, dass die Ionenleitung bei niedrigen Feldstärken (siehe vorher) in Polymeren als dominierender Mechanismus gilt, da diese unmittelbar mit dem freien Volumen verknüpft ist [25, 180]. Die wesentlichsten Einflüsse und die Abbildung dieser Zusammenhänge werden für die Ionen- und Elektronenleitung im Folgenden in Abschnitt 3.2.4 intensiver diskutiert.

3.2.4 Stationäre Komponente der Leitfähigkeit

Die stationäre Komponente der Leitfähigkeit ergibt sich unter Berücksichtigung der freien Ladungsträger und fußt auf der Elektronen- bzw. Ionenleitung [2]. Die Ionenleitfähigkeit lässt sich in Fremd- (z. B. aufgrund von Zumischungen, Verunreinigungen, etc.) und Eigenionenleitfähigkeit

³⁹ Die Einführung des Zusammenhangs erfolgt im Bereich der dielektrischen Flüssigkeiten mit einer für diese bestehenden Gültigkeitsbeschränkung „Das Van't Hoffschs Gesetz gilt nur unter der Voraussetzung, dass ohmsches Verhalten vorliegt, d. h. keine Sättigungs- und Ionisationserscheinungen auftreten.“ [2]

⁴⁰ Aufgrund der Anwendung auf scheinbare Leitfähigkeiten, werden daher auch die Temperaturabhängigkeiten auf Polarisationsmechanismen (schnellerer Ablauf bei höheren Temperaturen) berücksichtigt [113], vgl. hierzu Abschnitt 3.2.5.

⁴¹ Übersetzung: vgl. [164].

(Dielektrikum selbst) unterteilen und in Abhängigkeit der vorliegenden Konzentrationen und Ionenbeweglichkeiten mathematisch beschreiben (vgl. z. B. [235]). Die Ionenleitfähigkeit ist abhängig vom Elektrodenkontakt ([180]) und exponentiell temperaturabhängig (Arrhenius-Gesetz, siehe Abschnitt 3.2.2). In technischen Isolierungen ist die Fremdionenleitung oft bestimmend, hingegen wird die Eigenionenleitung durch Alterung (z. B. Monomerabspaltungen) begünstigt. Grundsätzlich ist die Ionenbereitstellung selbst von Faktoren wie der Feuchtigkeit, Temperatur, Elektrodenkontakt und Polarisierbarkeit abhängig. [184, 235]

Die Ionenleitung in polymeren Materialien wird durch das freie Volumen ⁴² beeinflusst [235]. Es liegt eine Temperaturabhängigkeit des freien Volumens vor. Wird eine vorliegende Polymerschmelze abgekühlt, so reduziert sich die Beweglichkeit der Polymermoleküle ⁴³. Beim Unterschreiten der Glas temperatur versteift das Polymer und die Beweglichkeit der Polymermoleküle (Rotation, Translation) ist eingefroren. Das freie Volumen ist gegenüber dem der Schmelze erheblich reduziert und nimmt nun mit weiterer Temperaturabnahme nicht weiter ab. Die Segment-/Kettenbeweglichkeiten werden ebenfalls durch Vernetzungen in Polymeren reduziert, wodurch ebenfalls das freie Volumen abnimmt. [234] Das freie Volumen ist somit reziprok zum Vernetzungsgrad. Analoges Verhalten zeigt sich im Bezug auf den Kristallinitätsgrad. Die Ionenbeweglichkeit in kristallinen Bereichen ist mäßig [180], sodass Ionenleitung maßgeblich in amorphen Bereichen (bzw. Übergangsbereiche von kristalliner und amorpher Phase [180]) erfolgt [180]. Hiermit geht in Summe einher, dass die Ionenbeweglichkeit abnimmt, wenn Vernetzungsgrad und Kristallinitätsgrad steigen. So resultiert eine Abnahme der Relevanz des Mechanismus der Ionenleitung bei steigendem Vernetzungsgrad und Kristallinitätsgrad. Materialtheoretisch ergibt sich daher, dass z. B. beim Übergang von LDPE zu VPE der Einfluss der Ionenleitung abnimmt (entsprechende Reduktion von PDP vorausgesetzt). Der Mechanismus der Ionenleitung gewinnt bei einem Vergleich von VPE und einem Silikonelastomer erheblich an Bedeutung - bei Vergleichen von Silikonelastomeren untereinander motiviert die Berücksichtigung des freien Volumens z. B. eine Einbeziehung der Kettenlänge bei Analysen. ⁴⁴

Elektronenleitung tritt ebenfalls in kristallinen und amorphen polymeren Isolierstoffen auf. Für die resultierenden feldstärkeabhängigen Injektionsstromdichten gelten die mathematischen Beschreibungen gemäß Anhang A.2.1. Hierbei gilt auch für die Elektronenleitung eine exponentielle Temperaturabhängigkeit (siehe Abschnitt 3.2.2), welche z. B. unmittelbar durch die mathematischen Beschreibungen der Richardson-Schottky-Injektion und des Poole-Frenkel-Effekts ersichtlich werden (vgl. Anhang A.2.1).

Unter Berücksichtigung von werkstoffabhängigen Eigenschaften lässt sich eine Zunahme der Elektronenbeweglichkeit mit steigendem Kristallinitätsgrad beobachten (vgl. [180, 235]). Diesbezüglich finden sich exemplarisch für PET Unterschiede um mehrere Größenordnungen. Für amorphes PET

⁴² Das freie Volumen „ist der Raum in einem Festkörper oder einer Flüssigkeit, der nicht mit Molekülen (Polymersegmenten) besetzt ist“ [234]. Das freie Volumen ist für eine Flüssigkeit groß und für einen Festkörper klein [234].

⁴³ Das Strukturelement $-\text{CH}_2 - \text{CH}_2-$ ist bei Polyethylen „unter geringem Energieaufwand um die Achse der Hauptkette verdrehbar“ [234].

⁴⁴ In ersten Untersuchungen zeigte sich bei einem LSR- im Vergleich zu einem RTV-Material die geringste Leitfähigkeit beim RTV, obwohl dieses eine kürzere Kettenlänge aufweist, vgl. Abschnitt 3.1.3, sowie Diskussion im Kontext von Abbildung 5.53.

gilt ca. $10^{-7} \dots 10^{-8} \text{ cm}^2 (\text{Vs})^{-1}$ und für kristallines PET ($\alpha_{kr} = 30 \%$) ca. $5 \cdot 10^{-4} \text{ cm}^2 (\text{Vs})^{-1}$ [180, 235]. Die Elektronenbewegung erfolgt „bei lamellenförmig angeordneten Kristallen zwischen benachbarten Ketten (intermolekularer Charakter)“ [180], Löcher bewegen sich innerhalb der Hauptkette [180].

Konträr zum Einfluss auf die Elektronenleitfähigkeit, welche werkstoffspezifisch unmittelbar an die Elektronenbeweglichkeit gekoppelt ist, geht gleichermaßen ein höherer Kristallinitätsgrad mit weniger Fehlstellen in der Molekülstruktur einher. Dies ist in der Modellvorstellung eines Isolators nach dem Bändermodell mit einer geringeren Haftstellendichte korreliert, wodurch sich in Summe eine Leitfähigkeitsabnahme begründet (siehe zusätzlich auch Einfluss auf die Ionenleitfähigkeit bei niedrigen Feldstärken). [180, 184]

Die **mathematische Beschreibung und Modellierung der stationären Komponente der Leitfähigkeit**, respektive die Beschreibung der Leitfähigkeitseigenschaft ohne Zeitbezug (vgl. Abschnitt 2.2.1, 2.2.6) adressiert eine Fülle von Modellen und Ansätzen deren Vielfalt u. a. in [3, 25, 182, 188] zusammengefasst ist. Mathematische Beschreibungen nutzen zumeist die Modellvorstellung des erweiterten Bändermodells - wie bereits bei der Einführung der mit den Injektionsstromdichten assoziierten Leitfähigkeiten in Abschnitt 3.2.1 sowie Anhang A.2.1 thematisiert.

Prominente Vertreter, neben der Leitfähigkeitsmodellierung auf Basis des Poole-Frenkel-Mechanismus gemäß Anhang A.2.1, werden für polymere Werkstoffe in Anhang A.2.2 vorgestellt. Es zeigen sich bei den vorgestellten Beschreibungsgleichungen wiederkehrende mathematische Muster, auch für verschiedene Modellvorstellungen, mit einer im weiteren Sinne exponentiellen **Temperaturabhängigkeit** (auch mit zusätzlichen Korrekturfaktoren) und Ergänzung einer ebenfalls exponentiell rückführbaren **Feldstärkeabhängigkeit** (vgl. Gleichungen A.17 - A.23). Dies begründet eine schwere Rückführbarkeit von experimentell erhaltenen Ergebnissen auf vorhandene Modelle und erschwert die Identifikation der mit diesen Modellen einhergehende Transportmechanismen und Spezies, da mathematisch vergleichbare Ergebnisse erzielt werden (vgl. u. a. [162, 184]). Darüber hinaus ist die Herausforderung des experimentellen Nachweises einer tatsächlich stationären Leitfähigkeit (siehe Abschnitt 2.2.1) insbesondere bei Isolationsmaterialien der HGÜ-Kabeltechnik noch nicht erbracht.

Derartige Modellierungseinschränkungen bestätigen sich ebenfalls, sofern die Beschreibungsformen der Temperaturabhängigkeit der Leitfähigkeit unter der Annahme $\kappa(T) \propto \exp(\alpha_T (T - T_0))$ oder $\kappa(T_K) \propto \exp(-W_A / (k_B T_K))$ betrachtet werden. Eine Zusammenfassung zu Temperaturkoeffizienten und Aktivierungsenergien bei LDPE und VPE mit Bezug auf [187, 252–260] befindet sich in Anhang A.2.3, in Tabellen A.1 und A.2. Für die Beschreibungsform der Feldstärkeabhängigkeit der Leitfähigkeit unter der Annahme $\kappa(E) \propto \exp(\beta_E (E - E_0))$ findet sich eine Zusammenfassung hinsichtlich der Feldstärkekoeffizienten bei LDPE und VPE unter Bezugnahme auf [252–257] ebenfalls in Anhang A.2.3 in Tabelle A.3.

Die in den Tabellen A.1, A.2 und A.3 dargestellten Wertebereiche umfassen zur Abbildung des Temperatureinflusses $\frac{52 \cdot 10^{-3}}{^\circ\text{C}} \leq \alpha_T \leq \frac{180 \cdot 10^{-3}}{^\circ\text{C}}$ respektive bei Verwendung einer Arrhenius-Bezie-

hung $0.65 \text{ eV} \leq W_A \leq 1.5 \text{ eV}$ und für den Feldstärkekoeffizienten $\frac{18 \cdot 10^{-3} \text{ mm}}{\text{kV}} \leq \beta_E \leq \frac{8153 \cdot 10^{-3} \text{ mm}}{\text{kV}}$. Diese Bereiche lassen sich unter Berücksichtigung der Angaben und Diskussionen in Anhang A.2.3 noch erweitern. Zur Bestimmung dieser Koeffizienten werden in [187, 256, 259, 260] stationäre Werte der Leitfähigkeit zur Auswertung herangezogen. Aktuelle Untersuchungen (u. a. [118, 122, 124], siehe auch Abschnitt 2.2.1) zeigen jedoch deutlich, dass auch nach Monaten ([122]) keine stationären Werte erreichbar scheinen.

In [164] gilt für den Absorptionsstrom von PET, dass dieser für Feldstärken $\leq 10 \text{ kV/mm}$ linear und für Feldstärken oberhalb von 10 kV/mm gemäß einer Potenzgesetzmäßigkeit mit Exponenten von 1,6 steigt. Gemäß [3] gilt allgemein ein hochgradiger Temperatureinfluss und ein weniger relevanter Feldstärkeinfluss. Der Einfluss der elektrischen Feldstärke wird in aktuellen Untersuchungen in einem Bereich zwischen $10 \dots 60 \frac{\text{kV}}{\text{mm}}$ bei einer konstanten Temperatur von $T_C = 70 \text{ }^\circ\text{C}$ als ein nicht wesentlicher einflussnehmender Parameter auf das Abklingverhalten der scheinbaren Leitfähigkeit dargestellt [118, 122]. Dies verdeutlicht abermals, dass neben den allgemeinen Aspekten bei Leitfähigkeitsuntersuchungen (vgl. Unterkapitel 2.2) auch verschiedene herstellungs-, hersteller- und materialspezifische Parameter (z. B. Abschnitt 2.2.5, Abschnitt 3.1.2, Unterkapitel 3.1) eine erhebliche Rolle einnehmen. Ebenfalls zeigt dies, dass generische mathematische Beschreibungen und Modellierungen der stationären Komponente der Leitfähigkeit, aufgrund der vielfältigen Einflüsse, zum gegenwärtigen Zeitpunkt deutlichen Limitationen unterworfen sind. Der aktuell fehlende experimentelle Nachweis einer stationären Leitfähigkeit motiviert darüber hinaus deutlich eine Auseinandersetzung mit der transienten Komponente der Leitfähigkeit.

3.2.5 Transiente Komponente der Leitfähigkeit

Die transiente Komponente der Leitfähigkeit umfasst insbesondere Polarisationserscheinungen sowie Ladungsträgerverarmungen, Elektronenanreicherungen und die Ausbildung von Raumladungen [2]. Eine zeitliche Einordnung des Einflussabschlusses dieser Mechanismen findet sich in Abbildung 3.7. Für eine detailliertere Beschreibung der Mechanismen und hiermit assoziierte Effekte sei u. a. auf [2, 35, 235] verwiesen.

Ergänzend zu den Darstellungen in Abbildung 3.7 gilt es die Raumladungsthematik, außerhalb des Fokus dieser Arbeit, für polymere Isolierstoffe gesondert und intensiv zu betrachten, vgl. z. B. [M3, 3, 22, 27, 28, 31, 127, 128, 179, 187, 209, 219, 239, 261]. Hierbei ist insbesondere zu betonen, dass die Ausbildung von Raumladungen in Abhängigkeit der Feldstärke, Experimentalbedingungen sowie des Elektroden- und Polymermaterials (vgl. ebenfalls Abschnitte 2.2.3 und 2.2.5) bereits in kürzeren Zeitbereichen (Sekunden, Minuten, Stunden) experimentell nachgewiesen werden kann (vgl. u. a. [M3, 3, 22, 28, 127, 128, 179, 209, 219, 239]). Somit handelt es sich nicht, wie Abbildung 3.7 eventuell aufgrund der langen Zeitspanne der benannten Raumladungsmechanismen vermuten lässt, um zeitlich träge Effekte, sondern vielmehr um Prozesse, die über einen langen Zeitraum präsent sind. Hieraus resultieren veränderliche zeitabhängige lokale Feldstärken in Prüfkörpern, die aufgrund der Feldstärkeabhängigkeit der Leitfähigkeit wiederum zur Ausprägung der transienten Komponente der Leitfähigkeit beitragen.

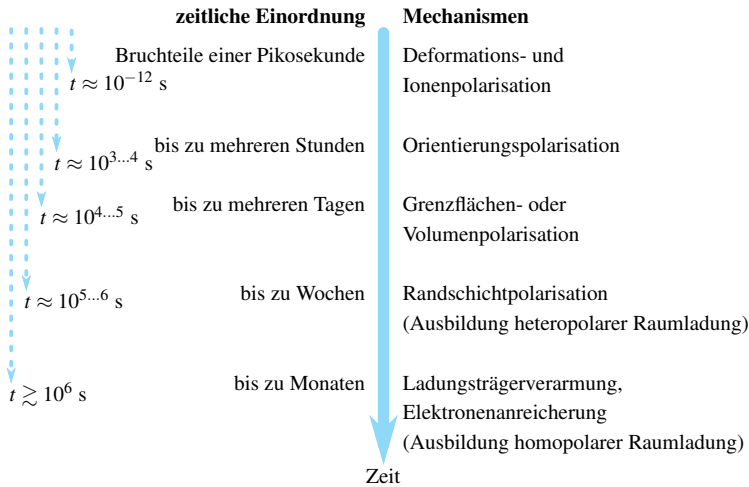


Abbildung 3.7: Transiente Komponenten der Leitfähigkeit. Komponenten und zeitliche Einordnung aus [2].

Eine mathematische Beschreibung der zeitlichen Aspekte, bedingt durch Polarisationserscheinungen und der damit verknüpften transienten Komponente der Leitfähigkeit, ist ausgehend von den Maxwell-Gleichungen möglich. Die Maxwell-Gleichungen erlauben es die magnetische Feldstärke H , die elektrische Feldstärke E und die hieraus resultierende magnetische Flussdichte B respektive dielektrische Verschiebungsdichte (elektrische Flussdichte) D unter Einbeziehung der wahren elektrischen Stromdichte ⁴⁵ J und der Ladung Q respektive der örtlichen Ladungsdichte ρ und deren wechselseitigen Abhängigkeiten mathematisch zu beschreiben. [35, 262] Richtungsabhängigkeiten lassen sich entsprechend der Tensoranalysis innerhalb der Maxwell-Gleichungen berücksichtigen [247]. Eine Zusammenfassung der Maxwell-Gleichungen findet sich unter Nutzung der jeweils vektoriellen Größen in Anhang A.3 (vgl. [35, 262, 263], mathematische Beziehungen siehe u. a. [262–264]).

Das Gaußsche Gesetz in Vektorschreibweise für das elektrische Feld, welches auch in Abhängigkeit der Darstellung als Satz vom Hüllenfluss bezeichnet wird, lässt sich in Integralform

$$\oiint_A \vec{D} d\vec{A} = Q = \iiint_V \rho dV \tag{3.5}$$

respektive in Differentialform

$$\operatorname{div} \vec{D} = \rho \tag{3.6}$$

⁴⁵ Definition nach [262].

ausdrücken und erlaubt einen Rückschluss auf die örtliche Ladungsdichte ρ (vgl. [35, 262, 263]). Aus der zeitlichen Differentiation von Gleichung 3.5 folgt mit der Definition des Verschiebungsstroms (Herleitung z. B. nach [263]) für die Verschiebungsstromdichte

$$\vec{J}_V = \frac{\partial \vec{D}}{\partial t} . \quad (3.7)$$

Innerhalb des Gaußschem Gesetzes für das E-Feld ist die vektorielle dielektrische Verschiebungsdichte \vec{D} in allgemeiner Form (vgl. [35]) als

$$\vec{D} = \epsilon_0 \vec{E} + \vec{P} \quad (3.8)$$

definiert, in welcher \vec{P} die vektorielle Polarisation und ϵ_0 die Permittivität des Vakuums ausdrückt.

*Anmerkung: Die Polarisierbarkeit von Festkörpern ist im Allgemeinen in Abhängigkeit der Kristallachsen verschieden [247]. Im Folgenden wird **Isotropie** für die betrachteten Werkstoffe angenommen und daher auf eine Einführung der Polarisation mittels eines symmetrischen Tensors zweiter Stufe (siehe [265]) und die konsequente Behandlung der Maxwellgleichungen mittels Tensoranalysis (vgl. [247, 265]) verzichtet. Ebenfalls erfolgt die Nutzung der makroskopischen Elektrodynamik (vgl. [265]) unter der Annahme, dass alle mikroskopischen Größen über die Einheitszelle gemittelt werden. Die Einheitszelle beschreibt die kleinste identische Einheit eines Kristallgitters aus welchem ein Feststoff aufgebaut ist [247]. Für Polyethylen verfügt die kleinste wiederkehrende stoffliche Einheit über eine räumliche Dimension von $l_k = 0,254 \text{ nm}$ [25]. Eine makroskopische Betrachtung ist zulässig, wenn die Wellenlänge der betrachteten elektrischen Felder wesentlich größer als die geometrische Dimension der Elementarzelle [265] ist.*

Unter Berücksichtigung einer zeitveränderlichen Spannung ist es möglich Gleichung 3.8 nach [120, 180, 190, 266] in die Darstellung

$$\vec{D}(t) = \epsilon_0 \vec{E}(t) + \vec{P}(t) = \epsilon_0 \vec{E}(t) + \underbrace{\epsilon_0 \chi_{el}(t) \vec{E}(t)}_{\vec{P}(t)} = \epsilon_0 (1 + \chi_{el}(t)) \vec{E}(t) \quad (3.9)$$

zu überführen. Hierbei ist insbesondere die zeitabhängige Suszeptibilität $\chi_{el}(t)$ zu berücksichtigen, welche eine andere Zeitabhängigkeit als die des elektrischen Feldes vorweist und somit die zeitabhängigen Polarisationsmechanismen abbildet (vgl. Abbildung 3.7). Die Vektoren $\vec{D}(t)$ und $\vec{P}(t)$ sind in isotropen Dielektrika direkt parallel zu $\vec{E}(t)$, wodurch im Folgenden auf die vektorielle Darstellung verzichtet wird. [266] Ebenfalls gilt, dass $\vec{P}(t)$ nur dann eine lineare Funktion von $\vec{E}(t)$ ist, sofern lineare dielektrische Materialien vorliegen [114], für Einschränkungen siehe [267] und für explizite Feldstärkeabhängigkeiten und damit verbundene Nichtlinearitäten (Hyperpolarisationen) [120].

Die Verknüpfung zwischen der Zeitbereichsdarstellung und der frequenzabhängigen Suszeptibilität $\chi_{el}(\omega)$ (vgl. Gleichung 3.12) erfolgt üblicherweise unter Zuhilfenahme der dielektrischen Antwortfunktion $f(t)$ [120, 180, 190, 266, 267]. Für diese dielektrische Antwortfunktion gilt das Kausalitätsprinzip

$$f(t) \equiv 0 \quad \text{für } t < 0 \quad (3.10)$$

welches Jonscher [120] anschaulich mit 'keine Reaktion vor Aktion' umschreibt. Ebenso gilt

$$\lim_{t \rightarrow \infty} f(t) = 0 \quad , \quad (3.11)$$

sodass Polarisation zwar durch das elektrische Feld hervorgerufen wird, das Vorhandensein einer persistenten Polarisation (ohne elektrisches Feld) jedoch ausgeschlossen wird [120]. Ebenso gilt gemäß [120] für die Integration der Antwortfunktion die Endlichkeit der Stammfunktion $\int_0^{\infty} f(t)$. Die Definition der Antwortfunktion erfolgt unter Berücksichtigung obiger Zusammenhänge (Gleichungen 3.10, 3.11) zu

$$\underline{\chi}_{el}(\omega) = \chi'_{el}(\omega) - j\chi''_{el}(\omega) = \int_{-\infty}^{\infty} f(t)e^{-j\omega t} dt = \int_0^{\infty} f(t)e^{-j\omega t} dt = \underline{E}(\omega) \quad (3.12)$$

mittels Fouriertransformation [190, 267]. Die grundsätzliche Zeit- respektive Frequenzabhängigkeit der Suszeptibilität erfordert es nun, die Polarisation in allgemeiner Formulierung für elektrische Felder $E(t)$ mittels

$$P(t) = \epsilon_0 \int_{-\infty}^{\infty} f(t-\tau)E(\tau)d\tau = \epsilon_0 \int_{-\infty}^t f(t-\tau)E(\tau)d\tau = \epsilon_0 \int_0^{\infty} f(\tau)E(t-\tau)d\tau = \epsilon_0 f(t) * E(t) \quad (3.13)$$

zu formulieren (Details und Einschränkungen vgl. Fußnote 47) [114, 120, 267]. Die Bedeutung dieser Beziehung besagt, dass die vorliegende Polarisation zu einem Zeitpunkt t sich aus der kompletten rückwirkenden Betrachtung des anregenden Signals (Feldes) bis zum Signalursprung ergibt [120]. Physikalisch lässt sich dies derart deuten, dass die Polarisation unter Berücksichtigung der vorherigen Feldexpositionen verläuft und daher von einem „Gedächtniseffekt“ der Isolierung gesprochen werden kann [120].

Eine ergänzende Formulierung der Polarisation, deren Herleitung bereits unter Berücksichtigung der Sprungantwortfunktion des Materials und unter Berücksichtigung der Duhamelschen Integralbeziehung erfolgt, definiert diese mittels

$$P(t) = \epsilon_0 \chi_{el}(t \rightarrow 0)E(t) + \epsilon_0 \int_0^t E(\tau)f(t-\tau)d\tau \quad , \quad (3.14)$$

wobei $\chi_{el}(t \rightarrow 0)$ für Feldanregungen mit idealen Sprungantworten entfällt [190, 266]. In realen Messungen ist dieser Term jedoch existent und korreliert gemäß der Frequenzabhängigkeit der Suszeptibilität $\chi_{el}(t \rightarrow 0)$ mit $\chi'_{el}(\omega \rightarrow \infty)$ (vgl. Anhang A.4, Gleichung A.40), sodass im Zeitbereich die Bezeichnung $\chi_{el}(0')$ Verwendung findet [190, 266]. Unabhängig von den mathematischen Formulierungen gemäß Gleichungen 3.13 und 3.14 ergibt sich bei Exposition eines Werkstoffs mit einer sprungförmigen elektrischen Feldanregung ein betragsmäßiger zeitlicher Anstieg der Polarisation, welcher wiederum mit dem Abschluss der Polarisationsmechanismen gemäß Abbildung 3.7 korreliert. Hierbei erfolgt mit zunehmender Zeit ein Übergang zwischen einer „instantanen“ Polarisation für kurze Zeitbereiche und somit hohe Frequenzen ($P(t \rightarrow 0) = P(\omega \rightarrow \infty)$) und einer „stati-

schen“ Polarisation nach Abschluss sämtlicher Polarisationsmechanismen ($P(t \rightarrow \infty) = P(\omega \rightarrow 0)$) [266].

Unter Kenntnis obiger Zusammenhänge und unter Verwendung von Gleichung 3.9 ist es nun möglich die resultierende zeitabhängige Verschiebungsstromdichte in allgemeiner Form mittels

$$J_V(t) = \frac{\partial D}{\partial t} = \varepsilon_0 \frac{\partial E(t)}{\partial t} + \frac{\partial P(t)}{\partial t} \quad (3.15)$$

darzustellen. Unter Verwendung von Gleichung 3.14 mit Bezug zu realen Messungen folgt unter erneuter Verwendung der Integralbeziehung nach Duhamel (z. B. nach [190]) für die Verschiebungsstromdichte

$$\begin{aligned} J_V(t) &= \frac{\partial D}{\partial t} = \varepsilon_0 \frac{\partial E(t)}{\partial t} + \varepsilon_0 \chi_{el}(0') \frac{\partial E(t)}{\partial t} + \varepsilon_0 \frac{\partial}{\partial t} \int_0^t f(t-\tau) E(\tau) d\tau \\ &= \varepsilon_0 \frac{\partial E(t)}{\partial t} + \varepsilon_0 \chi_{el}(0') \frac{\partial E(t)}{\partial t} + \varepsilon_0 f(0') E(t) + \varepsilon_0 \int_0^t \frac{\partial f(t-\tau)}{\partial t} E(\tau) d\tau, \end{aligned} \quad (3.16)$$

im allgemeinen Fall. Bei Anregung eines realen Systems mit einem idealen Sprung $E(t) = E_0 1(t)$, lässt sich unter Verwendung der Dirac Funktion $\delta(t)$ die Verschiebungsstromdichte in

$$J_V(t) = \underbrace{\varepsilon_0 E_0 \delta(t)}_{I_i} + \underbrace{\varepsilon_0 \chi_{el}(0') E_0 \delta(t)}_{II_i} + \underbrace{\varepsilon_0 E_0 f(t)}_{III_i} = \varepsilon_0 \underbrace{\left((1 + \chi_{el}(0')) E_0 \delta(t) + \varepsilon_0 E_0 f(t) \right)}_{\varepsilon_r(f \rightarrow \text{HF})}. \quad (3.17)$$

überführen [190, 266]. Hierbei kennzeichnet Term I_i den Anteil der Verschiebestromdichte aufgrund der Vakuumkapazität der Anordnung und Term II_i den durch die frequenz- bzw. zeitabhängige Suszeptibilität bedingten Anteil.⁴⁶ Beide Anteile lassen sich unter Verwendung des Realteils der Permittivität für hohe Frequenzen $\varepsilon_r(f \rightarrow \text{HF})$ (vgl. Gleichungen A.40, A.41, A.42) zusammenfassen. Term III_i ist unmittelbar mit der dielektrischen Antwortfunktion des Dielektrikums verknüpft. Der Vollständigkeit halber ist aufgenommen, dass auf Basis von Gleichung 3.13 bei Verwendung einer idealen Sprungfunktion $E(t) = E_0 1(t)$ und unter Berücksichtigung der Faltung mit dem Einheitssprung die Verschiebungsstromdichte sich ebenfalls mittels

$$J_V = \frac{\partial D}{\partial t} = \varepsilon_0 E_0 \frac{\partial}{\partial t} \left(1(t) + \int_0^t f(\tau) d\tau \right) = \varepsilon_0 E_0 (\delta(t) + f(t)) = \varepsilon_0 E_0 \delta(t) + \varepsilon_0 E_0 f(t) \quad (3.18)$$

darstellen lässt (vgl. [120]). Auch hier wird daher bei einer Sprungantwortmessung die Relevanz der dielektrischen Antwortfunktion im Zeitbereich direkt ersichtlich. Die Überführung dieser Erkenntnisse in die bei Messungen zu erwartenden Polarisations- und Depolarisationsstromdichten

⁴⁶ 'Die Dirac-Funktion in Term I_i und II_i führt mit auftreten des Spannungssprungs zu einem hohen Stromimpuls, dessen Maximalwert sich im Wesentlichen nicht erfassen lässt.' Übersetzung vgl. [190].

und deren Differenzen (bei Gültigkeit des Überlagerungsprinzips ⁴⁷, vgl. Abschnitt 2.2.1) findet sich z. B. in [114, 180, 190, 266].

Alternative Darstellungen nutzen zur Herleitung der Verschiebungsstromdichte eine Beschreibungsform der Polarisation als Summe von schnellen $P_0(t)$ und langsamen Polarisationsmechanismen $P_L(t)$ (z. B. [268]). Bei Abbildung der schnellen Polarisation z. B. mittels der 50-Hz-Permittivität $\epsilon_{r,50\text{ Hz}}$ (unter Berücksichtigung des jeweiligen Zeithorizontes der Untersuchungen) und dem Zusammenhang $\chi_{el} = \epsilon_r - 1$ ergibt sich hierbei für die Verschiebungsstromdichte eine Darstellungsform der Art

$$J_V = \underbrace{\epsilon_0 \frac{\partial E(t)}{\partial t}}_{I_{ii}} + \underbrace{\epsilon_0 (\epsilon_{r,50\text{ Hz}} - 1) \frac{\partial E(t)}{\partial t}}_{II_{ii}} + \underbrace{\frac{\partial P_L(t)}{\partial t}}_{III_{ii}}, \quad (3.19)$$

welche im Kern eine alternative/modifizierte Beschreibung nach Gleichung 3.16 darstellt. Hierbei kennzeichnet Term I_{ii} erneut den Einfluss der Verschiebung im Vakuum, Term II_{ii} den Einfluss ob der schnellen und Term III_{ii} ob der langsamen Polarisation. [268] Insbesondere die Beschreibungsform der langsamen Polarisation ist hierbei erneut unter Einbeziehung der dielektrischen Antwortfunktion $f(t)$ möglich.

Mathematische Modellbildungen der dielektrischen Antwortfunktion

Für die dielektrische Antwortfunktion zur Abbildung der Relaxationsströme, die mit typischerweise einem monoton fallenden Verlauf einhergehen, existieren verschiedene mathematische Formulierungen [190]. Zu den prominentesten Vertretern zählen die Debye-Funktion $f_D(t)$, der Ansatz nach Schweidler (Curie- von Schweidler) $f_S(t)$ und die Universal-Response („universal relaxation law“) nach Jonscher $f_J(t)$. Für diese Funktionen gilt im Zeitbereich ⁴⁸:

$$f_D(t) = B_D \exp\left(-\frac{t}{\tau_i}\right) \quad \Rightarrow \quad f_D(t) \propto \exp\left(-\frac{t}{\tau_i}\right) \quad (3.20)$$

$$f_S(t) = B_S t^{-n_S} \quad \Rightarrow \quad f_S(t) \propto t^{-n_S} \quad (3.21)$$

$$f_J(t) = \frac{B_J}{(\omega_p t)^{n_j} + (\omega_p t)^{1+m_j}} \quad \Rightarrow \quad f_J(t) \propto \frac{1}{(\omega_p t)^{n_j} + (\omega_p t)^{1+m_j}}. \quad (3.22)$$

Hierbei resultiert im einfachsten Fall eine *Debye*-Antwort mit einer einzigen Relaxationszeit $\tau_i = \tau$ nach Gleichung 3.20 und dem Wert B_D zum Zeitpunkt $t = 0$ [190]. Aufgrund der mathematischen Erscheinung motiviert dies meist die Nutzung von RC-Seriensatzschaltbildelementen bei der

⁴⁷ Vereinfacht korreliert gemäß [120] bereits die mathematische Beschreibung der Polarisation auf Basis eines Faltungsintegrals mit der Voraussetzung der Linearität des Systems unabhängig von der anregenden Amplitude. Diese Linearität ist jedoch bei vielen dielektrischen Systemen nicht erfüllt [120]. Siehe diesbezüglich auch Abschnitt 3.2.6 insbesondere im Hinblick auf die Anwendbarkeit der PDC-Methodik, sowie die Motivation zur Verwendung der Begrifflichkeit „scheinbaren Leitfähigkeit“.

Exakter gilt im Hinblick auf die bereits in der Herleitung der Verschiebungsstromdichte existente Linearitätsannahme gemäß [120]: Die Nachbildung einer allgemeinen Anregungsfunktion $E(t)$ durch eine Summe von Teilfunktionen und die hiermit einhergehende Herleitung der Systemantwort auf Basis des Überlagerungssatzes (vgl. Herleitung von Gleichung 3.13 in [120]) fußt bereits auf einer Linearitätsannahme.

⁴⁸ vgl. [120, 121, 190–192].

Netzwerkmodellierung von Isolierstoffen. Derartige ideale Debye-Antworten finden sich für einige Zeitbereiche einzig für reine und einfache Flüssigkeiten, sowie bei Grenzflächenpolarisationen [190].

Bei Feststoffen stellte *Schweidler* 1907⁴⁹ einen „anormalen Ladungsstrom (I_a)“ fest, welcher bei der Vermessung von nicht vollkommen isolierenden Dielektrika dem „normalen Leitungsstrom“ überlagert auftritt. Die zur mathematischen Beschreibung in [191] vorgestellte Annäherungsgleichung $I_a = B_S t^{-n_s}$ erlaubt mit $n_s < 1$ eine zeitliche Abbildung dieses Stroms für Kondensatoren und lässt sich entsprechend in die zugehörige dielektrische Antwort (Gleichung 3.21) überführen. In doppelt logarithmischer Darstellung resultiert hier ein linearer Zusammenhang.

Eine allgemeinere Formulierung der dielektrischen Antwortfunktion liefert *Jonscher*, welcher im Werk „Dielectric Relaxation in Solids“ [120] für Feststoffe zeigt, dass mit wenigen Ausnahmen, eine Debye-Antwort für Feststoffe (im Gegensatz zu den Beobachtungen bei einer Vielzahl von Untersuchungen von Flüssigkeiten [192]) nicht beobachtet werden kann. Vielmehr liegen potenzmäßige Abhängigkeiten vor, welches er in [120] und im Werk „Universal Relaxation Law“ [121] umfangreich vorstellt. Innerhalb dieser Werke wird diskutiert, dass die unter der Debye-Annahme hergeleiteten Beziehungen für Polarisations- und Depolarisationsströme bei Feststoffen und die aus ihnen resultierende zeitliche Differenz ebenfalls zeitabhängig ist und somit nicht als ohmsche Leitfähigkeit angesehen werden kann, da offensichtlich werkstoffspezifische Nichtlinearitäten vorliegen (vgl. zusätzlich Abschnitte 2.2.1, 2.2.7).

Aufgrund dieser Beobachtungen formuliert *Jonscher* den mathematischen Zusammenhang gemäß Gleichung 3.22, welcher sich unter Berücksichtigung der Fouriertransformation aus Frequenzganguntersuchungen von Feststoffdielektrika ergibt. Diese Beschreibungsform korreliert mit beobachteten Verlustmaxima bei charakteristischen Frequenzen ω_p , welche bei Frequenzganguntersuchungen der komplexen Suszeptibilität (vgl. Anhang A.4) von festen Isolierstoffen erhalten wurden. Für Zeitbereiche $t \ll 1/\omega_p$ ergibt sich die bekannte Formulierung nach *Schweidler* $i(t) \propto t^{-n_j}$ und für Zeitbereiche $t \gg 1/\omega_p$ der Zusammenhang $i(t) \propto t^{-1-m_j}$. Für die Exponenten n_j und m_j gilt $0 < n_j < 1$ und $0 < m_j < 1$. Somit resultieren aus Gleichung 3.22 grundsätzlich in doppelt logarithmischer Darstellung jeweils zwei abschnittsweise lineare Zusammenhänge. [120, 121, 192]

Ein grundsätzlicher Vergleich der dielektrischen Antwortfunktionen in doppelt logarithmischer Darstellung ist in Abbildung 3.8 visualisiert und bereits um die Erscheinungsform der Low Frequency Dispersion (LFD) erweitert.

Abbildung 3.8 stellt die Überführbarkeit der Modellierung nach *Jonscher* und *Schweidler* anschaulich dar. Ebenfalls stellt die dargestellte Funktion $f_S(t)$ mit $n_s = 1$ gemäß [192] den Prototyp für gering verlustbehaftete Isolierstoffe, sogenannte „Low-loss“ Stoffsysteme, dar ($n_j \rightarrow 1$)⁵⁰. Zu derartigen Stoffsystemen zählen z. B. reine, harte Keramiken und Polymere mit wenigen polaren

⁴⁹ ebenso Jacques Curie in 1889 vgl. z. B. [180].

⁵⁰ Aus mathematischen Gesichtspunkten ist diese Darstellungsform in Gleichung 3.22 z. B. durch Vernachlässigung des zweiten Summanden des Divisors oder durch $\omega_p \rightarrow \infty$ bei gleichzeitiger Offset-Korrektur mittels B_j realisierbar.

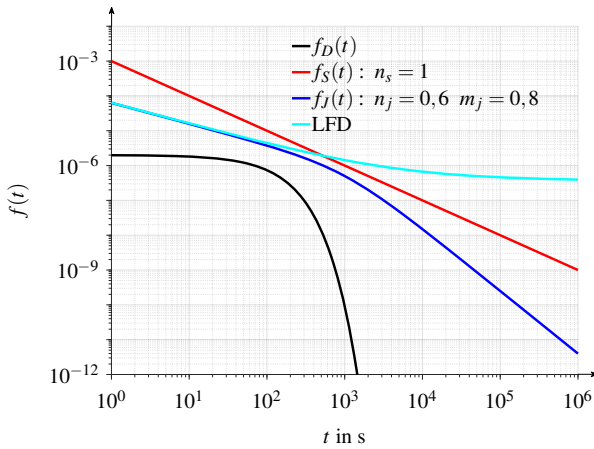


Abbildung 3.8: Vergleich der unterschiedlichen dielektrischen Antwortfunktionen gemäß Gleichungen 3.20, 3.21, 3.22, Darstellung in Anlehnung an [192].

Unreinheiten. [192] Diese Beschreibungsform wird neben der Debye Form als die Formgrenze angesehen innerhalb derer sich eine dielektrische Antwortfunktion befindet, respektive um die Erscheinungsform des LFD-Mechanismus ergänzt.

Die Darstellungsform $f_j(t)$ mit $n_j = 0,6$ und $m_j = 0,8$ führt zu zwei abschnittswisen Geraden in doppelt logarithmischer Darstellung mit einer anfänglichen Geradensteigung von $-0,6$, welche sich für voran schreitende Zeiten zu $-1,8$ ändert. Eine derartige Beobachtung mit t^{-n_j} im Kurzzeitbereich und t^{-1-m_j} im Langzeitbereich ist gemäß [121] typisch für dipolare Stoffsysteme z. B. bei auftretendem „deep trapping“ in Raumladungszonen bei p-n Übergängen. [120, 121, 192]

Ein erneutes Abflachen der dielektrischen Antwortfunktion zeigt sich z. B. in Frequenzganguntersuchungen ohne Verlustmaxima („no loss peaks“ [192]). Hierbei erfolgt in zeitlich doppelt logarithmischer Darstellung eine Steigungsänderung von einer Anfangssteigung $-0,6 \dots -0,8$ im Kurzzeitbereich zu Steigungen von ≈ 0 im Langzeitbereich. Dieses Abflachen im Langzeitbereich korreliert im Frequenzbereich mit einer Dispersion bei kleinen Frequenzen ω_c und findet daher seine Bezeichnung „Low Frequency Dispersion“ (LFD), welches bei trägerbasierten Stoffsystemen („carrier-dominated systems“) beobachtbar wird. Derartige Phänomene werden z. B. aufgrund von ionischem Ladungstransport diskutiert. Dies führt zur Zeitbereichsdarstellung von $i(t) \propto t^{-1+p_j}$ mit $p_j \approx 1$ für $t \gg 1/\omega_c$. [120, 121, 192]

Zur Abbildung auch derartiger Mechanismen folgt die **vollständige Darstellung der universal dielectric response im Zeitbereich** in ursprünglicher Formulierung für den Depolarisationsstrom ([120])

$$i(t) \propto t^{-s_j} \quad \text{mit } 0 < s_j < 2 \quad (3.23)$$

welches daher für eine dielektrische Antwortfunktion f_U mit

$$f_U(t) \propto t^{-s_j} \quad \text{mit } 0 < s_j < 2 \quad (3.24)$$

einher geht.⁵¹ Diese Formulierung erlaubt eine Abbildung sowohl der dipolaren Verlustmaxima als auch des LFD-Mechanismus. Hierbei erlaubt der Exponent s_j eine Stoffsystemklassifizierung gemäß Tabelle 3.2. Nach [164] kann sogar in Abhängigkeiten des Exponenten ein Rückschluss auf die vorherrschenden Mechanismen gezogen werden, so gilt für die Elektrodenpolarisation $s_j = 0$ gefolgt von $s_j > 1$, für Dipolausrichtungen $0 \leq s_j \leq 2$, für Ladungsträgerinjektionen $0 \leq s_j \leq 1$ und für Tunnel- und Hoppingmechanismen $0 \leq s_j \leq 2$.

System	Kurzzeitbereich $t \ll 1/\omega_{c,p}$	Langzeitbereich $t \gg 1/\omega_{c,p}$
Dipolar	$s_j = n_j$	$s_j = 1 + m_j$
Ladungsträger	$s_j = n_j$	$s_j = 1 - p_j \quad p_j \lesssim 1$
Nahe-Debye	$s_j \rightarrow 0$	$s_j \rightarrow 2$
Debye	$\exp(-\omega_p t)$	

Tabelle 3.2: Zeitabhängige Merkmale zur Systemklassifizierung unterschiedlich polarisierbarer Stoffe (aus [120]). Hierbei gilt: $0 < s_j < 2$, $0 < n_j < 1$ und $0 < m_j < 1$.

Insbesondere die mit einer Debye Antwort verknüpfte dielektrische Antwortfunktion, korreliert von der mathematischen Darstellungsform mit dem Zeitbereichsverhalten der Aufladung einer Kapazität über einen Widerstand, somit eines RC-Serienelementes (RC-Glied). Aus dieser Tatsache folgt daher vielfach, dass zur Nachbildung der Verschiebungsstromdichte (vgl. z. B. anschaulich Gleichungen 3.17) bei der **Modellierung auf Basis von Ersatzschaltbildern (ESB)** eine Kombination einer reinen Kapazität C_0 zur Abbildung des Vakuumfeldes (Term I_i in der Gleichung) und RC-Glieder zur Abbildung der dielektrischen Antwortfunktion zum Einsatz kommen.

Der Übergang zwischen der Betrachtung von C_0 als Vakuum-/Anfangskapazität wird z. B. in [35] ausgeführt und adressiert die Betrachtung des anfänglichen Stromimpulses (vgl. Abbildung 2.4). Mit Bezug zu Gleichung 3.14 impliziert die Verwendung der Vakuumkapazität daher eine ideale Sprungantwort (inkl. der hieraus in der Praxis erwachsenden messtechnisch unmöglichen Erfassung vgl. [35, 190]). Werden die Terme I_i und II_i , wie in Gleichung 3.17, zusammengefasst (vgl. $\epsilon_0 \epsilon_r (f \rightarrow \text{HF})$), so ergibt sich C_0 zur Anfangs-/Hochfrequenzkapazität der Anordnung.

⁵¹ Die Anwendbarkeit von Potenzgesetzmäßigkeiten bei der dielektrischen Antwortfunktion, zur Berücksichtigung in auftretenden Verschiebungsstromdichten (siehe oben, z. B. nach Gleichung 3.18), wird in [120] explizit z. B. im Zuge von Absorptionsstrommessungen thematisiert. Hieraus resultiert, dass im Rahmen der vorliegenden Arbeit f_U als allgemeine dielektrische Antwortfunktion kategorisiert wird und sich nicht auf die Anwendbarkeit auf Depolarisationsströme beschränkt (weitere Details: Abschnitt 3.2.6).

Zur Nachbildung des Werkstoffverhaltens (Term III_i) finden dann RC-Glieder Anwendung (siehe z. B. [35]). Insbesondere die Betrachtung der Polarisation als Summenfunktion einzelner Polarisationsmechanismen (vgl. Abbildung 3.7) mittels

$$P(t) = \sum_{i=1}^{i_n} P_i(t) \quad (3.25)$$

führt daher zu Ersatzschaltbildern in Anlehnung an Abbildung 3.9a (z. B. [35, 41]). In dieser Darstellungsform adressieren der Parameter R_∞ die stationäre Gleichstromleitfähigkeit und die jeweiligen RC-Glieder mit der Zeitkonstante τ_i

$$\tau_i = R_i C_i \quad (3.26)$$

die unterschiedlichen Polarisationsmechanismen.

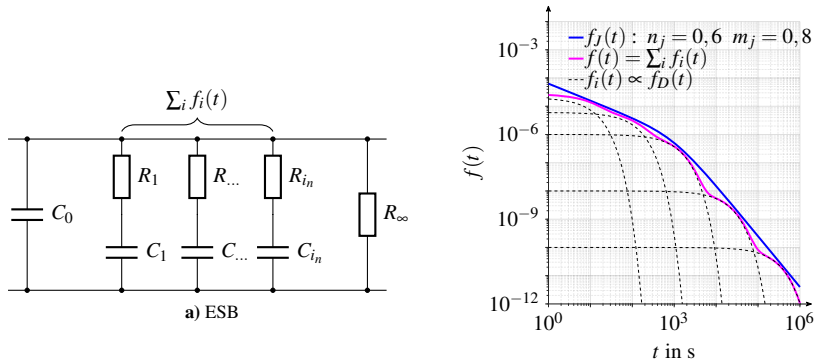
Die Anwendungen derartiger Modellierungen wird, auch mit der Anwendung sogenannter **verteilter Relaxationszeiten (DRT's)**, im Englischen mit „Distributions of Relaxation Times (DRT's)“ bezeichnet [120]. Eine umfangreiche Diskussion zur Anwendung dieser Methodik findet sich in [120] aus der hervorgeht, dass die Gültigkeit der DRT-Modellierung/ESB-Modellierung unter mathematischen Gesichtspunkten weder bestätigt noch entkräftet werden kann.⁵² Die Anwendbarkeit dieser Modellvorstellung wird unter Heranziehung stochastischer Annahmen erweitert [121], jedoch insbesondere aufgrund der vorgestellten dielektrischen Zusammenhänge bei einer Vielzahl von Materialien gemäß Gleichungen 3.22, 3.23 und 3.24 von Jonscher kritisch hinterfragt [120].

Die Abbildung 3.9 zeigt, dass sich in Abhängigkeit der Anzahl von RC-Gliedern die bereits in Abbildung 3.8 dargestellten Zusammenhänge ebenfalls grundsätzlich mathematisch nachbilden lassen. Die Güte der Nachbildung lässt sich dann über die Anzahl an RC-Gliedern mit der je zugehörigen Funktion $f_i(t)$ und der hierin gewählten Zeitkonstanten τ_i und Multiplikatoren $B_{D,i}$ (vgl. Gleichung 3.20) justieren. Eine exemplarische Darstellung findet sich in Abbildung 3.9b. Die Darstellung einer stationären Gleichspannungsleitfähigkeit durch R_∞ (Abbildung 3.9a) und die damit einhergehende Vertikalverschiebung, respektive verbleibende zeitlich stationäre Komponente, wird in Abbildung 3.9b zunächst nicht visualisiert, sondern sich auf die mathematische Methodik zur Nachbildung der dielektrische Antwortfunktion mittels $\sum_i f_i(t)$ beschränkt. Hierdurch wird die Frage nach der mathematischen Anwendbarkeit beantwortet und illustriert, die Frage nach der physikalischen Gültigkeit bleibt jedoch weiterhin unbeantwortet. Daher wird diese Methodik zunächst als mathematische Möglichkeit [120] bewertet⁵³.

Ergänzungen und Erweiterungen derartiger ESB-Modellierungen umfassen dann wiederum Darstellungen mittels mathematischer Werkstoffmodelle anstelle eines R_∞ (vgl. z. B. [41, 112]), da die konventionelle Modellierung Gleichspannungsbelastungen nicht umfassend abbilden kann ([268]).

⁵² Die Überführung einer frequenzabhängigen Suszeptibilitätsfunktion in die zugehörige Zeitbereichsdarstellung folgt einer Integraltransformation, welche aus mathematischen Gesichtspunkten gültig ist. Hieraus darf auf ein physikalische Gültigkeit jedoch nur geschlossen werden, sofern es sich um unabhängige Parallelprozesse handelt * Zusammenfassung/Übersetzung vgl. [121].

⁵³ Anmerkung: In [35] finden sich ebenfalls mit Verweis auf [120] entsprechende Gültigkeitseinschränkungen für den „exponentiellen Ansatz“ und die hieraus resultierenden Limitationen für die anschauliche Darstellungsform wie z. B. in Abbildung 3.9.



b) DRTs (Wahl der zeitlichen Skalierung unter Berücksichtigung von Unterkapitel 5.4)

Abbildung 3.9: Modellierung auf Basis von Ersatzschaltbildern und die hierdurch implizierte mathematische Annahme von verteilten Relaxationszeiten (DRT) zur Werkstoffmodellierung in qualitativer exemplarischer Darstellung. Darstellung in Anlehnung an [120].

Aus diesem Grund gewinnen Modellierungsansätze mittels der Poisson-Nernst-Planck-Gleichung in verschiedenen Themenfeldern an Bedeutung [35, 268, 269]. Für weitere Formen der Polymermodellierung sei insbesondere auf Abschnitt 2.2.7 und die dort benannten Literaturstellen verwiesen. Exemplarisch findet sich eine Kombination aus dem Curie-von Schweidler Gesetzmäßigkeiten zur zeitlichen Werkstoffabbildung, erweitert um einen Arrhenius-Zusammenhang, welcher die Temperaturabhängigkeit adressiert, sowie der Integration der Feldstärkeabhängigkeit (vgl. Gleichung A.21) in [175]. In [125] erfolgt eine Modellierung in Anlehnung an das universal relaxation law unter Verwendung der Arrhenius-Beziehung.

3.2.6 Wahre Stromdichte und scheinbare Leitfähigkeit

Unter Einbeziehung von Gleichungen 3.2 und 3.8 wird es möglich, die **vollständige/wahre Stromdichte** J in allgemeiner Form durch

$$\vec{J} = \vec{J}_L + \vec{J}_V = \kappa \vec{E} + \frac{\partial \vec{D}}{\partial t} = \kappa \vec{E} + \frac{\partial (\epsilon_0 \vec{E} + \vec{P})}{\partial t} \quad (3.27)$$

auszudrücken und hierbei Bezug zur Leitungsstromdichte \vec{J}_L und der Verschiebungsstromdichte \vec{J}_V , respektive Polarisation zu nehmen⁵⁴. [262, 263]

Wird nun zur Bestimmung der Leitfähigkeit gemäß Gleichung 3.27 ein (polymeres) Isoliermedium mit einem Gleichspannungssprung beaufschlagt, so stellt sich die wahre Stromdichte J ein. Ebenso bilden sich unter Berücksichtigung der experimentellen Rahmenbedingungen die in den vorherigen

⁵⁴ In Gleichung 3.27 bedingt die Verwendung der skalaren Gleichstromleitfähigkeit κ wiederum die Forderung nach Isotropie (Isotropie: siehe auch Erläuterungen in Abschnitt 3.2.5).

Abschnitten 3.2.1, 3.2.2, 3.2.3, 3.2.4, 3.2.5 thematisierten stationären und transienten Komponenten der Leitfähigkeit aus. Dies motiviert die Einführung und Nutzung der sprachlichen Begrifflichkeit der **scheinbaren Leitfähigkeit σ** im Rahmen dieser Arbeit unter mehreren Gesichtspunkten:

- Die Erfassung der Leitfähigkeit κ ist, insbesondere aufgrund der transienten Komponenten der Leitfähigkeit, erst dann zuverlässig möglich, sofern die Leitungsstromdichte gegenüber der Verschiebungsstromdichte dominiert ($J_L \gg J_V$). Dies kann (wenn überhaupt) bei polymeren Isolationsmaterialien erst für erhebliche Zeitbereiche erwartet werden (siehe Abschnitt 2.2.1). Demgegenüber stehen Aspekte der zeitlich gekoppelten Materialveränderung (z. B. Diffusionsaspekte, Kristallisation, etc.), deren Einflüssen dementsprechend nicht mehr Rechnung getragen werden kann.
- Die Verwendung der Beziehungen des ohmschen Gesetzes zur Abbildung der Leitungsstromdichte erscheint aufgrund der Feldstärkeabhängigkeit der Leitfähigkeit κ für polymere Werkstoffe (Abschnitt 3.2.4 sowie Anhang A.2) konträr zur eigentlichen Definition, welche eine Unabhängigkeit von der Feldstärke fordert (Gleichung 3.2).
- Die Anwendbarkeit von PDC-Analysen zur zeitlich beschleunigten Durchführung der Bestimmung der Gleichstromleitfähigkeit mittels Bildung von Betragsdifferenzen des Polarisations- und Depolarisationsstroms erfordert lineare Systemannahmen (vgl. Abschnitte 2.2.1, 3.2.5). Hieraus folgt theoretisch eine identische Ausbildung der Verschiebungsstromdichte bzw. transienten Komponente der Leitfähigkeit gemäß Abschnitt 3.2.5 bei Zuschaltung und Abschaltung der Spannung (vgl. Abbildung 2.4) - experimentelle erzielbare Rahmenbedingungen (z. B. erzielbarer Spannungssprung am Prüfling) müssen gesondert Beachtung finden. Bei den meisten dielektrischen Systemen ist eine derartige allgemeingültige Linearität nicht gegeben (vgl. Fußnote 47 sowie [120]) und reduziert daher diesen Verfahrenseinsatz z. B. auf lediglich sehr kleine Feldstärkebereiche [114]. Oftmals bildet sich aus der Differenz des Polarisations- und Depolarisationsstroms erneut eine zeitabhängige Größe. Diese Differenz kann gar negativ werden [120], ebenfalls werden derartige Differenzverfahren für polymere Isolationsmaterialien bei hohen Feldstärken infrage gestellt (vgl. Abschnitt 2.2.1).
- Ein Abflachen einer $J(t)$ Kennlinie z. B. bei Absorptionsstrommessungen und ein damit verbundener fälschlicher Rückschluss auf eine Gleichstromleitfähigkeit kann durch LFD-Mechanismen (siehe Abschnitt 3.2.5) erfolgen. Der LFD-Mechanismus ist hochgradig nicht-linear mit der Feldstärke bzw. applizierten Spannung. Hieraus ergeben sich deutliche Unterschiede in der Größe der Polarisations- und Depolarisationsströme, obgleich ihre Zeitabhängigkeit im Wesentlichen identisch ist. [121] Insbesondere diese Feststellung zur Formulierung der Zeitabhängigkeit, sowohl bei Polarisations- als auch Depolarisationsströmen, unterstreicht die Kategorisierung von Gleichung 3.24 als allgemeine dielektrische Antwortfunktion (vgl. Fußnote 51).

Aufgrund dieser Zusammenhänge findet in der vorliegenden Arbeit zunächst eine erhebliche Verallgemeinerung von Gleichung 3.27 für Isolierstoffcharakterisierungen mit Gleichspannungen mittels

$$J = J_L + J_V = \sigma E \quad (3.28)$$

unter Verwendung der allgemeinen scheinbaren Leitfähigkeit Anwendung (in skalarer und allgemeiner Form). Zeitliche Aspekte der Stromdichte und allgemeine Zeiterscheinungen werden in vorliegender Arbeit durch die **zeitabhängige scheinbare Leitfähigkeit $\sigma(t)$** adressiert⁵⁵, welche somit in Einklang auch mit den Forderungen und Anwendungen in Abschnitt 2.2.1 zu sehen ist.

Darüber hinaus wird es gemäß Gleichung 3.28 nicht erforderlich eine Trennung in die stationäre und transiente Komponente der Leitfähigkeit vornehmen zu müssen. Hierdurch lassen sich auch weitere, einem etwaigen Leitfähigkeitsmechanismus überlagerte, zeitlich gekoppelte Mechanismen und deren Einflüsse auf die scheinbare Leitfähigkeit adressieren. Diese umfasst z. B. die thematisierten Aspekte der Diffusion, Kristallisation, Oxidationen, Vorhandensein von Fremdionen, Vernetzungsrückstände sowie Aspekte der Prüfkörperherstellung, Lagerung und Kontaktierung. Deutlich wird dies am Beispiel des Kristallisationsgrades eines polymeren Werkstoffs, welcher in Abhängigkeit der Expositionstemperatur und -dauer veränderlich sein kann (vgl. Kristallisationsgrad und Wärmenachbehandlung, Abschnitt 3.1.2). Bei einem steigenden Kristallisationsgrad nimmt der Leitfähigkeitsmechanismus der Ionenleitung ab (siehe Abschnitt 3.2.3), dieser Mechanismus zählt jedoch zur sogenannten stationären Komponente der Leitfähigkeit (siehe Abschnitt 3.2.4, vgl.[2]) und erfährt nun aufgrund der Materialveränderung eine zeitliche Komponente.

Darüber hinaus führt die Nutzung der Begrifflichkeit der scheinbaren Leitfähigkeit zu keinen Einschränkungen. Trotz dieser allgemeingültigen Formulierung ist, z. B. bei Stationarität einer $J(t)$ Kennlinie bei gleichzeitigem Ausschluss eines LFD-Mechanismus, eine Umbenennung der so erhaltenen Lösungen in eine Gleichstromleitfähigkeit κ grundsätzlich möglich - auch wenn vor diesem Schritt weiterführende Untersuchungen (z. B. hinsichtlich Kontaktierung und Raumladungsbildung vgl. Diskussion in Abschnitt 2.2.5) sinnvoll erscheinen.

Medienübergänge, Flächen- und Raumladungsbildung

Im Folgenden werden wesentliche Zusammenhänge für Feldausbildungen bei Medienübergängen sowie für die Ausbildung von Flächen- und Raumladungen, zunächst ohne Betrachtungen etwaiger Zeitabhängigkeiten, vereinfacht dargestellt. Diese grundlegenden Beziehungen sind z. B. zur Bewertung von resultierenden Feldverzerrungen und Feldverdrängungseffekten wesentlich. Die Kontinuitätsgleichung für Leitungs- und Verschiebungsstromdichte in Integralform ergibt sich mit Gleichung 3.27 zu

$$\oiint_A \vec{j} d\vec{A} = \oiint_A \left(\kappa \vec{E} + \frac{\partial \vec{D}}{\partial t} \right) d\vec{A} = 0 \quad (3.29)$$

und erlaubt es z. B. die mathematisch grundlegenden Zusammenhänge bei **Medienübergängen** herzuleiten. [262, 263] Bei einem Medienübergang (Medienindices: i, ii) gilt die Stetigkeit der Tangentialkomponente (Index: t)

$$E_{i,t} = E_{ii,t} \quad (3.30)$$

Für die Normalkomponenten bei Isoliermedien (Index: n) folgt, bei Vernachlässigung von additiven Flächen- und Raumladungsbildungen sowie bei der vereinfachten Einbindung der dielektri-

⁵⁵ Die Verwendung der Bezeichnungen von scheinbarer Leitfähigkeit und zeitabhängiger scheinbarer Leitfähigkeit erfolgt im Folgenden gleichbedeutend.

sehen Verschiebungsdichte auf Basis der Permittivität ($D = \varepsilon_0 \varepsilon_r E = \varepsilon E$) unter Berücksichtigung der Betriebsfrequenz f ,

$$\begin{aligned}
 f \uparrow \text{ z. B. AC: } f = 50 \text{ Hz} & & f \downarrow \text{ z. B. DC: } f = 0 \text{ Hz} \\
 \frac{\partial D}{\partial t} \gg \kappa E & & \kappa E \gg \frac{\partial D}{\partial t} \\
 \frac{E_{i,n}}{E_{ii,n}} = \frac{\varepsilon_{ii}}{\varepsilon_i} & & \frac{E_{i,n}}{E_{ii,n}} = \frac{\kappa_{ii}}{\kappa_i} \quad (3.31)
 \end{aligned}$$

welches erneut illustriert, dass die Feldverteilung bei Gleichspannungs- und Wechselspannungsbeanspruchungen grundsätzlich verschiedenen Abhängigkeiten unterworfen ist. Brechungsgesetze und weitere Betrachtungen von Medienübergängen finden sich z. B. zusammengefasst in [35, 41].

Die Entstehung einer **Flächenladungsdichte** σ_F bei einem Medienübergang (Medienices: i, ii) resultiert aus einer Differenz der Normalkomponente der dielektrischen Flussdichte. Bei Substitution der Feldstärke unter Verwendung des ohmschen Gesetzes für die Leitungsstromdichte und deren Stetigkeit in den unterschiedlichen Medien, lässt sich eine Flächenladungsdichte (σ_F) vereinfacht mittels

$$\sigma_F = D_{ii,n} - D_{i,n} = \varepsilon_{ii} E_{ii,n} - \varepsilon_i E_{i,n} = J_{L,n} \left(\frac{\varepsilon_{ii}}{\kappa_{ii}} - \frac{\varepsilon_i}{\kappa_i} \right) \quad (3.32)$$

beschreiben. [35, 41, 270]

Die Ausbildung von **Raumladungsdichten** in Isoliermedien lässt sich ebenfalls bei Beschreibung der Isolationsmaterialien unter Zuhilfenahme der Permittivität $\varepsilon = \varepsilon_0 \varepsilon_r$ und der Gleichstromleitfähigkeit κ analytisch herleiten (vgl. [270]). Bei Verwendung des Gaußschem Gesetztes in Differentialform (siehe Gleichung 3.6) ergibt sich für die örtliche Ladungsdichte (Raumladungsdichte) ρ

$$\operatorname{div} \vec{D} = \operatorname{div} (\varepsilon \vec{E}) = \rho \quad (3.33)$$

welches bei Verwendung des ohmschen Gesetzes (3.2), aufgelöst nach der elektrischen Feldstärke $\vec{E} = \frac{\vec{J}_L}{\kappa}$, in

$$\operatorname{div} \left(\varepsilon \frac{\vec{J}_L}{\kappa} \right) = \operatorname{div} \left(\frac{\varepsilon}{\kappa} \vec{J}_L \right) = \rho \quad (3.34)$$

für die örtliche Ladungsdichte mündet. Unter der Einschränkung, dass für den Quotienten $\frac{\varepsilon}{\kappa}$ nun eine Ortsabhängigkeit (skalare Ortsfunktion) in Erscheinung tritt, z. B. innerhalb eines Gleichspannungskabels aufgrund der Temperatur- und Feldstärkeabhängigkeit der elektrischen Leitfähigkeit (siehe u. a. Abschnitt 3.2.4 sowie Anhang A.2), folgt mathematisch ⁵⁶

$$\frac{\varepsilon}{\kappa} \operatorname{div} \vec{J}_L + \vec{J}_L \operatorname{grad} \frac{\varepsilon}{\kappa} = \rho \quad (3.35)$$

⁵⁶ Mathematische Anwendung der Divergenz bei Vorhandensein einer skalaren Ortsfunktion (vgl. [263]), Definition des Gradienten vgl. u. a. [262–264].

Unter Einbeziehung der Kontinuitätsgleichung (Gleichung 3.29) und deren Überführung in Differentialform⁵⁷ ergibt sich unter erneuter Nutzung des Gaußschen Satzes für die Leitungsstromdichte

$$\operatorname{div} \vec{J}_L = -\operatorname{div} \vec{J}_V = -\operatorname{div} \frac{\partial \vec{D}}{\partial t} = -\frac{\partial}{\partial t} \operatorname{div} \vec{D} = -\frac{\partial}{\partial t} \rho , \quad (3.36)$$

welches auch als Satz der Erhaltung der Ladung in Differentialform bezeichnet wird (z. B. [262]). Durch Substitution von $\operatorname{div} \vec{J}_L = -\frac{\partial}{\partial t} \rho$ in Gleichung 3.35 folgt schließlich

$$\vec{J}_L \operatorname{grad} \frac{\varepsilon}{\kappa} = \rho + \frac{\varepsilon}{\kappa} \frac{\partial}{\partial t} \rho , \quad (3.37)$$

welches als die grundlegende Differentialgleichung zur mathematischen Beschreibung einer zeitabhängigen örtlichen Raumladungsdichte gilt [270].

Wird nun nicht der zeitliche Entstehungsprozess, sondern lediglich das grundsätzliche Vorhandensein einer stationären Raumladungsdichte (z. B. nach vollständigen Abklingen einer Verschiebungsstromdichte) betrachtet, so folgt unmittelbar mit Beziehung 3.37

$$\vec{J}_L \operatorname{grad} \frac{\varepsilon}{\kappa} = \kappa \vec{E} \operatorname{grad} \frac{\varepsilon}{\kappa} = \rho , \quad (3.38)$$

welches inhärent damit verknüpft ist, dass eine stationäre Raumladungsverteilung bei variierenden Verhältnis von $\frac{\varepsilon}{\kappa}$ einen stationären Stromfluss (Leckstrom) innerhalb der Isolierung erfordert. [3, 22, 270]

Die Komplexität der vorgestellten Zusammenhänge für die Medienübergänge, Flächen- und Raumladungsbildung steigert sich deutlich, sofern eine **Berücksichtigung weiterer Zeitabhängigkeiten**, z. B. auf Basis der dielektrischen Antwortfunktion $f(t)$ (vgl. Abschnitt 3.2.5) und bedingt durch zeitlich gekoppelte Materialveränderungen etc., erfolgt. Ausführungen diesbezüglich finden sich u. a. in [180] wo auf numerische Verfahren (z. B. [271]) zur Lösung der resultierenden Gleichungen sowie auf die Entwicklung eines iterativen Verfahrens eingegangen wird [180]⁵⁸.

3.3 Schutzringanordnung und resultierende Feldverzerrungen

Die Verwendung von Schutzringanordnungen wird bei der Bestimmung von Leitfähigkeiten⁵⁹, zum Zweck der Reduktion von Streuströmen entlang von Oberflächen, normativ gefordert ([107, 108, 110], vgl. auch Abschnitte 2.2.2 sowie 2.2.3). Im normativen Kontext existieren für Schutzringanordnungen bei Plattenprüfkörpern im Wesentlichen drei Geometrien, die im Folgenden (Abschnitt 3.3.1) kurz vorgestellt werden. Die aus dem eingebrachten Schutzspalt resultierende Feldverzerrung wird im darauf folgenden Abschnitt 3.3.2 adressiert.

⁵⁷ Kontinuitätsgesetz der wahren elektrischen Strömung in Differentialform [262].

⁵⁸ Siehe auch Diskussion hinsichtlich der MWS-Theorie in Abschnitt 2.2.8.

⁵⁹ Normativer Sprachgebrauch: spezifischer Durchgangswiderstand [107] respektive dielektrische und resistive Eigenschaften [108], DC-Widerstand bzw. DC-Leitwert [110].

3.3.1 Geometrischer Aufbau

Der geometrische Aufbau einer Schutzringanordnung ist Abbildung 3.10 zu entnehmen; die geometrischen Dimensionen bekannter normativ vorgeschlagener Anordnungen der Tabelle 3.3.

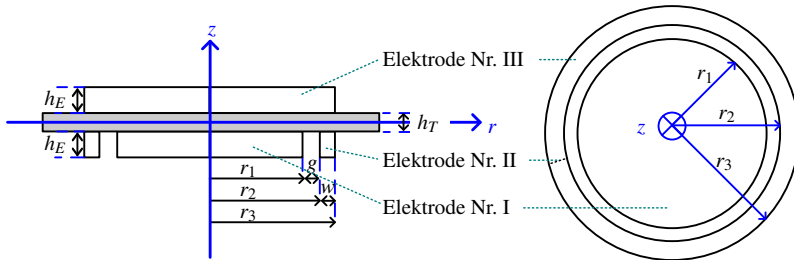


Abbildung 3.10: Schutzringelektrodenanordnung, Darstellung vgl. [Z3].

Messanordnung	r_1 in mm	r_2 in mm	r_3 in mm	normativer Verweis
M_i	12,5	19	25	[109, 110]
M_{ii}	25	30	40	[107, 109]
M_{iii}	38	44	50	[109, 110]

Tabelle 3.3: Dimensionen normativ vorgeschlagener Schutzringelektrodenanordnungen (vgl. [Z3, 109]).

In der aktuellen Fassung von DIN EN 62631-3-1 [108] findet sich eine schematische Darstellung gemäß Abbildung 3.10. Geometrieangaben für die Bestimmung des Oberflächen- und spezifischen Oberflächenwiderstands (unter Nutzung der selbigen Anordnung, bei Verwendung unterschiedlicher Kontaktierung) sind in [109] zusammengefasst, diese beinhalten die Messanordnungen M_{i-iii} . Schutzringanordnungen sollen nach [108] typischerweise aus korrosionsbeständigem Material gefertigt werden und einen guten Kontakt mit der Oberfläche des Prüfkörpers gewährleisten. Für Vergleichsmessungen wird M_{ii} empfohlen, welche identisch mit den Geometrieangaben im nationalen Vorwort von [107] ist. In [107] wird die üblicherweise kleinste Schutzspaltbreite g mit 1 mm beziffert, im nationalen Vorwort jedoch explizit im Hinblick auf die Bestimmung des Durchgangswiderstands betont, dass Messanordnung M_{ii} für allgemeine und Routine-Messungen Anwendung finden sollte. Bei derartigen Messungen wirkt sich gemäß [107] „die Schutzspaltbreite von $g = 5$ mm nicht nachteilig auf das Messergebnis aus, jedenfalls sind Fehlmessungen durch einen zu geringen Schutzspalt weit häufiger“. Die Geometrien der Messanordnungen $M_{i,iii}$ entsprechen den Dimensionen in [110] mit den zugehörigen Schutzspaltbreiten $g = 6,5$ mm oder $g = 6,0$ mm, hierbei ist M_{iii} insbesondere in [110] für präzise Messungen von Prüflingen mit sehr hohem spezifischen Widerstand vorgeschlagen. (vgl. [Z3])

Das vereinfachte Messprinzip zur Bestimmung von Durchgangswiderständen bzw. (scheinbaren) Leitfähigkeiten basiert auf einer Gleichspannungsapplikation von U_{DC} an Elektrode Nr. III bei

gleichzeitiger Stromerfassung von I_M an Elektrode Nr. I. Verfälschungen des Ergebnis durch Oberflächenströme werden über die üblicherweise geerdete Elektrode Nr. II unterdrückt. Auf Basis von Homogenfeldannahmen lässt sich die scheinbare Leitfähigkeit somit auf Basis der Klemmengrößen I_M und U_{DC} mittels

$$\sigma = \frac{J}{E} = \frac{J h_T}{U_{DC}} = \frac{I_M h_T}{A U_{DC}} \quad (3.39)$$

unter Verwendung der Testkörperhöhe h_T bestimmen. Die hierfür relevante Flächenkenngröße A lässt sich über die geometrischen Dimensionen der Messanordnung zunächst lediglich mittels $A_{geo} = \pi r_1^2$ schätzen, da aufgrund der durch den Schutzspalt vorhandenen Feldverzerrung für das elektrische Strömungsfeld eine abweichende effektive Elektrodenfläche A_{eff} vorliegt. (vgl. [Z3]) Erweiterungen dieser Anordnung realisieren neben den seitlichen Schutzringe Elektroden eine zusätzliche Abschirmung der Messelektrode (Elektrode Nr. I) von unten, siehe z. B. [118, 126, 136].

Wird Gleichung 3.39 betrachtet, so erklärt sich anschaulich warum bei Analysen die lediglich den Feldstärkeinfluss z. B. beim erfassten Strom bzw. der zugehörigen Stromdichte ($J = \frac{I_M}{A}$) betrachtet durchaus eine feldstärkeabhängige Gruppenbildung der Messergebnisse in Erscheinung treten kann. Diese Gruppenbildung kann dann jedoch wiederum entfallen, sofern die scheinbare Leitfähigkeit betrachtet wird und die Stromzunahme lediglich proportional zur betrachteten Feldstärke ($E = \frac{U_{DC}}{h_T}$) erfolgt ist. Diese Zusammenhänge gewinnen insbesondere dann an Bedeutung, wenn Ergebnisse nicht auf Basis von σ bzw. von $\log \kappa$ vs. $\log E$ (vgl. Abbildung 3.6) sondern auf Basis von $\log J$ vs. $\log E$ diskutiert werden. Werden illustrativ Messungen bei 1 kV/mm und 10 kV/mm durchgeführt und steigt der erfasste Strom I_M um einen Faktor 10, so bildet sich dies mit einer identischen scheinbaren Leitfähigkeit ab. Steigt der Strom jedoch lediglich um einen Faktor 9 (z. B. aufgrund geänderten Raumladungsverhältnissen im Material o. Ä.), so würde bei 10 kV/mm eine geringere Leitfähigkeit als bei 1 kV/mm resultieren. In beiden Fällen würden jedoch in der $\log J$ vs. $\log E$ ansteigende Geraden vorliegen, die Steigung beträgt im ersten Fall eins und sinkt für den zweiten Fall auf $\log(9) \approx 0,954$ ab.

3.3.2 Feldverzerrung und effektive Elektrodenfläche

Die durch den eingebrachten Schutzspalt vorliegende Feldverzerrung innerhalb der Messanordnung wird im englischsprachigen Raum als „fringing“ bezeichnet. Die hieraus resultierende effektive Elektrodenfläche A_{eff} wird mittels

$$A_{eff} = \pi \left(r_1 + B_c \frac{g}{2} \right)^2 \quad (3.40)$$

unter Zuhilfenahme des Korrekturfaktors B_c bestimmt [110]. Die Grundzüge dieser Korrekturmethodik gehen auf Thomson im Jahr 1893 [151] zurück, dieser schlussfolgerte für Anordnungen dieser Art (vgl. Abbildung 3.10), dass die elektrisch wirksame Fläche gegenüber der geometrischen Fläche vergrößert ist.

Die Überführung in mathematische Korrekturprozedere in Abhängigkeit des Verhältnisses der

Schutzspaltbreite g zur Testkörperhöhe h_T forcierte Amey in den Jahren 1947 und 1949 [152, 153]. Hierbei wird auf Basis von analytischen Beziehungen ein Korrekturterm

$$\delta_c \cong h_T \cdot \left\{ \frac{2}{\pi} \cdot \ln \cosh \left(\frac{\pi \cdot g}{4 \cdot h_T} \right) \right\} \quad (3.41)$$

eingeführt. In ursprünglicher Form findet dieser in [152, 153] bei Betrachtungen des Widerstands R_{13} zwischen Elektrode I und III zur Korrektur der wirksamen Elektrodenfläche mittels

$$A_{eff} = \pi \left(r_1 + \frac{g}{2} - \delta_c \right)^2 \quad (3.42)$$

Anwendung. Für die Flächenkorrektur im allgemeinen Fall folgt somit (vgl. Gleichung 3.40)

$$A_{eff} = \pi \left(r_1 + \frac{g}{2} - \delta_c \right)^2 = \pi \left(r_1 + \frac{g}{2} \left(1 - \frac{2\delta_c}{g} \right) \right)^2 = \pi \left(r_1 + B_c \frac{g}{2} \right)^2 \quad (3.43)$$

und somit

$$B_c = 1 - \frac{2\delta_c}{g}, \quad (3.44)$$

welches unter Anwendung von Gleichung 3.41 und dem nun einzuführenden Korrekturfaktor nach Amey $B_{c,i}$ identisch mit

$$B_{c,i} = 1 - \left(\frac{4 h_T}{\pi g} \ln \left(\cosh \left(\frac{\pi g}{4 h_T} \right) \right) \right) \quad (3.45)$$

ist und in ASTM Standard 257-14 [110] zur Flächenkorrektur Anwendung findet. Zur Herleitung werden in [152, 153] entsprechende analytische Ausdrücke und mathematische Abbildungsvorschriften (Integral- respektive Konformitätsfunktionen) eingesetzt. Hieraus resultieren die Voraussetzungen für die Gültigkeit von Gleichung 3.45 mit $\frac{r_1}{h_T} \geq 2$; $\frac{w}{h_T} \geq 2$ und $g \leq 2r_1$ ([153]); ebenfalls erfolgt die Herleitung unter einer Stationaritätsannahme sowie der Randbedingung, dass ein Stromfluss in der die Anordnung umgebenden Medien vernachlässigt werden kann. Diese Annahme umfasst, dass sowohl die Leitfähigkeit der Umgebung κ_U als auch die Leitfähigkeit eines eingesetzten Füllmaterials für den Schutzspalt κ_G wesentlich kleiner als die Leitfähigkeit des Prüflings sind κ_T ($\kappa_G \ll \kappa_T$ bzw. $\kappa_U \ll \kappa_T$). [152, 153]

1963 wurden die Arbeiten im Hinblick auf die Feldverzerrung in Schutzringanordnungen von Lauritzen mit dem Fokus der Bestimmung von Permittivitäten fortgesetzt [154].⁶⁰ Insbesondere wurde die Feldverteilung unter Betrachtung des Verhältnisses der Permittivitäten des Prüflings ε_T und des im Schutzspalt eingesetzten Materials ε_G betrachtet. Hierbei wird der Korrektur nach Gleichung 3.45 lediglich unter der Annahme $\frac{\varepsilon_G}{\varepsilon_T} = 0$ Gültigkeit zugesprochen. Dieses lässt sich vereinfacht in $\varepsilon_T \gg \varepsilon_G$ überführen, woraus das Analogon im stationären Strömungsfeld $\kappa_T \gg \kappa_G$ resultiert, welches in Einklang mit den von Amey getroffenen Einschränkungen ist (siehe oben). Darüber hinaus wird dem Korrekturverfahren nach Gleichung 3.45 unter diesen Einschränkungen eine Unabhängigkeit von der Elektrodenhöhe zugesprochen. [154]

⁶⁰ Hierbei wird im Hinblick auf die Flächenkorrektur eine Vereinfachung im Gegensatz zu Gleichung 3.43 angewendet, die jedoch im Hinblick auf die Parameterbetrachtung von B_c unkritisch ist. Lauritzen verwendet zu Korrekturzwecken: $A_{eff}^* = \pi r_1^2 + 2\pi r_1 \left(\frac{g}{2} - \delta_c \right) = \pi r_1^2 + 2\pi r_1 \left(B_c \frac{g}{2} \right)$, welches für B_c ebenfalls in Gleichung 3.44 resultiert.

In [154] werden die in [151] vorgestellten Zusammenhänge (Annahme hier $w \rightarrow \infty$) in entsprechende Korrekturfaktoren auf Basis von Gleichung 3.44 überführt. Für dünne Elektroden $\frac{h_E}{g} \rightarrow 0$ ⁶¹ und $\frac{\varepsilon_T}{\varepsilon_G} = 1$ folgt der Korrekturfaktor

$$B_{c,ii} = 1 - \frac{2\delta_c}{g} = 1 - \left(\frac{2 h_T}{\pi g} \frac{(\sqrt{P_c} - 1)^2}{2\sqrt{P_c}} \right) \quad (3.46)$$

wobei Parameter P_c lediglich implizit durch

$$\frac{\pi g}{2 h_T} = \frac{1}{2} \ln P_c + \frac{P_c - 1}{2\sqrt{P_c}} \quad (3.47)$$

gegeben ist. Für dicke Elektroden $\frac{h_E}{g} \rightarrow \infty$ ⁶² und $\frac{\varepsilon_T}{\varepsilon_G} = 1$ folgt der Korrekturfaktor

$$B_{c,iii} = 1 - \frac{2\delta_c}{g} = 1 - \frac{2}{\pi} \arctan\left(\frac{g}{2 h_T}\right) + \frac{2 h_T}{\pi g} \ln\left(1 + \left(\frac{g}{2 h_T}\right)^2\right) . \quad (3.48)$$

Bei der Übertragung der Zusammenhänge in das stationäre Strömungsfeld folgt demnach unter der Einschränkung $\kappa_T = \kappa_G$ die Korrektur gemäß Gleichungen 3.46, 3.47 und 3.48.

Die Arbeit von Endicott im Jahr 1976 bestätigt die vorherigen mathematischen Zusammenhänge und bietet insbesondere für die impliziten Berechnungen Weiterentwicklungen, welche eine direkte Berechnung erleichtern sollen [155]. 1990 wurden die Zusammenhänge erneut von Goad und Wintle aufgenommen, zusammengefasst und insbesondere Korrekturen der Vereinfachungen zur direkten Berechnung vorgebracht [156] und erste Berechnungsverfahren bei unterschiedlichen Verhältnissen von $\frac{\varepsilon_T}{\varepsilon_G}$ präsentiert.

Aus den vorherigen Betrachtungen geht hervor, dass die Annahme von

$$B_{c,iv} = 1 \quad , \quad (3.49)$$

wie z. B. normativ in [107]⁶³ vorgestellt, unzureichend ist, welches durch die Arbeiten von Lisowski ([142, 157]) im Jahre 2006 und 2009 bestätigt wurde. Für Leitfähigkeitsbetrachtungen ergibt sich gemäß [142, 157] ein Zusammenhang für den Korrekturfaktor $B_{c,v}$ mittels

$$B_{c,v} = \frac{2}{H_c + 1} \quad (3.50)$$

mit der impliziten Berechnung

$$\pi \frac{g}{h_T} = H_c - \frac{1}{H_c} + 2 \ln(H_c) \quad , \quad (3.51)$$

⁶¹ Formulierung in [154]: $\frac{h_E}{g} = 0$.

⁶² Formulierung in [154]: $\frac{h_E}{g} = \infty$.

⁶³ Normative Gültigkeiten und Neuerungen: siehe Abschnitt 2.2.1.

welcher gemäß [142] im Wesentlichen in Einklang mit der Beziehung 3.45 und den dort gültigen Einschränkungen nach Amey ist.

Zur allgemeinen Berücksichtigung von Prüflingspermittivitäten, welche gegenüber der Umgebungs- und Schutzspaltpermittivität verschieden sind, wird in [157] die Anordnungen gemäß Abbildung 3.10 unter Luft betrachtet. Bei Permittivitätsbetrachtungen gilt nun

$$B_{c,vi} = 1 - \frac{H_c - 1}{\left(1 - \frac{1}{\epsilon_{r,T}}\right)(H_c + 1) + \frac{1}{\epsilon_{r,T}} \frac{\pi g H_c}{h_T (H_c - 1)}} \quad (3.52)$$

in Kombination mit Gleichung 3.51, welches die Berücksichtigung der Dielektrizitätszahl des Prüflings $\epsilon_{r,T}$ unter der Einschränkung dünner Elektroden [157] erlaubt.

Abbildung 3.11 visualisiert die Korrekturverfahren gemäß $B_{c,i..v}$ im Intervall $g/h_T = [0,01 : 0,01 : 10]$. Der Zusammenhang für $B_{c,vi}$ gemäß Gleichung 3.52 wird aufgrund der von den Autoren formulierten Anwendbarkeit für Permittivitäten zunächst nicht visualisiert. Eine Lösung der mathematisch implizit formulierten Zusammenhänge ist zur Gleichungslösung in MATLAB schrittweise numerisch implementiert, ein beispielhafter Code-Ausschnitt zur Lösung findet sich in Anhang A.10.1. Eine Zusammenfassung der Gleichungen befindet sich in Tabelle 3.4, die dortigen Materialparameter beziehen sich gemäß der Herleitung auf homogene und isotrope Medien, etwaige Feldstärkeabhängigkeiten (vgl. Abschnitte 3.2.1 und 3.2.4) werden nicht berücksichtigt. Im Allgemeinen ist die Bestimmung und Anwendung des Flächenkorrekturfaktors B_c von Relevanz, da diesem Parameter z. B. gemäß [142] ebenfalls eine Applikation bei zylindrischen, quadratischen und rechteckigen Elektroden zugesprochen wird.

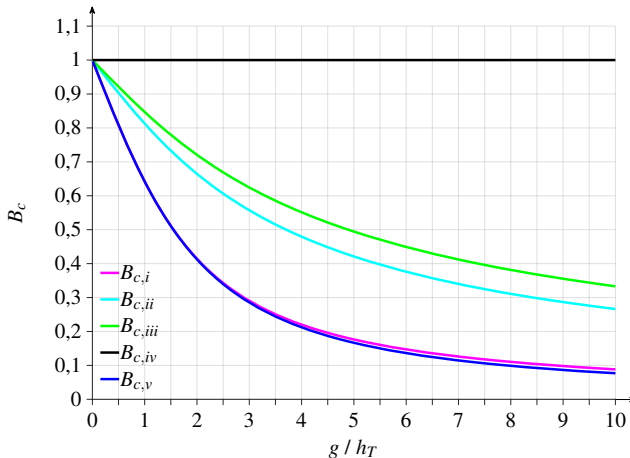


Abbildung 3.11: Vergleich der unterschiedlichen Korrekturfunktionen nach Tabelle 3.4 zur Berücksichtigung der Feldverzerrung in Schutzringanordnungen. Darstellung vgl. [Z3].

Weiterführende Untersuchungen zur Korrektur von Feldverzerrungen in Schutzringanordnungen bei Isolierflüssigkeiten sind 2014 in [158] unter Zuhilfenahme von numerischer Feldsimulationen durchgeführt worden. Hierbei werden maßgeblich innerhalb der Anordnung auftretende Maximalfeldstärken und deren Veränderung analysiert, wenn additive Rundungsradien an den Elektrodenkanten eingebracht werden - woraus gar negative Werte für B_c resultieren sollen. Hieraus werden wiederum Empfehlungen zur Auslegung der Elektrodenanordnung bei Isolierflüssigkeiten abgeleitet [138, 158]. Dennoch lässt sich feststellen, dass verifizierte Simulationsframeworks (insbesondere unter Berücksichtigung von Simulationsfehlerbetrachtungen auf Basis vorheriger analytischer Beziehungen und daraus resultierenden Gültigkeitsannahmen der Simulation), auch zur Abbildung weiterführender Aspekte wie z. B. von Rundungsradien, zum gegenwärtigen Zeitpunkt (ohne [Z3, K10]) fehlen. Die Methodik und Anforderungen zur feldgetreuen Abbildung von Schutzringanordnungen werden in Unterkapitel 5.3 vorgestellt.

Gleichung		Annahmen	Verweis
$B_{c,i} = 1 - \left(\frac{4 h_T}{\pi g} \ln \left(\cosh \left(\frac{\pi g}{4 h_T} \right) \right) \right)$	(3.45)	$\frac{r_1}{h_T} \geq 2;$ $\frac{w}{h_T} \geq 2;$ $g \leq 2r_1;$ $\kappa_G \ll \kappa_T^\diamond;$ $\kappa_U \ll \kappa_T^\diamond$	[152, 153]
$B_{c,ii} = 1 - \left(\frac{2 h_T}{\pi g} \frac{(\sqrt{P_c} - 1)^2}{2 \sqrt{P_c}} \right)$ und $\frac{\pi g}{2 h_T} = \frac{1}{2} \ln P_c + \frac{P_c - 1}{2 \sqrt{P_c}}$	(3.46, 3.47)	$\frac{h_E}{g} \rightarrow 0;$ $\mathcal{E}_T = \mathcal{E}_G;$ $\kappa_T = \kappa_G^\diamond$	[154]
$B_{c,iii} = 1 - \frac{2}{\pi} \arctan \left(\frac{g}{2h} \right) + \frac{2 h_T}{\pi g} \ln \left(1 + \left(\frac{g}{2 h_T} \right)^2 \right)$	(3.48)	$\frac{h_E}{g} \rightarrow \infty;$ $\mathcal{E}_T = \mathcal{E}_G;$ $\kappa_T = \kappa_G^\diamond$	[154]
$B_{c,iv} = 1$	(3.49)		[107]
$B_{c,v} = \frac{2}{H_c + 1}$ und $\pi \frac{g}{h_T} = H_c - \frac{1}{H_c} + 2 \ln(H_c)$	(3.50, 3.51)	$\mathcal{E}_T \rightarrow \infty;$ $\kappa_G \ll \kappa_T^\diamond$	[142, 157]
$B_{c,vi} = 1 - \frac{H_c - 1}{\left(1 - \frac{1}{\epsilon_{r,T}} \right) (H_c + 1) + \frac{1}{\epsilon_{r,T}} \frac{\pi g H_c}{h_T (H_c - 1)}}$ und $\pi \frac{g}{h_T} = H_c - \frac{1}{H_c} + 2 \ln(H_c)$	(3.52, 3.51)	$h_E \ll h_T$	[142, 157]

Tabelle 3.4: Mathematische Korrekturfaktoren zur Berücksichtigung der Feldverzerrung innerhalb von Schutzringanordnungen nach Gleichung 3.40. Die mit \diamond gekennzeichneten Zusammenhänge entsprechen nicht der ursprünglichen Formulierung der jeweiligen Autoren, sondern resultieren aus der hier vorgenommenen Übertragung der Zusammenhänge auf das stationäre Strömungsfeld, respektive aufgrund der formulierten Randbedingungen (siehe auch Diskussionen, Einschränkungen und Simulationen in Unterkapitel 5.3).

3.4 Versuchstechnische Realisierungen zur Leitfähigkeitsanalyse

Wird die historische Auseinandersetzung mit den Feldverzerrungen innerhalb von Schutzringanordnungen betrachtet, so wird unweigerlich klar, dass die Bestimmung von Leitfähigkeiten eine wesentliche Fragestellung der Elektrotechnik ist, die diesen Fachbereich seit mehr als hundert Jahren begleitet (siehe z. B. ebenfalls [167]). Im Kontext der Leitfähigkeitsanalyse für Isolationsmaterialien der HGÜ-Kabeltechnik hat hierbei die Versuchstechnik unterschiedliche Weiterentwicklungen, auch zeitlich parallel zur vorliegenden Arbeit oder zu begleitenden Veröffentlichungen (z. B. [K3–K5, K8]) durch verschiedene Autoren, durchlaufen. Wesentliche versuchstechnische Gemeinsamkeiten haben sich hierbei etabliert, die in Abschnitt 3.4.1 dargestellt sind. Im Anschluss folgen Ausführungen zum grundsätzlichen Funktionsprinzip der Strommesstechnik und zu Schutztechnikkonzepten, die die Messtechnik im Fall des Prüflingsversagens schützen sollen (Abschnitt 3.4.2). Feldsteuernde Maßnahmen zur Elektrodenformgebung werden in Abschnitt 3.4.3 abschließend dargestellt.

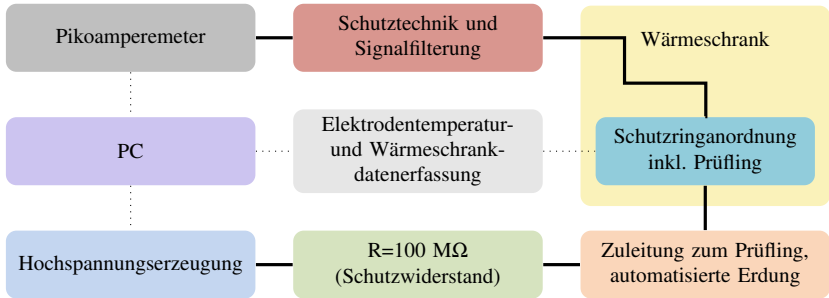
3.4.1 Messtechnische Konzepte

Einen gesamtheitlichen Überblick der messtechnischen Konzepte zur Bestimmung von scheinbaren Leitfähigkeiten verschiedener Autoren (u. a. [118, 124, 127, 129, 136, 163] sowie [K3–K5, K8]) bietet die Abbildung 2.6. Unter Berücksichtigung der Realisierungen von [118, 129, 136] findet sich ein Vergleich mit identischem Farbschemata in Abbildung 3.12. Der Einsatz von Schutzringanordnungen und das damit verbundene Messprinzip (vgl. Abschnitt 3.3.1) bedingt die Einbringung einer Hochspannungsquelle/Hochspannungserzeugung, welche in aktuellen Realisierungen Ausgangsspannungen bis zu 60 kV [129] respektive 100 kV [118] ermöglichen.

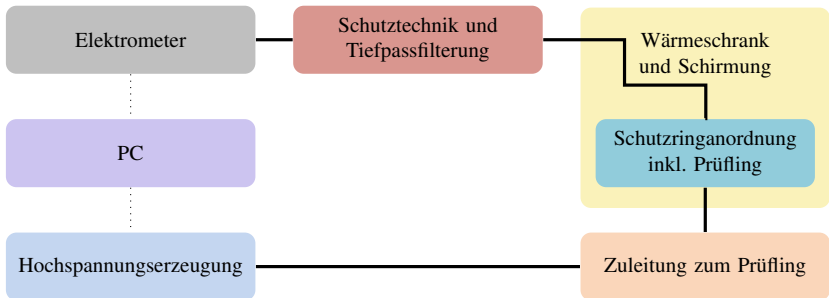
Die Realisierung nach [118], siehe Abbildung 3.12a, führt die Hochspannung unmittelbar über einen Strombegrenzungswiderstand von 100 M Ω zu dem in der Schutzringanordnung befindlichen Prüfling. Der mittels der Messelektrode ausgekoppelte Strom durchläuft vor der Aufzeichnung mittels dem computergesteuerten Pikoamperemeter einen analogen Filter- und Schutztechnikkreis. Diese Schutz- und Signalfilterungstechnik umfasst unter anderem Schutzfunkenstrecken, Zenerdioden und eine Filterkapazität (0,68 μ F)[118]. In Kombination mit dem Strombegrenzungswiderstand soll hierdurch die Messtechnik bei Prüflingsversagen vor Schäden geschützt werden. Zur Untersuchung von Temperatureinflüssen auf die Leitfähigkeitseigenschaften befindet sich die Elektrodenanordnung in einem Wärmeschrank. Das Automatisierungskonzept mittels Computer (PC) umfasst GPIB (General Purpose Instrument Bus, IEEE 488), RS-232 und weitere Schnittstellen, welche eine Erfassung der Ausgangsspannung, des Messstroms, der Wärmeschranktemperatur und der Elektrodentemperatur (erfasst mittels PT-100 Sensor in der geerdeten Elektrode) erlauben.

Eine Realisierung nach [129], siehe Abbildung 3.12b, verzichtet auf den Strombegrenzungswiderstand und realisiert den zugehörigen Schutz des Elektrometers ausschließlich auf der Niederspannungsseite. Zur Entfernung von Hochfrequenzanteilen werden zusätzlich Tiefpassfilter vor

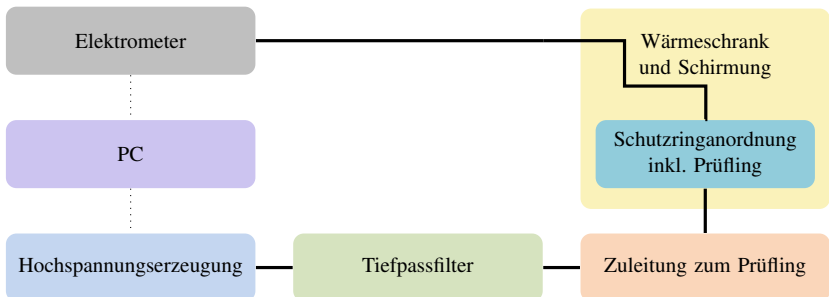
dem Elektrometer eingebracht. Die Elektrodenanordnung befindet sich ebenfalls in einem Wärmeschrank, welcher mit additiver Schirmung versehen ist.



a) Prinzipdarstellung der messtechnischen Realisierung nach [118].



b) Prinzipdarstellung der messtechnischen Realisierung nach [129].



c) Prinzipdarstellung der messtechnischen Realisierung nach [136].

Abbildung 3.12: Prinzipdarstellung der eingesetzten Funktionsgruppen und deren Einbringungsabfolge zur Identifikation von Gemeinsamkeiten und Unterschieden.

Eine alternative Realisierung nach [136], respektive Modifikation von Abbildung 3.12b (Autorenschnittmenge zu [129]), verzichtet auf einen Hardwareschutz des Elektrometers und implementiert eine softwarebasierte Abschaltung der Hochspannungsquelle, sofern ein bestimmter Stromgrenzwert erreicht wird, siehe Abbildung 3.12c. Ein Tiefpassfilter zur Reduktion von Hochfrequenzstörungen⁶⁴ wird auf der Hochspannungsseite realisiert. Die Stromwerterfassung erfolgt automatisiert unter Verwendung des GPIB.

Als Füllmaterial für den Schutzspalt finden sich neben Luft oder Isoliertgasen ([163]), ebenfalls PTFE (Teflon), z. B. in [31, 177, 205]. Durch einen Einsatz von PTFE im Schutzspalt wird der Einfluss von Störeinkopplungen aufgrund von Streukapazitäten gemäß [177] reduziert.

Zur Untersuchung der Temperaturabhängigkeit der scheinbaren Leitfähigkeit sind als Alternative zu den Wärmeschrankrealisierungen ebenfalls Elektrodenkonfigurationen verfügbar, welche eine direkte Elektrodenheizung (z. B. mittels Fluiden, siehe [131, 132]) vorsehen.

Für applizierbare Spannungen von bis zu 1 kV existieren kommerzielle Realisierungen (Keithley 8009 [272]) welche im Verbund mit den Elektrometern der Serie 6517 inkl. der zugehörigen Zu- und Messleitungen die Funktionsgruppen der Hochspannungserzeugung, Schutzringanordnung, Zuleitung zum Prüfling sowie zuzüglich Aspekte des Sicherheitskreises und der Überwachung zusammenfassen. Jedoch gelten auch hier Einschränkungen z. B. aufgrund der Spannungsqualität (siehe Abschnitt 2.2.2, [143]) sowie im Hinblick auf die eingesetzten Messkabel, insbesondere bei erhöhten Temperaturen (siehe Abschnitt 2.2.2, [124], der Einsatztemperaturbereich der Messzelle beträgt $-30\text{ °C} \dots 80\text{ °C}$ [272]). Darüber hinaus sind etwaige Risiken aufgrund von Diffusionserscheinungen durch die in der Anordnung eingesetzte Elektrodenbeschichtung (leitfähiges Gummi [272], siehe Abschnitt 2.2.3) zu beachten.

3.4.2 Funktionsprinzip der Strommesstechnik: Feedbackmessung

Die Messung von Strömen zur Isolierstoffqualifizierung wird durch verschiedene Konzepte ermöglicht (Überblick siehe z. B. [144, 167]). Verbreitete Verfahren lassen sich im Wesentlichen in Shunt-Messverfahren und Feedback-Messverfahren unterteilen. Der Einsatz von Shunts findet hauptsächlich in Digitalmultimetern und älteren Elektrometern Anwendung, wohingegen in Pikoamperemetern und in neueren Elektrometern die Feedback-Messverfahren zum Einsatz kommen. [144]

Während Shunt-Messverfahren vereinfacht darauf basieren den Spannungsfall längs eines bekannten Präzisionswiderstands zu ermitteln und entsprechend in einen Strommesswert zu überführen, basieren Feedbackmessungen direkt auf Operationsverstärkerschaltungen. Die im Zuge der vorliegenden Arbeit verwendeten Messgeräte nutzen Feedback-Messverfahren ([147, 148, 169])⁶⁵. Für Erweiterungen und andersartige Schaltungstopologien zur Strommessung (u. a. Amperemeter-

⁶⁴ Die aufgrund der Hochspannungserzeugung oder aus einem zeitlichen Drift der Hochspannung in der Anordnung resultierenden kapazitiven Verschiebestrome (siehe auch Abschnitt 2.2.2 Details folgen in Abschnitten 5.1.1 und Unterkapitel 5.2) motivieren und erfordern verschiedene Gegenmaßnahmen (vgl. auch [K4, K5, K8]).

⁶⁵ Eingesetzte Messgeräte: Keithley 6517B (Feedbackmessung mit Feedbackimpedanz $R_F \parallel C_F$ [147]) sowie Sefelec Picoamperemeter M 1500 P. Für das Sefelec gilt gemäß Prinzipschaltbild der Schutztechnik eine klassische Feedbackmessung ($R_F \parallel C_F$ [169]), in anderen Dokumentationen (Korrespondenz mit Hersteller 12/2015) finden sich darüber hinaus auch Angaben die, abhängig von der Bauserie, einen Einsatz von logarithmischen Verstärkern nahelegen können.

schaltung, Instrumentationsverstärker) sei z. B. auf [144, 273, 274] verwiesen.

Das während einer Strommessung wirksame Ersatzschaltbild der Messtechnik ist in Abbildung 3.13 nach [147] dargestellt. An die Feedbackmessung, die auch z. B. als stromgesteuerte Spannungsquelle bezeichnet wird, schließt sich ein weiterer Messbereichsverstärker an. Die Klemmenbezeichnungen HI und LO kennzeichnen die Eingangsklemmen des Elektrometers, welche bei eingesetzten Koaxialmessleitungen typischerweise mit dem Innenleiter (HI) und Kabelschirm (LO) korrelieren. Die Realisierung der Erdung an Knotenpunkt ② mittels direkter Erdung oder alternativ unter Nutzung eines separaten Signalbezugs (signal ground) ([147]) bedarf Berücksichtigung der gewählten Schutztechnik, Signalleitungsführung und ob und in welcher Form z. B. zusätzliche Schutzschirmschlüsse (Guardinganschlüsse) der Messgeräte eingesetzt werden [148, 169]. Ebenfalls sind die entsprechenden Elektrometerkonfiguration zu beachten (vgl. [147]), welche sich aufgrund des Einsatzes von „Triaxalkabeln“ und der hieraus resultierenden Anforderung an die Messgrößenausführung ergeben.

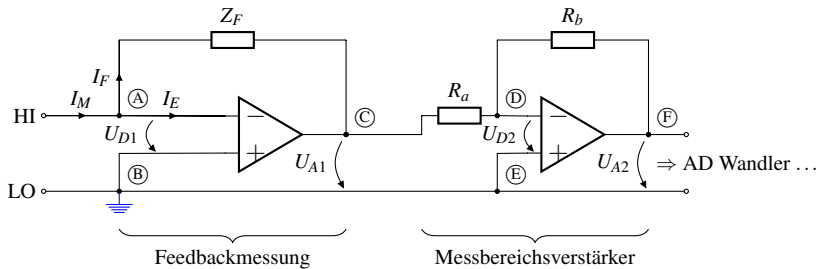


Abbildung 3.13: Vereinfachtes Ersatzschaltbild der Messtechnik während Strommessungen. Hierbei kann anstelle der direkten Erdung der Messtechnik (blau gekennzeichnet) auch die Einbringung von Signalerden diskutiert werden (vgl. [147]). Darstellung nach [147].

Für ideale Operationsverstärker (OPV) gilt die Annahme, dass für die Differenzspannung („voltage burden“) $U_{D1} = 0$ V gilt, sodass Knotenpunkt ① als „virtual ground“ bezeichnet wird. Für den Eingangsstrom I_E gilt beim idealen Operationsverstärker $I_E = 0$ A. [273, 274]

Für reale Operationsverstärkerschaltungen zum Einsatz in der Kleinststrommessung gilt für den voltage burden $U_{D1} \lesssim 200$ μ V, der Einfluss von I_E wird als vernachlässigbar angegeben [144].

Unter Einbeziehung der Kontengleichung bei ① ergibt sich für den idealen Operationsverstärker $I_M = I_F$, sodass sich für die Ausgangsspannung

$$U_{A1} = -I_M \cdot Z_F \quad (3.53)$$

ergibt. Dies erlaubt daher die Überführung der Messgröße Strom in eine proportionale Ausgangsspannung. Die Feedbackimpedanz Z_F bildet den Proportionalitätsfaktor. In Abhängigkeit des Messbereiches resultieren üblicherweise entweder rein ohmsche Realisierungen mit R_F oder entspre-

chende Parallelschaltungen aus $R_F \parallel C_F$. Hierbei gilt, dass die Impedanzwerte bei abnehmenden Messströmen zunehmen.⁶⁶

Die Frequenzeigenschaften lassen sich nach Gleichung 3.53, auch bei Berücksichtigung der äußeren Beschaltung als komplexe Impedanz ($R_F \parallel C_F$), nicht vollständig abbilden. Aufgrund des bei realen Operationsverstärkern vorliegenden limitierten Verstärkungs-Bandbreite-Produkts resultiert eine frequenzabhängige Verstärkung, die sich z. B. durch Berücksichtigung einer weiteren Eckfrequenz (je nach OPV durchaus im MHz-Bereich und darüber [273]) in der Übertragungsfunktion für reale Operationsverstärker berücksichtigen lässt⁶⁷. [144, 147, 273, 274]

Die mathematischen Beziehungen des nachfolgend eingebrachten Messbereichsverstärkers, welcher die Grundsaltung eines invertierenden Verstärkers erfüllt, lassen sich mit den selbigen Annahmen wie für die Feedbackmessung herleiten. Auch hier bezeichnet Knotenpunkt ④ „virtual ground“. Für die Ausgangsspannung folgt

$$U_{A2} = -\frac{R_b}{R_a} \cdot U_{A1} = \frac{R_b}{R_a} \cdot I_M \cdot Z_F \quad , \quad (3.54)$$

sodass eine zum Vorzeichen des Messstroms proportionale Ausgangsspannung resultiert. Die Übersetzung dieser analogen in eine digitale Größe erfolgt anschließend mit dem Analog-Digital (AD) Wandler.

Schutztechnikkonzepte

Zum Schutz der Strommesstechnik bei Prüflingsversagen existieren, wie bereits in Abbildung 3.12 ersichtlich und in Abschnitt 3.4.1 beschrieben, unterschiedliche Ansätze. Neben dem Einsatz von u. a. Schutzfunkenstrecken und Zenerdioden (vgl. [118]), wird z. B. in [127] ein 10 M Ω Widerstand unmittelbar vor dem Elektrometer eingesetzt.

Als kommerziell verfügbares Produkt steht die Komponente BAPA von Firma Sefelec zur Verfügung [169], siehe Abbildung 3.14, welche vor der Strommessung eingebracht wird. Ein Tiefpass (R_0, C_0) in Kombination mit einem Ableiter (P) limitiert das Auftreten von Spannungsimpulsen im Messzweig und trägt so zur Stabilisierung des Messsignals bei [169]. Der eingebrachte Serienwiderstand vor der Strommessung beträgt für Messströme, welche größer als 1 mA sind 1,6 k Ω und für Ströme welche kleiner als 1 nA sind 111 M Ω . Aufgrund der Bypassdioden parallel zu den Widerständen $R_{1...3}$ erfolgt ein gradueller Schaltungswechsel in Abhängigkeit des Messstroms I_M (Erreichung der Diodenflussspannung in Abhängigkeit des Produktes aus I_M und $R_{1...3}$) zwischen diesen Betriebsbereichen [169]⁶⁸. Der Einsatzspannungsbereich (maximale Eingangsspannung)

⁶⁶ Bei Einsatz logarithmischer Verstärker befindet sich zwischen Klemme HI und Knotenpunkt ④ ein Widerstand. Die Feedbackimpedanz Z_F wird realisierungsabhängig durch eine Diode oder ein Transistor ersetzt. Für positive Eingangsspannungen ($\varphi(HI) > \varphi(LO)$), lässt sich unter Kenntnis des Kollektor- bzw. Diodensperrstroms I_S eine Ausgangsspannung $U_{A1} \propto \ln\left(\frac{I_M}{I_S}\right)$ ermitteln. [273] Der Einsatz separater Signalbezüge vgl. Abbildung 3.13 kann nun z. B. bei Verwendung von Schutzschirman-schlüssen hilfreich sein, um das Potential des Messkabelschirms an das des Messgeräteeingangs anzugleichen.

⁶⁷ Angaben für das Verstärkungs-Bandbreite-Produkt der eingesetzten Messgeräte liegen nicht vor. Ein Indikator für die Leerlaufspannungsverstärkung findet sich in [147], welche diese typischerweise für Elektrometer mit $> 55 \cdot 10^6$ beziffert.

⁶⁸ Weitere Betrachtung siehe Abschnitt 5.1.3, z. B. Abbildung 5.4.

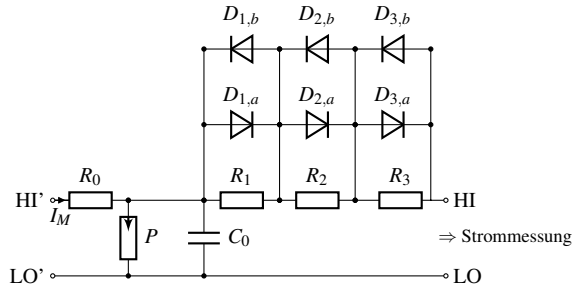


Abbildung 3.14: Vereinfachtes Ersatzschaltbild der Schutztechnik Sefelec-BAPA für Kleinststrommessungen (Details siehe [169]). Vereinfachte Darstellung nach [169].

dieser Realisierung beträgt 10 kV und lässt sich durch Einsatz geeigneter Hochspannungswiderstände vor dem Prüfling (vgl. Position Schutzwiderstand in Abbildung 3.12a) z. B. auf bis zu 50 kV erweitern (Option: Sefelec RLHT50).

Weitere Realisierungsvorschläge zum Schutz von Kleinststrommessungen finden sich in [144, 147] und [168], welche in Abbildung 3.15 gegenübergestellt sind. Das Diodenkonzept in Abbil-

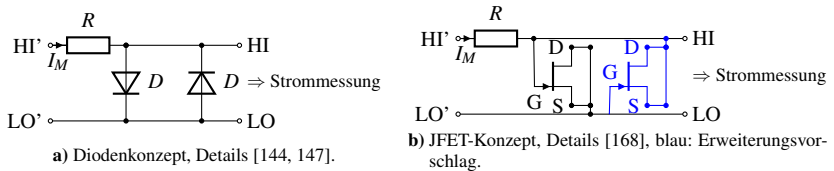


Abbildung 3.15: Vergleich weiterer Schutztechnik-Realisierungen. Darstellungen nach [144, 147, 168].

dung 3.15a nach [144, 147] nutzt, im Fall des Prüflingsdurchschlags, den Vorwiderstand R zur Limitierung des Stroms durch die Dioden (z. B. auf 10 mA vgl. [147]), wodurch die am Elektrometer zu erwartende Spannung auf die Vorwärtsspannung der Dioden begrenzt wird⁶⁹. Der Widerstand ist auf die beim Prüflingsdurchschlag maximal zu erwartende Spannung (Ausgangsspannung der Hochspannungserzeugung, sofern hochspannungsseitig keine Gegenmaßnahmen ergriffen werden) auszulegen. Zur Realisierung werden Dioden des Typs 1N3595 empfohlen, da diese Dioden auch unter Berücksichtigung des Voltage Burden des Elektrometers einen geringen Leckstrom aufweisen [144, 147]. Üblicherweise beträgt der Leckstrom der Dioden weniger als ein Pikoampere, sodass die Schutzschaltung für Messungen oberhalb von zehn Pikoampere als nicht störend erachtet wird [144]. Zur Reduktion von photosensitiven Effekten (insbesondere der Dioden) wird geraten, die Schutzschaltung in ein lichtundurchlässiges Gehäuse einzubringen. Die antiparallele Einbringung der Dioden ermöglicht einen polaritätsunabhängigen Schutz [144, 147]. Wird derartige Schutztech-

⁶⁹ Bei restriktiveren Schutzkonzepten ist eine Auslegung des Widerstands unter Berücksichtigung des maximalen Diodenstroms, sowie des maximalen Eingangsstroms des Elektrometers, zu empfehlen.

nik thermischem Stress ausgesetzt, resultieren thermisch generierte Ströme. Die im Hinblick auf die Temperaturabhängigkeit einem Arrhenius-Gesetz folgenden Ströme können hierbei von 0,5 pA bei Raumtemperatur auf bis zu 5 pA bei Temperaturen von 60 °C anwachsen [124]. Die pyroelektrische Antwort der Messkabel bei Temperaturänderungen erreicht gar Werte bis zu 100 pA in Abhängigkeit der Temperaturänderungsrate ([124], sowie Abschnitt 2.2.2).

Das JFET Konzept in Abbildung 3.15b nach [168] basiert auf dem gleichen Prinzip und nutzt ebenfalls den Widerstand R zur Strombegrenzung auf den für den n-Kanal Sperrschicht Feldeffekttransistor (n-JFET) zulässigen Strom. Der n-JFET wird durch Verbindung von Drain und Source in Diodenschaltung gebracht. In der Ursprungsvariante ist diese Realisierung, im Gegensatz zur Realisierung nach Abbildung 3.15a, polaritätsabhängig. In Analogie zum Diodenkonzept, wird zur Herstellung einer Polaritätsunabhängigkeit vorgeschlagen, ebenfalls einen weiteren n-Kanal JFET antiparallel einzubringen (wie in blau gezeigt) oder alternativ sowohl einen n-Kanal als auch einen p-Kanal JFET (parallel zueinander) einzusetzen. Zur Realisierung wird ein n-JFET des Typs 2N4117A in [168] empfohlen, dieser weist Leckströme von minimal 60 fA ($U_{D,G} \approx 0$ V) bis maximal 200 fA ($U_{D,G} \approx 15$ V) auf.

3.4.3 Elektrodenformgebung zur Feldsteuerung und Tripel-Punkte

Zur Reduktion der elektrischen Belastung im Außenbereich der Schutzringanordnung verwenden verschiedene Autoren ein Rogowski-Profil (z. B. [126, 127, 166]). Die für derartige Elektrodenrandprofile erforderlichen Beschreibungsgleichungen folgen den Ausführungen von Rogowski ([275]) und finden sich in Anhang A.5.

Alternative Feldsteuerungsmaßnahmen lassen sich z. B. auch unter Zuhilfenahme von Borda-Profilen oder durch geeignete Elektrodenrundungsradien erzielen. Für derartige Betrachtungen, auch unter Berücksichtigung kompakterer Bauarten sowie z. B. realer Elektrodendicken, sei auf die Literatur (u. a. [2, 35, 66, 275, 276]) verwiesen.

Sofern im Zuge von Leitfähigkeitsanalysen Abweichungen zwischen der Leitfähigkeit des Prüflings und der Umgebung (inkl. des eingesetzten Schutzspaltmaterials) vorliegen, resultieren in der Anordnung Feldverzerrungen aufgrund der sogenannten Tripel-Punkte. Derartige Punkte kennzeichnen sich durch ein Zusammenspiel von drei Medien mit unterschiedlichen dielektrischen Kenngrößen aus. Ein derartiger Punkt ist z. B. der Startpunkt des Elektrodenprofils nach Rogowski, da ein Abheben der Metallelektrode vom Prüfling erfolgt, sodass hier ein Tripelpunkt aus der Metallelektrode, dem Prüfkörper und dem Umgebungsmedium resultiert. An diesen Punkten wird die Ausprägung von Teil- und Gleitentladungen, abhängig von den resultierenden Feldverdrängungseffekten, an der Grenze zwischen Umgebungsmedium und Isolierstoff begünstigt (weiterführende theoretische Behandlung z. B. in [35, 41])⁷⁰.

Wird Luft als Umgebungsmedium eingesetzt, so gelten für Luft unter Normalbedingungen Leitfähigkeiten im Bereich von $\kappa_L \approx 2,5 \cdot 10^{-14} \dots 5 \cdot 10^{-14}$ S/m, sofern keine Sättigung eintritt

⁷⁰ Vgl. auch Gleichung 3.31 welche die Feldverdrängung in den Bereich mit der geringeren Leitfähigkeit verdeutlicht. Realisierbare Leitfähigkeiten von Polymeren (mit Materialmodifikationen) umfassen die Größenordnungen von $<10^{-18}$ S/m bis zu 10^6 S/m (Abschnitt 2.2.2).

und somit ein Gleichgewicht aus Ladungsträgergeneration und -rekombination vorliegt [35]. Die Leitfähigkeit der Luft ist ebenfalls feldstärkeabhängig. Die Sättigungsstromdichte ergibt sich zu $J_{sat} = 10^{-18} \text{ A/cm}^2$ und erlaubt für höhere Feldstärken eine Leitfähigkeitsabschätzung mittels $\kappa_L = \frac{J_{sat}}{E}$ [35], hierbei ist eine Leitfähigkeitszunahme aufgrund der Möglichkeit von zusätzlich auftretenden Ionisationserscheinungen noch nicht berücksichtigt.

Zur Reduktion und Vermeidung von Teilentladungen und Gleitentladungen (respektive) Oberflächenüberschlägen werden daher von verschiedenen Autoren zusätzliche Maßnahmen realisiert. In [126] werden die Elektroden teilweise von transparentem Silikonummi umgeben (vgl. ebenfalls [26]). In [166] werden Prüfkörper eingesetzt, die die Hochspannungselektrode umschließen (tassenförmige Prüfkörper). Hingegen werden in [257] Prüfkörper mit einer Formgebung nach Rogowski eingesetzt. Hierbei gilt es jedoch stets die aus diesen Formgebungen und zusätzlichen Materialien potentiell resultierenden Konsequenzen wie z. B. Materialveränderungen, mechanische Spannungen und Diffusionserscheinungen zu beachten (vgl. Abschnitt 2.2.3, Unterkapitel 3.1).

3.5 Versuchstechnik und Voraussetzung zur Abbildung von Impulsbeanspruchungen

Die (scheinbare) Leitfähigkeit ist ein wesentlicher Parameter zur Bestimmung der Feldverteilung innerhalb von Isoliersystemen vor dynamischen und transienten Ereignissen (siehe Abschnitt 3.2.6 sowie Unterkapitel 2.2). Zur Klassifizierung der auftretenden Überspannungen und Betriebsbelastungen lassen sich normativ nach [37] Überspannungen in niederfrequente (periodische) Überspannungsformen sowie in transiente Überspannungsformen unterteilen. Für transiente Überspannungen gelten darüber hinaus gemäß [37] folgende Kategorien:

- langsamer Anstieg
Scheitelzeiten im Bereich: $20 \mu\text{s} \leq t_p < 5000 \mu\text{s}$, Rückenhalbwertzeiten: $t_2 \leq 20 \text{ ms}$
⇒ genormte Spannungsform: Schaltstoßspannung (SI): $t_p = 250 \mu\text{s}$; $t_2 = 2500 \mu\text{s}$
- schneller Anstieg
Stirnzeiten im Bereich: $0,1 \mu\text{s} < t_1 < 20 \mu\text{s}$, Rückenhalbwertzeiten: $t_2 \leq 300 \mu\text{s}$
⇒ genormte Spannungsform: Blitzstoßspannung (LI): $t_1 = 1,2 \mu\text{s}$; $t_2 = 50 \mu\text{s}$
- sehr schneller Anstieg
Anstiegszeiten $\leq 100 \text{ ns}$, sowie Frequenzanteile $0,3 \text{ MHz} < f_1 < 100 \text{ MHz}$ und $30 \text{ kHz} < f_1 < 300 \text{ kHz}$
⇒ genormte Spannungsform: Festlegung erfolgt durch das zuständige Geräte-Komitee.

Zur Nachbildung von Impulsbeanspruchungen werden an Gleichspannungskabelsystemkomponenten für LCC- und VSC-Systeme überlagerte Impulsprüfungen mit Blitz (LI) - und Schaltstoßspannungen (SI) zeitgleich zu sogenannten Lastwechselfrüfungen, respektive bei erwärmtem Kabelleiter inkl. eines radialen Temperaturgradienten innerhalb der Kabelisolierung, durchgeführt siehe auch Unterkapitel 2.2. Die hierfür neben der Impulserzeugung erforderliche und an der TU Dortmund realisierte Versuchstechnik und der zugehörige normative Kontext findet sich in [K9]

dargestellt, siehe auch Abbildung 2.3. Für VSC-Anwendungen bestehen im Gegensatz zu LCC-Applikationen die Forderungen überlagerte SI-Prüfungen identischer Polarität zu beherrschen. Gleichermaßen sind bei LCC-Kabelsystemkomponenten Polaritätswechselprüfungen durchzuführen, welche einen Polaritätswechsel der applizierten Gleichspannung innerhalb von typischerweise zwei Minuten ([102, 104, 105]) vorsehen. Hieraus erwächst die in [104] beschriebene Konsequenz, dass eine Kabelqualifikation für LCC- und VSC-Applikationen verschieden ist. Aufgrund der „strengeren“ Anforderung von Polaritätswechselversuchen zeitgleich zu den Lastwechselprüfungen bei LCC-Anwendungen ist es jedoch zulässig, ein für LCC-Anwendungen qualifiziertes Kabelsystem durch zusätzliche Durchführung der „fehlenden“ überlagerten Impulsprüfungen (Nachweis der Stoßfestigkeit) ebenfalls für VSC zu qualifizieren (Typzulassung). [104].

Unabhängig von den derzeit vorliegenden Standards, werden Bestrebungen unternommen schlimmstmögliche Betriebsbelastungen für Kabelsysteme zu formulieren [50]. Dies umfasst auch z. B. die Bewertung von nach Fehlereintritt eingeleiteten Gegenmaßnahmen, die z. B. eine Öffnung der AC-Leistungsschalter und definierte und geeignete Entladungsstrategien der Kabelübertragung beinhalten. Das Auftreten eines abrupten Erdens der DC-Seite (vgl. [277, 278]) zeigt sich hierbei gemäß [279] ebenfalls als kritischer Betriebszustand. Werden die unmittelbar mit Fehlerfällen assoziierten Überspannungen betrachtet, steigt die Bedeutung von Impulsen mit abweichenden Zeitparametern [Z2, K6, 56, 58, 277, 278, 280]. Zu diesem Zweck wird in [58] eine Ergänzung der bereits existierenden normativen Kategorien bei transienten Überspannungen um die Kategorie sehr langsamer Anstieg und um die allgemeine Einführung einer Beanspruchungsform der oszillierenden Polaritätsumkehr angeregt. Eine umfangreiche Studie identifiziert in Abhängigkeit des Fehlerortes, Scheitelzeiten ⁷¹ bei MMC-HGÜ (HB) Kabelübertragungen von 700 μ s bis zu Zeitdauern von oberhalb 8 ms, wobei sich während des Impulsscheitels zusätzliche Spannungsozillationen und Wanderwelleneffekte zeigen können [56]. Für gleichspannungsbasierte Kabelsysteme werden in [277, 280] Impulse mit Scheitelzeiten von 7 ms und Rückenhalbwertzeiten von 25 ms thematisiert. In [Z2, K6] hingegen Scheitelzeiten von 155 μ s - 4,8 ms und Rückenhalbwertzeiten: 58,4-90 ms, wobei deren Impulscharakteristik auch von der Länge und Art des Übertragungsmediums abhängig ist (siehe hierzu auch Unterkapitel 4.2). Die hierfür erforderlichen Grundlagen der Impulserzeugung (Abschnitt 3.5.1) und Impulsüberlagerung (Abschnitt 3.5.2) werden im Folgenden ausgeführt.

3.5.1 Impulsspannungserzeugung

Die Erzeugung von Impulsspannungen von mehreren hundert Kilovolt (ab ca. 250-300 kV [2]) folgt im Labor typischerweise der Vervielfacherschaltungen von Erwin Marx, auch als Marx-Generator bezeichnet. Dieser Spannungserzeugung liegt ein Funktionsprinzip zu Grunde, welches sich mittels zwei verschiedener Grundschaltungen A/B, siehe Abbildung 3.16, erläutern lässt ⁷². Hierbei fasst C_2 die wirksame Gesamtkapazität der Belastung (inkl. Prüfling, Stützkondensator, Hochspannungsteiler, etc.) zusammen.

⁷¹ Die Verwendung der Formulierung Scheitelzeit adressiert hierbei in allgemeiner Form die Zeit vom Impulsbeginn bis zum Maximalwert einer ansteigenden Spannung und unterliegt hierbei nicht den mathematischen Beziehungen für genormte Schaltstoßspannungen gemäß [63].

⁷² Auf das Funktionsprinzip von Marx Generatoren, welche aus einer Mischform der Grundschaltungen A und B aufgebaut sind, wird an dieser Stelle nicht eingegangen (gemäß [2] siehe diesbezüglich [281]).

In den dargestellten Topologien wird die Kapazität C_1 über einen Diodengleichrichter auf die Gleichspannung u_0 aufgeladen⁷³. Bei Triggerung der Funkenstrecke erfolgt eine Aufladung der Kapazität C_2 über den Widerstand R_3 während gleichzeitig eine Entladung der Kapazitäten durch R_2 erfolgt. Ob dieses Zusammenhangs lässt sich der Spannungsanstieg und somit die Stirn-/Scheitelzeit von $u(t)$ maßgeblich mittels R_3 und der Spannungsfall (Rückenhalfwertzeit) maßgeblich durch die Wahl von R_2 einstellen/beeinflussen. [2, 35, 282]

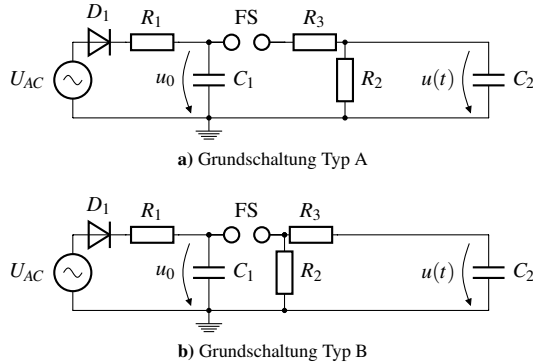


Abbildung 3.16: Einstufige Grundsaltung zur Stoßspannungserzeugung. Darstellung nach [2].

Die Lösung der Stoßkreisdifferentialgleichung erlaubt eine mathematische Beschreibung der Spannungsform $u(t)$ mit doppeltextponentiellem Verlauf⁷⁴ nach [2] durch

$$u(t) = \frac{u_0}{C_2 R_3} \frac{1}{\alpha_2 - \alpha_1} \cdot (e^{-\alpha_1 t} - e^{-\alpha_2 t}) = U_A \cdot (e^{-\alpha_1 t} - e^{-\alpha_2 t}) \quad (3.55)$$

Für die Zeitkonstanten gilt hierbei $1/\alpha_1 \gg 1/\alpha_2$ und daher $\alpha_2 \gg \alpha_1$. Der Zusammenhang zu den für Stoßspannungen charakteristischen Parametern (t_1 bzw. t_p und t_2) lässt sich durch irrationale Gleichungssysteme herstellen. Für normative LI gilt: $1/\alpha_1 = 68,22 \mu\text{s}$; $1/\alpha_2 = 0,405 \mu\text{s}$ und für normative SI: $1/\alpha_1 = 3155 \mu\text{s}$; $1/\alpha_2 = 62,48 \mu\text{s}$ [2].

Unter Kenntnis der Parameter α_1 und α_2 ist es möglich, die zur Erzielung einer gewünschten Spannungsform, bei gleichzeitigem Wissen von C_1 und C_2 , erforderlichen Widerstände R_2 und R_3 zu dimensionieren⁷⁵, weitere mathematische Ausführungen zu Stoßschaltungen siehe u. a. [2, 35, 281, 282]. In Abhängigkeit der gewählten Grundsaltung gelten, auch bei mehrstufigen Schaltungen

⁷³ Entgegen der üblichen Formulierung U_0 wird bewusst nun u_0 eingesetzt um im Hinblick auf eingesetzte prozentuale Durchschlagspannungen z. B. U_{50} keine Variablenüberschneidung (o. Ä.) zu erzeugen.

⁷⁴ Die Verwendung der Bezeichnung „doppeltextponentieller Verlauf“ erfolgt in Einklang mit [35], die englischsprachige Bezeichnung „double exponential“ entsprechend in Einklang mit [283]. Hieran angelehnt folgt in der vorliegenden Arbeit die sprachliche Verwendung der Bezeichnungen „doppeltextponentieller Impuls/Spannung (engl. double exponential impulse)“ und „doppeltextponentielle Form“.

⁷⁵ Verfahren zur Bestimmung der Schaltungsparameter bei unmittelbarer Verwendung der zeitlichen Bezugsgrößen t_1 bzw. t_p und t_2 finden sich in [M10, 282].

gen, für die Widerstände R_2 und R_3 gemäß [2] die Gleichungen 3.56 - 3.59 nach Tabelle 3.5 unter der Annahme $R_1 \gg R_2 > R_3$.

Grundschtaltung A	Grundschtaltung B
$R_2 = \frac{1}{2(C_1 + C_2)} \cdot \left[\left(\frac{1}{\alpha_1} + \frac{1}{\alpha_2} \right) + \sqrt{\left(\frac{1}{\alpha_1} + \frac{1}{\alpha_2} \right)^2 - \frac{4 \cdot (C_1 + C_2)}{\alpha_1 \alpha_2 C_2}} \right] \quad (3.56)$	$R_2 = \frac{1}{2(C_1 + C_2)} \cdot \left[\left(\frac{1}{\alpha_1} + \frac{1}{\alpha_2} \right) + \sqrt{\left(\frac{1}{\alpha_1} + \frac{1}{\alpha_2} \right)^2 - \frac{4 \cdot (C_1 + C_2)}{\alpha_1 \alpha_2 C_1}} \right] \quad (3.57)$
$R_3 = \frac{1}{2C_1} \cdot \left[\left(\frac{1}{\alpha_1} + \frac{1}{\alpha_2} \right) - \sqrt{\left(\frac{1}{\alpha_1} + \frac{1}{\alpha_2} \right)^2 - \frac{4 \cdot (C_1 + C_2)}{\alpha_1 \alpha_2 C_2}} \right] \quad (3.58)$	$R_3 = \frac{1}{2C_2} \cdot \left[\left(\frac{1}{\alpha_1} + \frac{1}{\alpha_2} \right) - \sqrt{\left(\frac{1}{\alpha_1} + \frac{1}{\alpha_2} \right)^2 - \frac{4 \cdot (C_1 + C_2)}{\alpha_1 \alpha_2 C_1}} \right] \quad (3.59)$

$$\eta = \frac{\hat{u}}{u_0} \approx \frac{R_2}{R_2 + R_3} \frac{C_1}{C_1 + C_2} \quad (3.60)$$

$$\eta = \frac{\hat{u}}{u_0} \approx \frac{C_1}{C_1 + C_2} \quad (3.61)$$

Tabelle 3.5: Dimensionierung der Widerstandswerte R_2 und R_3 zur Einstellung der Rückenhalbwert- und Stirn-/Scheitelzeiten sowie Bestimmung der Wirkungsgrade η in Abhängigkeit der gewählten Grundschtaltung A oder B nach [2].

Der Wirkungsgrad η der Schaltungen ergibt sich als Quotient aus der Maximalspannung \hat{u} an C_2 bezogen auf die Ladespannung von C_1 . Für den Zeitpunkt des maximalen Spannungsscheitels folgt bei der Hochpunktbestimmung von Gleichung 3.55 für diesen Zeitpunkt

$$t_p = \frac{\ln(\alpha_2/\alpha_1)}{\alpha_2 - \alpha_1}, \quad (3.62)$$

welche nun zur Bestimmung des Wirkungsgrades η verwendet wird [2]. In ursprünglicher Formulierung wird in Gleichung 3.62 anstelle von t_p die Variable t_m verwendet. Hierbei kennzeichnet t_m die Zeitdauer bis zum Maximalwert \hat{u} der doppeltextponentiellen Spannung $u(t)$ gemäß Gleichung 3.55 und ist daher in Einklang mit der Formulierung der Scheitelzeit t_p (Zeit bis zum Scheitelwert einer ansteigenden Spannung) nach [37], sodass in vorliegender Arbeit weiterhin der Parameter t_p verwendet wird.

Auf Basis von Gleichungen 3.60 und 3.61 folgt $\eta_B > \eta_A$. Darüber hinaus erfährt die Grundschtaltung A bei kleinen C_2/C_1 Verhältnissen technische Limitationen. Nach [2] gilt: 'Nimmt C_2 ab, so

steigt R_3 stark an und verzögert nun zusätzlich die Entladung von C_1 . Ob dieser Zusammenhänge wird zumeist die Verwendung von Grundsaltung B motiviert (Einsatzgebiete von A, siehe [2]).

Für Schaltung B lässt sich der Wirkungsgrad nach [2] in allgemeinerer Form durch

$$\eta_B^* = \frac{\hat{u}}{u_0} \approx \frac{C_1}{C_1 + C_2} \frac{\alpha_2 + \alpha_1}{\alpha_2 - \alpha_1} \cdot (e^{-\alpha_1 t_p} - e^{-\alpha_2 t_p}) \approx \frac{C_1}{C_1 + C_2} \cdot (e^{-\alpha_1 t_p}) \quad (3.63)$$

darstellen.

3.5.2 Überlagerte Impulsprüfungen

Das Grundprinzip zur Erzeugung von zusammengesetzten Prüfspannungen wie z. B. die Überlagerung einer Stoßspannung mit einer Gleichspannung ist in Abbildung 3.17 dargestellt. Hierbei wird empfohlen jeweils die Ausgangsspannungen beider Hochspannungsquellen (u_1 und u_2) aufzuzeichnen. Dies kann auch für die korrekte Anpassung des Prüfkreises vorteilhaft sein, sodass die gewünschte Spannung u_{12} am Prüfling resultiert. Diese zusammengesetzte Spannung und deren Zeitverlauf muss mittels geeigneter Messtechnik erfasst werden [63].

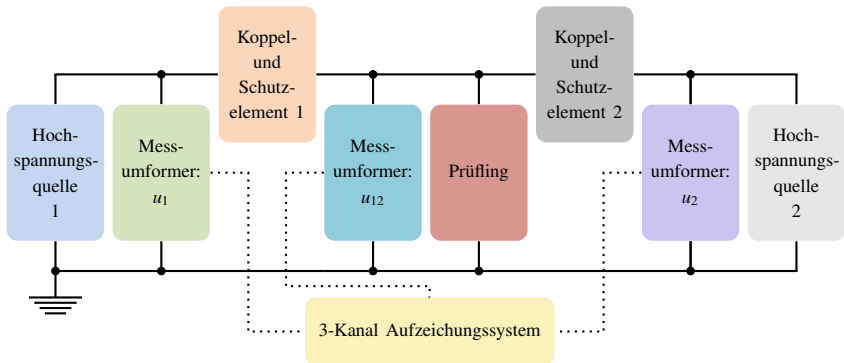


Abbildung 3.17: Grundprinzip zur Erzeugung einer zusammengesetzten/überlagerten Prüfspannung. Darstellung nach [63].

Im Hinblick auf Kabelprüfungen werden in [106] die Prüfkreisforderungen definiert. Hiernach ist es ebenfalls zulässig auf die Messumformer zur Erfassung von u_1 und u_2 zu verzichten. Unter Verwendung eines Diodengleichrichters zur Gleichspannungserzeugung resultiert in Anlehnung an [106] das Ersatzschaltbild in Abbildung 3.18, welches das in Abbildung 3.17 dargestellte Grundprinzip widerspiegelt.

Zur Erfassung der zusammengesetzten Prüfspannung wird z. B. ein Universalteiler eingesetzt, welcher gemäß [106] vereinfacht durch $(R_M \parallel C_M)$ im Ersatzschaltbild eingebracht wird ⁷⁶. Die

⁷⁶ Typischerweise handelt es sich bei Universalteilern um Teiler mit einem gedämpft kapazitiven Zweig parallel zum ohmschen Zweig.

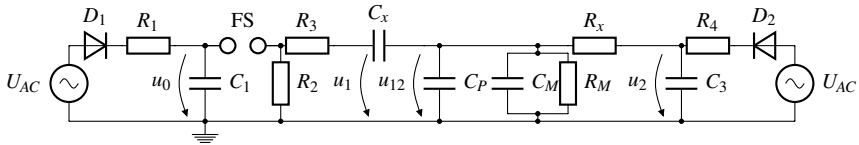


Abbildung 3.18: Aufbau zur Durchführung von überlagerten Stoßspannungsprüfungen bei Verwendung von Grundsaltung Typ B zur Erzeugung der Impulsspannung und eines Diodengleichrichters zur Gleichspannungserzeugung.

Impulsspannungserzeugung folgt den Zusammenhängen gemäß Abschnitt 3.5.1 für Grundsaltung B, vgl. Abbildung 3.16b. Die Koppel- und Schutzzelemente (siehe Abbildung 3.17) werden im vorliegenden Fall mit R_x und C_x bezeichnet. Ein Gleichspannungsdurchgriff auf die Impulserzeugung wird mittels C_x blockiert. Hierdurch bedingt sich allerdings aus C_x und $C_M \parallel C_P$ ein kapazitiver Teiler, welcher im Hinblick auf die erzielbare Prüfspannung bei der Prüfkreisauslegung eine entsprechende Berücksichtigung erfordert. Eine Rückwirkung der Impulsspannung auf die anstehende Gleichspannung u_2 wird durch R_x unterbunden. In dargestellter Realisierung resultiert via R_x und C_3 ein Tiefpass, welcher als Auslegungskriterium für R_x genutzt werden kann. Wird jedoch u_2 gesondert erfasst, gilt es hier weitere Besonderheiten zu beachten, die z. B. durch einen weiteren ohmschen Querzweig resultieren und somit Einfluss auf die Rückenhalbwertzeit (auch in Kombination mit R_x) nehmen können (vgl. [Z2]). Selbiges gilt auch für R_M , der aufgrund des ohmschen Querzweigs Einfluss auf die Rückenhalbwertzeit des Impulses nimmt.

Analytische Betrachtungen und mathematische Methoden zur Prüfkreisdimensionierung und Erläuterungen zu den erwachsenden Interaktionen, auch bei Sonderimpulsformen, finden sich in Abschnitt 4.3.1 (vgl. ebenfalls [Z2, K6, M10]). Ein weiteres Beispiel zur Erzeugung einer überlagerten Prüfspannung zur Untersuchung des Durchschlagverhaltens von Luft, unter Angabe entsprechender Prüfkreisparameter, findet sich z. B. in [83]. Eine Alternative zum Einsatz eines „Kopplungs- und Sperrkondensators“ C_x ist der Einsatz einer „Kopplungs- und Sperrfunkenstrecke“ [106]. Der Einsatz der Kapazität zeichnet sich insofern positiv aus, da hier unabhängig von etwaigen Zünd-, Verlösch- und Wiederzündbedingungen der Kopplungs- und Sperrfunkenstrecke (siehe z. B. [284, 285]) eine größere Flexibilität hinsichtlich der Überlagerungsformen gewährleistet wird, obgleich aufgrund des resultierenden kapazitiven Teilers, höhere Ausgangsspannungen des Impulsgenerators erforderlich sind.

3.6 Luftisolationen

Ein dominierendes Isolationsmedium in HGÜ-Umrichterstationen stellen Luftisolationen dar. An der Systemgrenze zwischen Umrichterstation und Übertragungstechnologie, erfolgt bei Einsatz von Kabelübertragung ein Wechsel des Isolationsmediums und bei Einsatz von Freileitungsübertragungen zumindest ein Wechsel von einer Innenraum- zu einer Freiluftanwendung (siehe Abschnitt 2.1.3). In beiden Fällen ist eine entsprechende Isolationskoordination vorzunehmen, die eine Luftstrecke (auch im Fall eines Freiluftendverschlusses) involviert (vgl. Unterkapitel 2.1). Die

aufzutretenden Betriebsbelastungen und die hieraus erwachsenden Anforderungen sind vom Betriebsverhalten und der Betriebsführung (siehe Abschnitt 2.1.1), aber auch vom Übertragungsmedium selbst (vgl. Unterkapitel 4.2, sowie [Z2, M4]), abhängig. Daher werden zunächst bestehende „Ingenieurmodelle“ zur Abstandsbemessung in Abschnitt 3.6.1 vorgestellt. Aufgrund der klimatisch besonderen Anforderungen innerhalb von HGÜ-Umrichterstationen (vgl. Abschnitt 2.1.3) wird nachfolgend in Abschnitt 3.6.2 das in Hochspannungslaboren angewendete Verfahren zur klimatischen Prüfspannungskorrektur eingeführt.

3.6.1 Ingenieurmodelle zur Beschreibung der dielektrischen Festigkeit von Luft

Die Modellbildung von Luftstrecken und die damit verbundene Beschreibung von Durchschlagvorgängen und Durchschlagsspannungen lässt sich in „Ingenieurmodelle“ und gasphysikalische Modellierungsvorhaben unterteilen, wobei insbesondere die sogenannten „Ingenieurmodelle“ sich auch im normativen Kontext der Abstandsbemessung wiederfinden. (vgl. Abschnitte 2.1.2, 2.1.3).

Für die 50-%-Durchschlagspannung einer Stab-Platte Anordnung $U_{50,RP}$, respektive den zugehörigen Abstand d , gelten bei Normalbedingungen (STC) ⁷⁷ die im Folgenden vorgestellten Beziehungen, jeweils mit d in m und $U_{50,RP}$ als Maximalwert (Scheitelwert) in kV. Die Spannungsapplikation erfolgt am Stab, wohingegen die Platte geerdet ist. Für die normative positive Schaltstoßspannung (SI) folgt

$$U_{50,RP} = 500 d^{0,6} \quad \Rightarrow \quad d = \left(\frac{U_{50,RP}}{500} \right)^{\frac{10}{6}} \quad (3.64)$$

und für die normative positive Blitzstoßspannung (LI) im Abstandsbereich von 1-10 m

$$U_{50,RP} = 530 d \quad \Rightarrow \quad d = \frac{U_{50,RP}}{530} \quad (3.65)$$

Für Impulse mit kritischer Anstiegszeit (CFT - „critical front time“) lässt sich zusätzlich im Abstandsbereich bis 25 m

$$U_{50,RP} = 1080 \ln(0,46 d + 1) \quad \Rightarrow \quad d = \frac{\exp\left(\frac{U_{50,RP}}{1080}\right) - 1}{0,46} \quad (3.66)$$

ergänzen ⁷⁸. Diese mathematischen Beziehungen entstammen [38], welche im Wesentlichen den Ausführungen aus [74] folgen, für weiterführende Aspekte siehe insbesondere auch [36, 69–73]. Eine grafische Gegenüberstellung findet sich in Abbildung 3.19a.

Gleichung 3.64 entstammt maßgeblich den Untersuchungen in [77], die mit einem Impuls ($t_1 = 120 \mu\text{s}$, $t_2 = 4000 \mu\text{s}$), welcher innerhalb der Grenzabweichungen eines normativen SI liegt (siehe Anhang A.1), durchgeführt wurden. Die Gültigkeitseinschränkung für Gleichung 3.64 beträgt hier 2 - 7 m, jedoch wird eine Anwendung bis zu 13 m positiv eingeschätzt.

Insbesondere der lineare Zusammenhang in Gleichung 3.65 ist ausschließlich für positive LI an-

⁷⁷ In [37] folgt der Verweis auf die Gültigkeit der Beziehungen lediglich bei Meeresspiegelhöhe, in [74] erfolgt die Gültigkeitseinschränkung für STC.

⁷⁸ Alternative mathematische Beschreibungen für $U_{50,RP}$ bei CFT für unterschiedliche Gültigkeitsbereiche siehe [74].

wendbar. Bei negativen LI steigt zwar im Allgemeinen die Durchschlagfestigkeit einer gegebenen Stab-Platte Anordnung an, die Zusammenhänge werden jedoch zusätzlich nichtlinear und abhängig von der Elektrodenform sowie des Elektrodenabstands [38, 74].

Die minimale dielektrische Festigkeit weisen Stab-Platte Anordnungen bei positiven Impulsbeanspruchungen mit einer sogenannten „kritischen Anstiegszeit“ auf. Diese Anstiegszeit ist wiederum abhängig von der Elektrodenform und dem Abstand selbst (vgl. Abbildung 3.19), daher wird zunächst auf die Geometrieinflüsse eingegangen.

Geometrieinflüsse

Für positive Schaltstoßspannungen wird ein von der Elektrodengeometrie abhängiges Verhältnis zwischen der 50%-Durchschlagspannung U_{50} verschiedener technischer Elektrodenkonfigurationen bezogen auf die 50%-Durchschlagspannung einer Stab-Platte $U_{50,RP}$ beobachtet. Aus dem hieraus resultierenden Verhältnis

$$K = \frac{U_{50}}{U_{50,RP}} \quad (3.67)$$

wird es nun möglich die vorliegende Elektrodenform einer technischen Elektrodenanordnung in Gleichung 3.64 zu berücksichtigen. Der Funkenstreckenfaktor K beträgt für Stab-Platte Anordnungen $K = 1$ und kann durchaus Werte bis $K = 1,9$ annehmen. (vgl. Abschnitt 2.1.2, [76, 77])

Der mathematische Zusammenhang gemäß Gleichung 3.67 findet sich ebenfalls in [38], wo darüber hinaus typische Werte für z. B. Konfigurationen Leiter-Traversal ($K = 1,36 \dots 1,58$), Leiter- untere Konstruktion ($K = 1,18 \dots 1,35$) etc. gegenübergestellt werden ⁷⁹.

Gemäß [76] stellt sich für negative SI kein konstantes Verhältnis nach Gleichung 3.67 ein. Typischerweise gilt jedoch, dass die 50%-Durchschlagspannungen bei negativen Spannungen und inhomogenen Elektrodenanordnungen größer sind als bei positivem SI (Polaritätseffekt). Mit steigendem Funkenstreckenfaktor erwachsen wiederum komplexere Zusammenhänge - welche gemäß [38] in der Form vereinfacht werden können, dass für $K \geq 1,45$ ⁸⁰ bei negativer Polarität Durchschlagspannungen beobachtet werden können, welche geringer als bei positiver Polarität sind.

Die direkte Übertragbarkeit des Funkenstreckenfaktors K ist für positive LI nicht gegeben. Bei positiven LI steigt U_{50} mit steigendem K an, für negative LI wird ein gegenläufiger Effekt festgestellt. Die 50%-Durchschlagspannung ist für $K \approx 1$ bei negativem LI höher als bei positiven LI. Diese gleichen sich für $K \approx 1,3 \dots 1,4$ aneinander an, bevor auch hier für weiter ansteigende Funkenstreckenfaktoren die Durchschlagspannung für negative LI geringer als für positive LI wird. [74]

Für positive LI lässt sich eine mathematische Beschreibungsform finden, welche es erlaubt einen Funkenstreckenfaktor für schnell ansteigende positive Impulsbeanspruchungen K_{ff}^+ mittels

$$K_{ff}^+ = 0,74 + 0,26 K \quad (3.68)$$

⁷⁹ Für weitere Funkenstreckenfaktoren sei z. B. auf [36, 38, 74, 76, 77] verwiesen.

⁸⁰ In [74] finden sich auch Angaben von $K > 1,6$.

und somit in Bezug auf den Funkenstreckenfaktor für SI auszudrücken ⁸¹ [38]. Methoden zur Ermittlung und Überführung eines Funkenstreckenfaktors für negative LI finden sich z. B. in [36, 87].

Anstiegszeit

Die Anstiegszeit eines Impulses hat wesentlichen Einfluss auf das Durchschlagverhalten. Die minimale dielektrische Festigkeit wird bei positiven Impulsen mit der sogenannten kritischen Anstiegszeit t_{krit} festgestellt, da hier optimale Wachstumsverhältnisse für die Leaderentladung vorliegen [2]. Die Festigkeit ist daher für positive Impulse mit t_1 bzw $t_p < t_{krit}$ und t_1 bzw $t_p > t_{krit}$ höher, woraus eine U-Kurve der Festigkeit in Abhängigkeit der Anstiegs-/Scheitelzeit des Impulses resultiert. Für Anstiegszeiten t_1 bzw $t_p > t_{krit}$ wird üblicherweise ein Durchschlag in der Impulsfront beobachtet, sodass der Einfluss der Rückenhalbwertzeit als vernachlässigbar angesehen wird. Für Impulse mit t_1 bzw $t_p < t_{krit}$ ist zusätzlich eine Abhängigkeit des Durchschlagzeitpunkts von der Rückenhalbwertzeit feststellbar. [74]

Eine Approximation von t_{krit} in μs für positive Impulse lässt sich nach [74, 286] für Funkenstreckenfaktoren im Wertebereich $1 < K < 1,8$ und dem Elektrodenabstand d in Metern mittels

$$t_{krit} = (50 - 35(K - 1)) d \quad (3.69)$$

erzielen und ist in Abbildung 3.19b visualisiert ⁸². Da das Minimum der U-Kurve verhältnismäßig flach ist wird eine präzise Bestimmung der kritischen Anstiegszeit diskutiert und ebenfalls durch die Anoden- und Kathodenformgebung bestimmt [74].

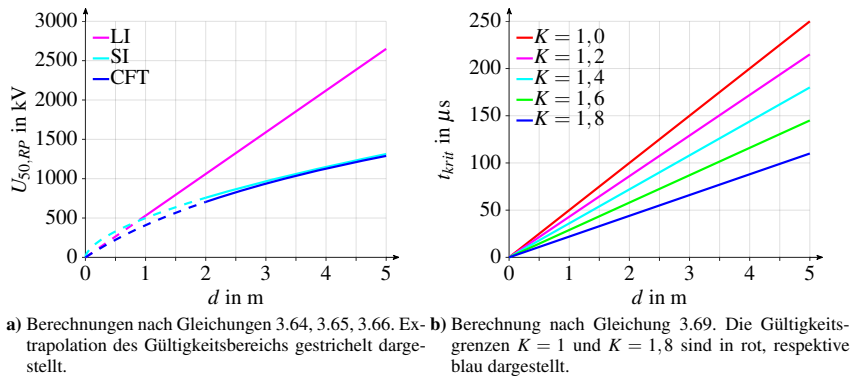


Abbildung 3.19: Abstandsabhängigkeit der 50%-Durchschlagsspannung einer Stab-Platte Anordnung in Abbildung 3.19a. Abhängigkeit der kritischen Anstiegszeit in Abhängigkeit des Funkenstreckenfaktors K und des Elektrodenabstands d in Abbildung 3.19b.

⁸¹ Die mathematische Beziehung 3.68 in [38] folgt der grafischen Darstellung gemäß Abbildung 5.7 in [74].

⁸² Gültigkeitseinschränkungen siehe [286], alternative Formulierung für Stab-Platte-Anordnungen siehe [2].

Gemäß [74] wurde das dielektrische Festigkeitsminimum für CFT-Impulse in den bisher durchgeführten Untersuchungen, auch bei überlagertem Test, nicht unterschritten. Der Vollständigkeit halber sei an dieser Stelle erneut aufgegriffen (siehe Abschnitt 2.1.2), dass kombiniert auftretende Belastungen, z. B. bei Schaltstoßspannungen welche einer Gleichspannung überlagert sind, verhältnismäßig unerforscht sind [82]. Unter trockenen, sauberen Bedingungen wird überwiegend geschlossen, dass eine DC-Vorbelastung die U_{50} im Vergleich zu Impulsen mit einem kombinierten Maximalwert (Spitzenwert/Scheitelwert) nur unwesentlich beeinflusst [74, 81]. Weitere Details, auch verfestigende oder reduzierende Effekte (Feuchte, Elektrodenanordnung, Verschmutzungen) finden sich in [81, 83]. Für andersartige Elektrodenkonfigurationen, Leiter-Leiter Abstände etc. sei auf die in den Abschnitten 2.1.2 und 2.1.3 benannte Literatur verwiesen.

Statistik

Statistische Kennwerte erlauben es die Stoßspannungsfestigkeit bei selbstheilenden Isolationen zu beschreiben, sodass sich z. B. ein mathematischer Zusammenhang zwischen einer 10-%-Durchschlagspannung U_{10} und U_{50} herstellen lässt. Dies ermöglicht es, lediglich U_{50} einer Anordnung experimentell zu bestimmen (Methoden siehe [63]) und unter Kenntnis der Standardabweichung $Z_z = U_{50} - U_{16}$ (vgl. [38]) diese entsprechend in U_{10} zu überführen oder umgekehrt. Hierbei gilt für eine bestehende Anordnung $U_{10} < U_{50}$.

Es folgt exemplarisch für U_{10} gemäß [38]

$$U_{10} = U_{50} - n_z Z_z \quad \text{mit } n_z = 1,3, \quad (3.70)$$

wodurch sich die in [37] thematisierte statistische Stehspannung U_{10} (90 % Stehwahrscheinlichkeit) unter Kenntnis von Z_z ermitteln lässt [38]. Die hierbei verwendete Anzahl der Standardabweichungen n_z folgt aus einer modifizierten Weibull-Verteilung [38]. Für die Standardabweichung Z_z gilt eine Abhängigkeit von der betrachteten Impulsspannungsform. Es gilt

$$Z_z = c U_{50} \quad (3.71)$$

wobei für LI $c = 0,03$ und für SI: $c = 0,06$ [38] gilt, für CFT und SI wird in [74] $c = 0,05$ ergänzt. Eine derartige Überführung (Gleichung 3.70) ist bei Kenntnis der Standardabweichung auch für beliebige Wahrscheinlichkeiten x möglich, sofern die anwendbare statistische Verteilungsfunktion bekannt ist.

Anschaulich lässt sich der Zusammenhang zwischen x in Prozent und n_z am Beispiel der Normalverteilung zeigen [287]. So folgt für eine Durchschlagwahrscheinlichkeit von $p_x=10\%$ mit der numerischen Lösung⁸³ der mathematischen Beziehung

$$1 - \frac{p_x}{100} \stackrel{!}{=} \frac{1}{\sqrt{2\pi}} \int_{-\infty}^{n_z} \exp\left(-\frac{t^2}{2}\right) dt \quad (3.72)$$

mit p_x in % für $n_z \approx 1,28$ ⁸⁴. Die erforderliche Anzahl an Standardabweichungen ist mit der betrachteten Durchschlagwahrscheinlichkeit verknüpft, woraus für vorliegende Betrachtung $n_z(p_x)$

⁸³ Nutzung der Funktion `norminv` in MATLAB.

⁸⁴ Verwendung der Stehwahrscheinlichkeit um n_z entsprechend Gleichung 3.70 vorzeichenrichtig zu erzielen.

resultiert. Es gilt demnach $n_z \approx 1,28$ um, unter Annahme einer Normalverteilung, eine Verknüpfung zwischen U_{10} (Stehwahrscheinlichkeit: 90 %) und U_{50} einer selbstheilenden Isolierung zu ermöglichen.

Die Nutzung einer Normalverteilung wird in [74] eingeführt, gleichermaßen jedoch angeregt, die Gültigkeit einzuschränken, da es gemäß physikalischer Beziehungen des Durchschlagprozesses Spannungen geben wird, die zu einem sicheren Durchschlag $p_x \approx 100$ % und zu keinem Durchschlag führen $p_x \approx 0$ %. Die Einschränkung des Gültigkeitsbereiches der Normalverteilung wird in [74] für $p_x \lesssim 2$ % und $p_x \gtrsim 98$ % abgeschätzt. In Laboruntersuchungen finden sich darüber hinaus Anhaltspunkte, dass die Verteilungsfunktion für $3 \leq n_z \leq 5$ eingeschränkt werden sollte [74]. Derartige Annahmen liegen der Einführung der modifizierten Weibull-Verteilung in [38] zu Grunde, welche für $n_z = 4$ eine Durchschlagwahrscheinlichkeit (vgl. Gleichung 3.70) von $p_x = 0$ % annimmt⁸⁵.

Im allgemeinen Fall folgt somit, unter Berücksichtigung der Zusammenhänge 3.71 und 3.72, für eine Auslegungsspannung U_{px} eines Isolationssystems mit einer Durchschlagwahrscheinlichkeit von x Prozent

$$U_{px} = U_{50} - n_z(p_x) c U_{50} \quad \Rightarrow \quad U_{px} = U_{50} (1 - n_z(p_x) c) \quad , \quad (3.73)$$

sodass sich die zu dieser Auslegungsspannung zugehörige U_{50} mittels

$$U_{50} = \frac{U_{px}}{1 - n_z(p_x) c} = \underbrace{\frac{1}{1 - n_z(p_x) c}}_{f_{pxc}} U_{px} \quad (3.74)$$

bestimmen lässt. Hierbei lässt sich die zu einer gewissen Durchschlagwahrscheinlichkeit p_x zugehörige $n_z(p_x)$ unter Berücksichtigung der Normalverteilung (vgl. Gleichung 3.72) oder unter Nutzung der modifizierten Weibull-Verteilung nach [38] bestimmen. Berechnungen auf Basis der Normalverteilung, führen aufgrund der nicht abgeschnittenen Verteilungsfunktion, zu größeren Werten von n_z . Alternativ können auch die in [92] vorgeschlagenen Werte von $n_z = 2$ zur Abstandsdimensionierung und $n_z = 5$ zur Sicherstellung von Personensicherheit verwendet werden. Der Einsatz von $n_z = 5$ in [92] ist im Vergleich zur Verteilungsfunktionseinschränkung auf $n_z = 4$ [38] ebenfalls konservativer.

3.6.2 Klimatische Korrektur

Die dielektrische Festigkeit von äußeren Isolierungen ist üblicherweise proportional zur Luftdichte und Luftfeuchte (bis ca. 80 %). Hierbei nimmt die Luftdichte mit sinkendem Druck und steigender Temperatur ab. [63] Die Handhabung atmosphärischer Einflüsse auf Durchschlagvorgänge ist in Diskussion (vgl. Abschnitt 2.1.3⁸⁶). In der Hochspannungsprüftechnik ist es normativ gemäß DIN

⁸⁵ Aufgrund der gewählten Vorzeichenkonvention in Gleichung 3.70 folgt entsprechend für $n_z = -4$ eine Durchschlagwahrscheinlichkeit von $p_x = 100$ %.

⁸⁶ Insbesondere die in 2019 erschienene Arbeit [99] zeigt Applikationsgrenzen der Feuchtekorrektur gemäß [63] auf, welche insbesondere für geringe $\frac{d_r}{d_t}$ Verhältnisse sowie für Elektrodenanordnungen der Form Toroid-Ebene in Erscheinung treten.

EN 60060-1 zulässig die in einem Labor bei einem vorliegenden Luftdruck p_t , einer absoluten Luftfeuchte h_t und einer Temperatur T_C erzielten Durchschlagspannungen auf die Werte umzurechnen, die unter normativer Bezugsatmosphäre (p_{STC} , h_{STC} , T_{STC}) erreicht worden wären [63]. Dieses Verfahren nennt sich Standardverfahren und wird im Folgenden vorgestellt ⁸⁷.

Die Korrektur einer unter Laborbedingungen gemessenen Durchschlag- oder Testspannung U_t in den unter STC erzielbaren Wert U_{STC} erfolgt mittels

$$U_{STC} = \frac{U_t}{K_t} \quad (3.75)$$

und somit unter Verwendung des atmosphärischen Korrekturfaktors K_t . Dieser Faktor vereint die Einflüsse der Luftdichte- und Luftfeuchtekorrektur durch Multiplikation

$$K_t = k_1 k_2 = \delta_t^{m_t} k^{w_t} \quad \text{zulässig für } 0,8 < k_1 < 1,05 \quad (3.76)$$

des Luftdichte-Korrekturfaktors k_1 und des Luftfeuchte-Korrekturfaktors k_2 . Die Gültigkeitseinschränkungen für den Luftdichte-Korrekturfaktor beträgt hierbei $0,8 < k_1 < 1,05$. Zur Bestimmung dieser Korrekturfaktoren ist die Bestimmung der relativen Luftdichte δ_t sowie des Parameters k und der Exponenten m_t und w_t erforderlich. Für die relative Luftdichte gilt, sofern p_t und p_{STC} in gleicher Einheit gewählt werden und mit T_C sowie T_{STC} in $^{\circ}\text{C}$

$$\delta_t = \frac{p_t}{p_{STC}} \frac{273 + T_{STC}}{273 + T_C} \quad (3.77)$$

Für den Parameter k folgt bei Stoßspannungen

$$k = 1 + 0,010 \left(\frac{h_t}{\delta_t} - 11 \right) \quad \text{für } 1 \text{ g/m}^3 < \frac{h_t}{\delta_t} < 20 \text{ g/m}^3 \quad (3.78)$$

welches auf Untersuchungen bei positiven SI zurückgehen, jedoch ebenfalls für negative LI und SI anwendbar sind [63] ⁸⁸. Zur Bestimmung der Exponenten m_t und w_t ist zunächst eine Ermittlung des Parameters g_t erforderlich. Für diesen gilt

$$g_t = \frac{U_{50}}{500 L \delta_t k} \quad (3.79)$$

welcher nun Messergebnisse bzw. Schätzwerte ⁸⁹ der 50%-Durchschlagspannung unter den im Labor vorliegenden atmosphärischen Bedingungen in kV erfordert. Darüber hinaus wird eine Angabe des kürzesten Entladungswegs L in Metern erforderlich. Unter Berücksichtigung von Parameter g lassen sich nun die Exponenten m_t und w_t gemäß Tabelle 3.6 bestimmen.

⁸⁷ Das Verfahren lässt sich auch umgekehrt anwenden und ermöglicht es so z. B. eine für STC formulierte Prüfspannung auf Laborbedingungen (exemplarisch: Labore in großer Höhenlage) zu korrigieren. Details siehe hierzu: Umkehrverfahren in [63].

⁸⁸ Die weitere Verwendung von k erfolgt dimensionlos, sodass von Gleichung 3.78 bei Verwendung von h_t in g/m^3 als Zahlenwert (ohne Einheitenbezug) Anwendung findet.

⁸⁹ Schätzwert für U_{50} im Zuge von Stehspannungsprüfungen: $U_{50} \approx 1,1 U_{STC}$ [63].

g_t	m_t	w_t
$g_t < 0,2$	0	0
$0,2 \leq g_t < 1,0$	$\frac{g_t (g_t - 0,2)}{0,8}$	$\frac{g_t (g_t - 0,2)}{0,8}$
$1,0 \leq g_t < 1,2$	1	1
$1,2 \leq g_t < 2,0$	1	$\frac{(2,2 - g_t) (2 - g_t)}{0,8}$
$g_t \geq 2,0$	1	0

Tabelle 3.6: Bestimmung der Exponenten m und w in Abhängigkeit von Parameter g gemäß [63].

Der Vollständigkeit halber sei angegeben, dass sich eine gemessene relative Luftfeuchte R_t in eine absolute Feuchte h_t gemäß

$$h_t = \frac{6,11 R_t \exp\left(\frac{17,6 T_C}{243 + T_C}\right)}{0,4615 (273 + T_C)} \quad (3.80)$$

überführen lässt. Hierbei ergibt sich h_t in g/m^3 , sofern die Temperatur T_C in $^\circ\text{C}$ und R_t in Prozent verwendet werden [63].

Luftdruck

Der Luftdruck ist mit der Aufstellhöhe verknüpft. Für die Annäherung liegen unterschiedliche Verfahren vor. In [63] gilt in Abhängigkeit von H_A in Metern über der Meereshöhe für den Luftdruck p_t in hPa

$$p_t = 1013 \exp\left(-\frac{H_A}{8150}\right) \quad (3.81)$$

bis zu einer Höhe von ca. 10 000 m über Meereshöhe. In [88] wird eine alternative Berechnung vorgeschlagen. Diese bedient sich verschiedener Konstanten, welche in der folgenden Gleichung 3.82 bereits eingesetzt sind. Für den Luftdruck p_t in kPa gilt, bei Verwendung von H_A in Metern

$$p_t = 101,325 \text{ kPa} \left(1 - \frac{0,0065 \text{ K/m } H_A}{288,15 \text{ K}}\right)^{\frac{9,80665 \frac{\text{m}}{\text{s}^2}}{287,053 \text{ J/(kg K)} \cdot 0,0065 \text{ K/m}}} \quad (3.82)$$

für Höhen bis 11 000 m. Ein Vergleich der mathematischen Beziehungen unter Aufnahme der tabellarisch vorliegenden Werte für p_t in [89] findet sich in Abbildung 3.20. Abhängig von meteorologischen Bedingungen kann der Luftdruck zusätzlich zwischen 91 % und 107 % des Wertes schwanken [89].

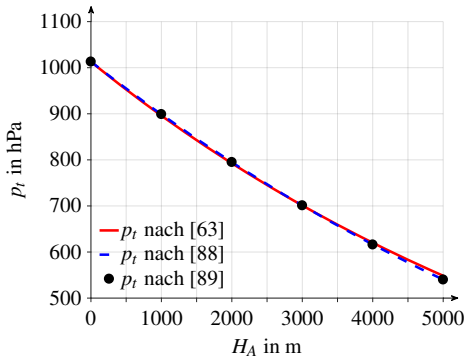


Abbildung 3.20: Vergleich der Luftdruckberechnung nach Gleichung 3.81 aus [63], Gleichung 3.82 aus [88] sowie den tabellarischen Werten in [89].

4 Isolationsanforderungen und Isolationskoordination für Systeme der HGÜ

Vorliegendes Kapitel adressiert die in Abschnitt 2.1.4 formulierte Forschungsmotivation und die daraus in Unterkapitel 2.3 formulierte Zielsetzung der Ermittlung von Isolationsanforderungen und der Isolationskoordination für Systeme der Hochspannungsgleichstromübertragung. Hieraus folgt, dass zunächst in Unterkapitel 4.1 ein Verfahren zur Schlagweitenberechnung und der klimatischen Korrektur von Auslegungsspannungen vorgestellt wird. Dieses Verfahren umfasst die Dimensionierung von Mindestluftstrecken in HGÜ-Stromrichterstationen unter variierenden klimatischen Umgebungsbedingungen sowie eine klimatische Korrektur von Auslegungsspannungen unter Berücksichtigung von normativen Vorgaben. Darüber hinaus werden Verfahren zur Bestimmung von optimierter Luftbefeuchtung vorgestellt, welche es auf Basis der hiermit assoziierten verfestigenden dielektrischen Wirkung ermöglichen, Baugrößenvorteile bei HGÜ-Umrichteranlagen zu realisieren. Hierbei sind die präsentierten Methoden mit dem Applikationsfokus der Isolationskoordination bei HGÜ-Stromrichterstationen ebenfalls zur Evaluation von unterschiedlichen Isolationskonzepten einsetzbar.

Im folgenden Unterkapitel 4.2 werden unter Berücksichtigung transienter HGÜ-Fehlerfallsimulationen auftretende Spannungsbeanspruchungen am Beispiel eines Pol-Erde-Fehlers analysiert und hierfür erforderliche Untersuchungs- und Bewertungsverfahren hergeleitet. Unter Zuhilfenahme dieser Kenngrößen, lassen sich geeignete Impulsnachbildungen sowie Abhängigkeiten auf die resultierenden Spannungsbeanspruchungen von der eingesetzten Übertragungstechnologie und -länge abbilden.

Die im vorherigen Abschnitt betrachteten Spannungsbeanspruchungen weichen deutlich von üblichen normativen Überspannungskategorien ab, sodass in Unterkapitel 4.3 Konzepte zur synthetischen Labornachbildung vorgestellt und erarbeitet werden. Neben der theoretisch und analytischen Betrachtung werden darüber hinaus Simulations-, Schutz- und Messanforderungen sowie etwaige Wechselwirkungen zur Erzeugung und Überlagerung dieser neuartigen Impulse erarbeitet. Der experimentelle Nachweis der grundsätzlichen Eignung der vorgestellten Schaltungen schließt diesen Abschnitt ab.

Zur Steigerung der Lesefreundlichkeit wird je Themenblock der Zielsetzung, welches jeweils einem Unterkapitel entspricht, ein Resümee präsentiert, sodass auch bei partiellem Interesse an einzelnen

Abschnitten eine Einordnung des jeweiligen Teilaspekts in den Gesamtzusammenhang durch Beachtung der vorherigen und aktuellen Zusammenfassungen gewährt wird.

4.1 Verfahrensentwicklung zur Isolationskoordination für Systeme der HGÜ

Das normative Vorgehen zur Isolationskoordination bei LCC-HGÜ ist in Abbildung 2.1 vergleichend gegenüber der Isolationskoordination für AC-Betriebsmittel dargestellt. Für Betriebsmittel auf der DC-Seite folgt nach [40] für die erforderlichen Stehspannungen, vgl. Abbildung 2.1,

$$U_{rw} = \underbrace{K_{cd} U_{rp}}_{U_{cw}} K_s K_a . \quad (4.1)$$

Hierbei fungiert K_{cd} als Koordinationsfaktor zur Berücksichtigung von Form und Dauer der Überspannungen, Modellierungseinschränkungen, etc. Es kann $K_{cd} = 1$ angenommen werden, sofern U_{rp} als ein realistisches Simulationsergebnis klassifiziert wird. Die Überführung in die erforderlichen Stehspannungen erfolgt darüber hinaus unter zusätzlicher Berücksichtigung einer Luftdruckkorrektur (Höhenkorrektur) mittels K_a und eines zusätzlichen Sicherheitsfaktors K_s zur Berücksichtigung von Einflüssen aufgrund von Alterung, allgemeinen Veränderungen und Produktqualitätsstreuungen [40]. Für den Sicherheitsfaktor wird für äußere Isolierungen $K_s = 1,05$ und für innere Isolierungen $K_s = 1,15$ vorgeschlagen [38]. In [38] wird K_a nicht auf eine Luftdruckkorrektur reduziert, sondern eine Berücksichtigung der atmosphärischen Einflüsse, gemäß der vollständigen klimatischen Korrektur (vgl. Abschnitt 3.6.2) präferiert. Die klimatische Korrektur ist wiederum vom kürzesten Entladungsweg abhängig, welcher zum „Zeitpunkt der Spezifikation“ üblicherweise nicht bekannt ist (vgl. [38]). Dies bedingt, dass typischerweise Vereinfachungen erforderlich werden. Additiv folgt zumeist als weitere Annahme, dass „Einflüsse der Umgebungstemperatur und -feuchte die Tendenz haben, sich gegenseitig aufzuheben“ [38]. Diese Annahme ist für Innenraumanwendungen siehe Abschnitt 2.1.2 und 2.1.3, insbesondere auch unter Berücksichtigung der Prüfspannungskorrekturen in Hochspannungslaboren, welche explizit Temperatur und Feuchte berücksichtigt, nicht uneingeschränkt zutreffend (Abschnitt 3.6.2).

Eine weitere Vereinfachung erfährt das Verfahren in [40] für LCC indem für Höhenlagen bis 1000 m die erforderliche Stehspannung ($RSIWV^{90}$, $RLIWV^{91}$, ...) direkt aus dem Stoßspannungsschutzpegel des Ableiters ($SIPL^{92}$, $LIPL^{93}$, ...) durch Multiplikation mit einem Faktor ($k_{RS} = \frac{RSIWV}{SIPL}$, $k_{RL} = \frac{RLIWV}{LIPL}$, $1,15 \leq k_{RS} \leq 1,20$, $1,15 \leq k_{RL} \leq 1,25$) angesetzt werden kann.

In derartigen Formulierungen ist eine klare Berücksichtigung des Auswahlkriteriums (vgl. Abbildung 2.1) noch nicht enthalten, welche insbesondere die Berücksichtigung einer akzeptablen Fehlerrate der Isolierung (auch unter wirtschaftlichen und betrieblichen Aspekten) umfasst. Darüber hinaus erfolgt lediglich eine vereinfachte klimatische Korrektur. Die im folgenden Abschnitt 4.1.1

⁹⁰ erforderliche Schaltstoßstehspannung (engl. Required Switching Impulse Withstand Voltage)

⁹¹ erforderliche Blitzstoßstehspannung (engl. Required Lightning Impulse Withstand Voltage)

⁹² Schaltstoßschutzpegel (engl. Switching Impulse Protective Level)

⁹³ Blitzstoßschutzpegel (engl. Lightning Impulse Protective Level)

vorgestellte Methode (vgl. ebenfalls [K1, K2]) ermöglicht es unter Beachtung des normativen Rahmens, eine vollständige Atmosphärenkorrektur der Auslegungsspannungen und die Berücksichtigung des Auswahlkriteriums im Zuge der Isolationskoordination vorzunehmen. Das vorgestellte Verfahren ist hierbei nicht auf den Einsatz bei HGÜ limitiert, sondern lässt sich unter Kenntnis von U_{rp} , K_{cd} und K_s zur Evaluation unterschiedlicher Isolationskonzepte, z. B. hinsichtlich etwaiger Kompensationseffekte bzw. bei allgemeinen Innenraumanwendungen, anwenden. Darüber hinaus wird es unter Nutzung des Verfahrens möglich, erforderliche Dimensionierungsabstände (Schlagweiten) verschiedener HGÜ-Projekten zu ermitteln sowie zu vergleichen und somit getroffene Dimensionierungsgrundlagen transparenter bewerten zu können. Mit dieser Zielsetzung erfolgt eine Diskussion der Berechnungsmethode in Abschnitt 4.1.2. Hierauf aufbauend, wird in Abschnitt 4.1.3 ein Verfahren zur Bestimmung von optimierter Luftbefeuchtung vorgestellt, welches es auf Basis der hiermit assoziierten verfestigenden dielektrischen Wirkung ermöglicht, Baugrößenvorteile bei HGÜ-Umrichteranlagen zu ermitteln. Vorliegendes Unterkapitel schließt mit einem Resümee in Abschnitt 4.1.4.

4.1.1 Methodenbasierte Schlagweitenberechnung und klimatische Korrektur von Auslegungsspannungen (MeSukKA)

Ausgehend von den durch Simulationen erhaltenen repräsentativen Spannungen und Überspannungen U_{rp} , werden im vorliegenden Verfahren weiterhin die Faktoren K_{cd} und K_s verwendet. Die Berücksichtigung einer akzeptablen Fehlerrate erfolgt nun unter statistischer Würdigung, sodass für die Auslegungsspannung U_{px} eines Isolationssystems mit einer Durchschlagwahrscheinlichkeit von p_x Prozent zunächst

$$U_{px} = K_{cd} K_s U_{rp} \quad (4.2)$$

gefordert wird. Bei einer exemplarischen Berücksichtigung von $K_{cd} = 1,1$, welches neben den Modellierungseinflüssen auch die Dauer und Form der Überspannung adressiert (siehe Diskussion in Abschnitt 2.1.1, sowie Unterkapitel 2.2 und 3.5) und $K_s = 1,05$ folgt aus der Multiplikation bereits 1,155 welches oberhalb der unteren Grenzen von k_{RS} und k_{RL} (siehe vorher) liegt.

Der Berücksichtigung atmosphärischer Einflüsse auf die dielektrische Festigkeit von Luftisolationen wird gemäß Abschnitt 3.6.2 mit dem Korrekturfaktor K_t Rechnung getragen, sodass sich für die Auslegungsspannung unter STC

$$U_{px,STC} = \frac{1}{K_t} \underbrace{K_{cd} K_s U_{rp}}_{U_{px}} \quad (4.3)$$

ergibt. In dieser Beziehung wird vorausgesetzt, dass es sich bei U_{px} um eine Durchschlagsspannung handelt, die unter den Betriebsbedingungen der HGÜ-Umrichterstation auftritt. Da die klimatischen Betriebsbedingungen in HGÜ-Umrichterstationen von den Normalbedingungen divergieren (vgl. Abschnitt 2.1.3), wird nun eine klimatische Korrektur auf STC vorgenommen um zugehörige Abstandsbemessungen (vgl. Abschnitt 3.6.1), welche lediglich bei STC gültig sind, durchzuführen. Die zur Abstandsdimensionierung erforderliche Bestimmung der 50%-Durchschlagsspannung einer

Stab-Platte Anordnung (Abschnitt 3.6.1) erfolgt unter Berücksichtigung, dass bei der dielektrischen Belastung U_{px} ein Durchschlag/Überschlag der Luftisolation lediglich mit einer Wahrscheinlichkeit von p_x Prozent erfolgen darf (siehe insbesondere Gleichung 3.74). Dieser Zusammenhang erlaubt nun die Einbindung der vorher angeführten statistischen Berücksichtigung des Auswahlkriteriums. Der für diese statistische Überführung erforderliche Parameter $n_z(p_x)$ folgt gemäß der statistischen Betrachtungen in Abschnitt 3.6.1 und unter Verwendung der Näherungen von $c = 0,03$ für LI und $c = 0,06$ für SI und CFT, sofern keine anderen Erkenntnisse vorliegen.

Die geometrische Überführung der vorliegenden Elektrodenanordnung in das zugehörige Stab-Platte Äquivalent erfolgt unter Verwendung eines allgemeinen Funkenstreckenfaktors K_G . Für diesen gilt unter Berücksichtigung der Impulsform (sofern keine weiteren Erkenntnisse vorliegen gemäß Abschnitt 3.6.1) $K_G = K$ für positive SI und CFT sowie $K_G = K_{ff}^+$ für positive LI. Entsprechend folgt:

$$U_{50,RP} = \frac{U_{50,STC}}{K_G} = \frac{U_{50}}{K_t K_G} = \frac{1}{K_t K_G} \underbrace{\frac{1}{1 - n_z(p_x) c}}_{f_{pxc}} U_{px} = \frac{1}{K_G} \underbrace{f_{pxc} \frac{1}{K_t} K_{cd} K_s U_{rp}}_{U_{px,STC}} \quad (4.4)$$

Eine Abstandbemessung ist somit unter Verwendung von Gleichung 3.67 bzw. 3.68 und der mathematischen Beziehungen nach 3.64, 3.65 und 3.66 direkt möglich, sofern die simulierten repräsentativen Überspannungen und daraus resultierenden Auslegungsspannungen U_{px} bei **STC** vorliegen, da hieraus $K_t = 1$ folgt und somit vorerst noch keine vollumfängliche Klimakorrektur erforderlich wird. Ein Anwendungsbeispiel für derartige Betrachtungen findet sich in Anhang A.6.1.

Unter Berücksichtigung der mathematischen Beziehungen 3.64, 3.65 und 3.66 folgt bei **STC** für den Einfluss der Parameter: $\frac{1}{K_G}$, f_{pxc} , K_{cd} , K_s auf den erforderlichen Abstand für Blitzstoßspannungen ein linearer Zusammenhang, bei Schaltstoßspannungen ein potenziertes Zusammenhang $\left(\frac{10}{6}\right)$ und für CFT im weiteren Sinne gar ein exponentieller Zusammenhang.

Werden die in Abschnitt 2.1.3 thematisierten atmosphärischen Betriebsbedingungen berücksichtigt, so ist vor der Abstandsdimensionierung zunächst eine Überführung der zugehörigen Spannungen auf **STC** mittels K_t vorzunehmen. Dies ist nur unter Berücksichtigung der Einschränkungen der normativen klimatischen Korrektur gemäß Abschnitt 3.6.2 möglich.

Unter Kenntnis der Aufstellungshöhe lässt sich mittels Gleichung 3.81 bzw. 3.82 der vorherrschende Luftdruck beziffern. Abhängig von meteorologischen Bedingungen kann dieser zwischen 91 % und 107 % des berechneten Wertes schwanken (siehe Abschnitt 3.6.2), sodass entsprechende Luftdruckabschätzungen vorgenommen werden können. Auf Basis von Betriebserfahrungen von LCC-Anlagen ergeben sich nach Abschnitt 2.1.3 Betriebstemperaturen von 35 °C bis 60 °C bei relativen Luftfeuchten von (minimal) $R_t = 10$ %. Unter Verwendung von Beziehung 3.80 sind daher die notwendigen Eingangsgrößen für die Bestimmung der Klimakorrekturparameter δ_i nach Gleichung 3.77 und k nach Gleichung 3.78 bekannt.

Die Bestimmung der erforderlichen Exponenten m_t und w_t erfordert zunächst die Bestimmung der Hilfsgröße g_t , welche gemäß Beziehung 3.79 sowohl Angaben über U_{50} bei den „Laborbedingungen“ als auch über den minimalen Entladungsweg L erfordert. Unter der Annahme dass innerhalb der Atmosphärenkorrektur keine Veränderung der statistischen Verteilungsfunktion vorliegt⁹⁴, ist U_{50} mittels Gleichung 4.4 und unter Berücksichtigung des Auslegungskriteriums bestimmbar, es fehlt jedoch insbesondere eine Angabe für L . Der minimale Entladungsweg ist eng mit dem minimalen Elektrodenabstand/der Schlagweite d verknüpft. Die hieraus resultierende Abhängigkeit macht daher eine direkte Klimakorrektur unmöglich.

Eine Lösung dieser wechselseitigen Abhängigkeit wird in einem iterativen Prozess ermöglicht, so dass eine geschlossene, reproduzierbare und vergleichbare Form der Isolationskoordination erzielt wird. Der prinzipielle Ablauf ist in Abbildung 4.1 dargestellt und zusammengefasst. Der numerisch, mathematische Verfahrensablauf der Schlagweitenberechnung und die klimatische Korrektur der Auslegungsspannungen findet sich in Abbildung 4.2. Die Rückgabegröße dieser Berechnung ist neben dem erforderlichen Elektrodenabstand d darüber hinaus eine für diesen Abstand atmosphärisch korrigierte Auslegungsspannung $U_{px,STC}$. Ein Anwendungsbeispiel sowie die damit verbundenen Möglichkeiten der Berechnungsüberprüfung der vorgestellten methodenbasierten Schlagweitenberechnung und klimatischen Korrektur von Auslegungsspannungen befindet sich in Anhang A.6.2.

Der iterative Berechnungsprozess wird wiederholt bis die Voraussetzung $L_v < d_v$ nicht mehr erfüllt ist (siehe Schritt 7 in Abbildung 4.1 bzw. Abfragebedingung in Abbildung 4.2). Dies besagt, dass der verwendete kürzeste Entladungsweg zur klimatischen Korrektur L_v erstmals größer oder identisch mit dem erforderlichen Elektrodenabstand d_v zur Beherrschung der Stehspannung ist. In äquivalenter Formulierung folgt, dass der Iterationsabbruch erfolgt sobald $L_v \geq d_v$ und somit für den minimalen Entladungsweg L mindestens der minimal erforderliche Elektrodenabstand d gewählt wurde, welcher unter den vorliegenden atmosphärischen Betriebsbedingungen erforderlich ist, um dem Auswahlkriterium zu genügen.

Die Berechnungsdauer ist direkt mit der Wahl des Iterationsinkrements ξ verknüpft (siehe Abbildung 4.2). Gleichermaßen bestimmt ξ die erwachsende Abweichung zwischen L_v und d_v , welches im Idealfall in der letzten durchgeführten Iteration zu $L_v \approx d_v$ führt. Aus diesem Grunde wird die Verwendung von $\xi \leq 10^{-4}$ m empfohlen; Berechnungen mit einer Auflösung eines Millimeters (vgl. [K1, K2]) zeigen ebenfalls zufriedenstellende Ergebnisse. Selbst bei einfachster Realisierung in MATLAB mittels einer `while` Schleife erfolgt die Berechnung innerhalb weniger Sekunden. Zur Rechenzeitoptimierung sind z. B. Realisierungen mittels Schrittweitenanpassung in Abhängigkeit der Differenz zwischen L_v und d_v denkbar, alternativ kann durch geeignete Wahl von $L_{v=0}$ die Rechenzeit weiter verkürzt werden.

Soll darüber hinaus in Erweiterungen z. B. der Besonderheit der Durchschlagtrajektorie, welche durchaus vom minimalen geometrischen Abstand abweichen kann (vgl. [92]), Rechnung getragen werden, so ist dies z. B. mittels eines weiteren Faktors $k_d > 1$ möglich. Im Zuge der Prüfung des

⁹⁴ Entsprechende Untersuchungen und Betrachtungen motivieren künftige Arbeiten, siehe diesbezüglich auch die Diskussion atmosphärischer Einfluss auf den Durchschlagprozess (Abschnitt 2.1.3).

1. Netzanalyse zur Bestimmung von repräsentativen Spannungen und Überspannungen \mathbf{U}_{rp} und deren Zuordnung zu den Impulsformen: CFT ($U_{rp,CFT}$), SI ($U_{rp,SI}$), LI ($U_{rp,LI}$)

2. Definition von \mathbf{K}_{cd} und \mathbf{K}_s zur Ermöglichung der Berechnung von U_{px} je Impulsform.

3. Formulierung des Auswahlkriteriums auf Basis der Durchschlagwahrscheinlichkeit entweder direkt mittels n_z oder mittels p_x und der zugehörigen Approximation von $n_z(p_x)$ unter Nutzung statistischer Verteilungsfunktion gemäß Abschnitt 3.6.1. Bestimmung von f_{pxc} gemäß Gleichung 3.74 je Impulsform bei Verwendung der Näherungen von $c = 0,03$ für LI und $c = 0,06$ für SI und CFT, sofern keine anderen Erkenntnisse vorliegen.

$$f_{pxc} = \frac{1}{1 - n_z(p_x) c}$$

4. Berücksichtigung der meteorologischen Betriebsbedingungen, der Aufstellhöhe und der relativen Feuchte sowie der Temperatur während des Betriebs. Überführung der Kenngrößen in die für die klimatische Korrektur erforderlichen Größen T_c , p_t , h_t , Hilfsumrechnungen siehe Abschnitt 3.6.2. Berücksichtigung der Elektrodenformgebung durch den Funkenstreckenfaktor \mathbf{K}_G .

5. Ermittlung der Faktoren der Klimakorrektur δ_t , k . Für diese gelten unverändert die Beziehungen und Gültigkeitseinschränkungen gemäß Gleichungen 3.77 und 3.78.

$$\delta_t = \frac{p_t}{p_{STC}} \frac{273 + T_{STC}}{273 + T_c} \quad k = 1 + 0,010 \left(\frac{h_t}{\delta_t} - 11 \right)$$

6. Definition eines Startwertes für $L_{v=0}$ und $d_{v=0}$, sowie eines Iterationsinkrement ξ , z. B. $L_{v=0} = 0$ m, $d_{v=0} = \infty$ m, $\xi = 10^{-4}$ m.

7. Iterative Durchführung der klimatischen Korrektur und Schlagweitenberechnung bis zur Erfüllung der Abbruchbedingung (Schleifendurchlauf: v , mit $v \geq 1$). Die klimatische Korrektur von U_{px} zu $U_{px,STC}$ erfolgt unter Verwendung des iterativ anwachsenden kürzesten Entladungsweges $L_v = L_{v-1} + \xi$ in der mathematischen Beziehung für g_t gemäß Gleichung 3.79. Hierdurch wird eine vollständige Klimakorrektur ermöglicht und erlaubt eine Bestimmung von d_v mit den zugehörigen klimatisch korrigierten Spannungswerten. Wiederholung sofern $L_v < d_v$ gilt. Der Abbruch erfolgt sobald $L_v \geq d_v \Leftrightarrow d_v \leq L_v$ und endet mit der Zuweisung $L = L_v$, $d = d_v$

8. Gültigkeitsprüfung der klimatischen Korrektur und der Abstandsberechnung

9. Ausgabe der Ergebnisse für d und der klimatisch korrigierten Stehspannung $U_{px,STC}$

Abbildung 4.1: Prinzipieller Ablauf der methodenbasierten Schlagweitenberechnung und klimatischen Korrektur von Auslegungsspannungen (MeSukKA). Erforderliche Eingangsparameter zur Berechnung sind **fett** gekennzeichnet.

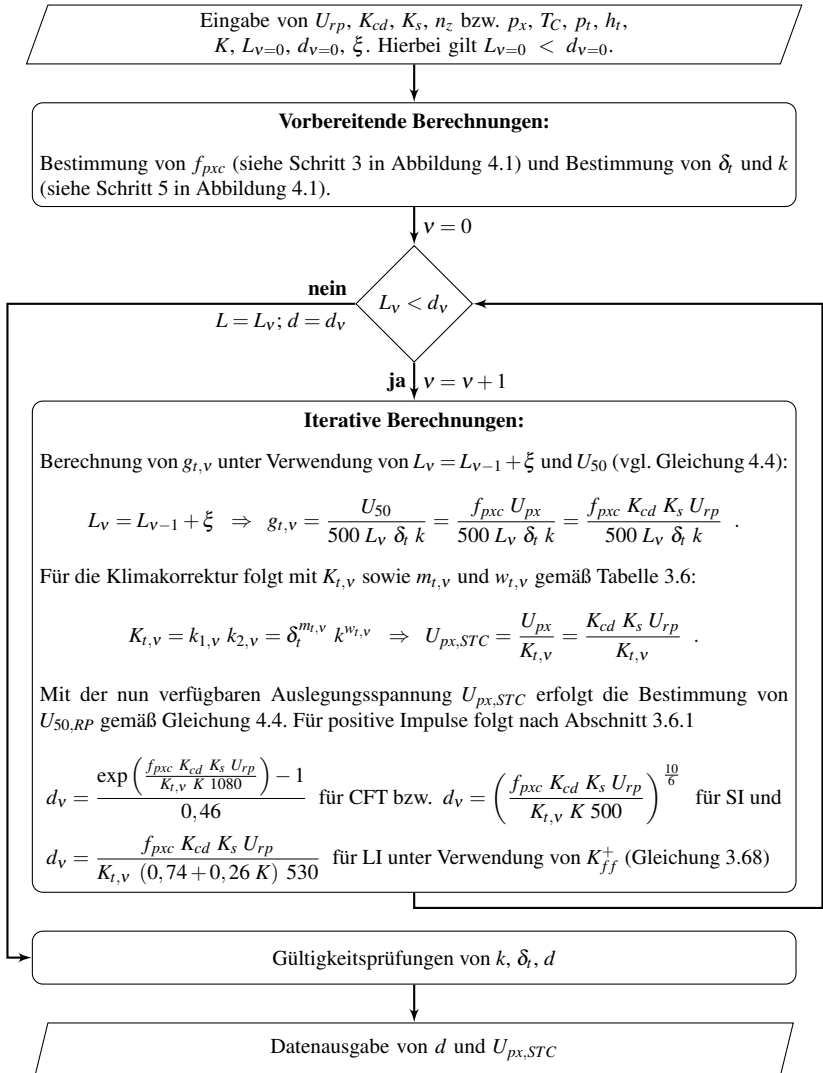


Abbildung 4.2: Numerisch, mathematischer Verfahrensablauf der methodenbasierten Schlagweitenberechnung und klimatischen Korrektur von Auslegungsspannungen (MeSukKA).

Abbruchkriteriums wird in diesem Fall die Beziehung $L_V < k_d d_V$ berücksichtigt. Hierdurch wird eine Verlängerung der Durchschlagtrajektorie und somit des geringsten Entladungswegs gegenüber der geometrischen Länge um den Faktor k_d angenommen.

4.1.2 Diskussion der Berechnungsmethode und exemplarische Ergebnisse

Die Verzahnung und wechselseitige Abhängigkeit zwischen Klimakorrektur und Berechnung des Elektrodenabstands führt zu Wechselwirkungen, von denen einige exemplarisch vorgestellt werden sollen. Für alle Berechnungen wird $K_{cd} = 1,1$, $K_s = 1,05$, $L_{V=0} = 0$ m und $d_{V=0} = \infty$ m sowie $\xi = 10^{-4}$ m angenommen.

Von einer Verallgemeinerung von Einflüssen und daraus resultierenden „generalisierten Auslegungsempfehlungen“ wird bewusst, aufgrund dieser wechselseitigen Abhängigkeiten, abgesehen. Die vorhandenen Abhängigkeiten, nichtlineare Eigenschaften der Berechnungen und das Vorhandensein von abschnittsweise definierten Funktionen (Zuordnung von m_i und w_i vgl. Tabelle 3.6) würden dann wiederum dazu führen, dass derartige „generalisierten Auslegungsempfehlungen“ starken Gültigkeitseinschränkungen unterliegen würden. Vielmehr ist aufgrund dessen die vorgestellte Berechnungsmethode (Abschnitt 4.1.1) stets unter Berücksichtigung der tatsächlichen Eingangsparameter für die vorliegenden Konfigurationen anzuwenden. Im Folgenden wird die Verzahnung und das Auftreten von nichtlinearen Überlagerungen auf Basis des bestimmten Elektrodenabstands d , welcher mit $U_{px,STC}$ verknüpft ist, illustriert.

Die resultierenden Ergebnisse werden im Wesentlichen qualitativ diskutiert, da grundsätzliche Zusammenhänge betrachtet werden und nicht die detaillierte quantitative Analyse von Abstandsveränderungen für die betrachteten Einzelfälle von Relevanz ist.

Analyse variierender atmosphärischer Eingangsdaten: Szenarien

Zunächst wird angenommen, dass es durch eingebrachte Klimatechnik gelingt den Innenraum einer HGÜ-Umrichterstation bei T_{STC} und h_{STC} zu klimatisieren. Der Einfluss des Luftdrucks wird im Bereich $815 \text{ hPa} < p_t < 1090 \text{ hPa}$ in 25 hPa Schritten dargestellt. Hierbei korrelieren 815 hPa ca. mit dem minimalen Luftdruck bei einer Aufstellhöhe von 1000 m oberhalb der Meereshöhe unter Berücksichtigung von meteorologischen Schwankungen; der Nominaldruck beträgt hier ca. 896 hPa und der Maximaldruck ca. 959 hPa. Auf Meereshöhe ergibt sich ein Minimaldruck von 922 hPa, ein Maximaldruck von 1084 hPa und ein Nominaldruck von 1013 hPa.

Gemäß den Ausführungen im statistischen Teil von Abschnitt 3.6.1 werden $n_z = 2$, $n_z = 4$ und $n_z = 5$ betrachtet. Auf Basis der Normalverteilung gemäß Gleichung 3.72 entspricht dies $p_x \approx 2,275 \%$, $p_x \approx 0,003167 \%$ und $p_x \approx 2,867 \cdot 10^{-5} \%$. Für den Funkenstreckenfaktor gilt zunächst $K = 1$ sowie $U_{rp} = 650 \text{ kV}$ für alle Impulsformen. Die Ergebnisse für den erforderlichen Elektrodenabstand sind in Abbildung 4.3a dargestellt.

Im nächsten Szenario wird bei konstantem Luftdruck von $p_t = 1013$ hPa ein Ausfall der Klimatechnik betrachtet. Für diesen Fall wird angenommen, dass nach einem Betrieb bei T_{STC} und h_{STC} , die Temperatur bis $T_C = 60$ °C ansteigt, jedoch keine Befeuchtung der Luft erfolgt, wodurch die Luftfeuchte kontinuierlich h_{STC} beträgt. Ein hiermit etwaig zusätzlich assoziierbarer Druckanstieg oder damit verbundene Konsequenzen wird für diese Studie vernachlässigt. Dieses Szenario geht demnach mit einem Abfall der relativen Luftfeuchte (Gleichung 3.80) von $R_t \approx 63,8$ % bei T_{STC} bis zu $R_t \approx 8,5$ % bei $T_C = 60$ °C einher. Es werden ebenfalls $n_z = 2$, $n_z = 4$ und $n_z = 5$ betrachtet. Für den Funkenstreckenfaktor gilt erneut $K = 1$ sowie $U_{rp} = 650$ kV für alle Impulsformen. Die Ergebnisse für den erforderlichen Elektrodenabstand sind mit einer Temperaturschrittweite von 5 °C in Abbildung 4.3b dargestellt.

Anschließend wird die Auswirkung einer Variation der absoluten Feuchte auf den erforderlichen Elektrodenabstand betrachtet, diese wird unter Annahme von $T_C = T_{STC}$ und $p_t = p_{STC}$ innerhalb des zugehörigen Gültigkeitsbereichs von k (vgl. Gleichung 3.78) von $1 \text{ g/m}^3 \leq h_t \leq 20 \text{ g/m}^3$ in Abbildung 4.3c dargestellt. Der gewählte Variationsbereich entspricht einer relativen Luftfeuchte gemäß Gleichung 3.80 von ca. $5,8$ % $\leq R_t \leq 116$ %. Die Werte oberhalb von 100 % sind physikalisch nicht plausibel, werden jedoch aufgrund des dennoch gültigen Wertebereichs von k angegeben. Der Einfluss einer konstanten relativen Feuchte auf den erforderlichen Elektrodenabstand im Temperaturbereich von $T_C = 20$ °C bis $T_C = 60$ °C ist für $p_t = 1013$ hPa in Abbildung 4.3d dargestellt. Hierbei wird ebenfalls $n_z = 2$, $n_z = 4$ und $n_z = 5$ betrachtet. Für den Funkenstreckenfaktor gilt ebenso $K = 1$ sowie $U_{rp} = 650$ kV für alle Impulsformen.

Analyse variierender atmosphärischer Eingangsdaten: Ergebnisse und Diskussion

Jeder der in Abbildung 4.3 visualisierten Datenpunkte entspricht einer Berechnung gemäß des in Abbildung 4.2 dargestellten Verfahrens. Dies legt in der programmiertechnischen Realisierung von MeSukKA eine entsprechende Automatisierung nahe⁹⁵. Die in Abbildung 4.3b und 4.3c angegebenen Datenpunkte sind alle im Gültigkeitsbereich der Klimakorrektur gemäß Abschnitt 3.6.2, selbiges trifft mit wenigen Ausnahmen auf Abbildung 4.3a zu. Die Ausnahmen bilden die Werte für LI bei den Drücken von 1065 hPa und 1090 hPa - für diese Fälle wird der Gültigkeitsbereich von k_1 verletzt (Gleichung 3.76). Deutliche Gültigkeitseinschränkungen liegen in Abbildung 4.3d vor. Die Berechnungen sind mit einer Temperaturschrittweite von 5 °C durchgeführt worden und für alle Datensätze ab Temperaturen von $T_C \geq 35$ °C werden Gültigkeitsverletzungen gemäß Gleichung 3.78 für das h_t/δ_t Verhältnis identifiziert, sodass dieser Bereich mit einer roten Linie gekennzeichnet ist. Die Gültigkeitseinschränkung der Abstandsberechnung für LI ($d \geq 1$ m) wird durch eine entsprechende Limitation der Darstellung sichergestellt.

Die auftretenden Gültigkeitseinschränkungen sind nicht der vorgestellten Berechnungsmethode zuzuschreiben, sondern vielmehr den derzeit verfügbaren Modellen und Korrekturverfahren zur Behandlung von Klimaeffekten auf Durchschlagprozesse (vgl. Abschnitt 2.1.3). Die vorgestellte Berechnungsmethode ist, insbesondere auch unter Berücksichtigung des gewählten Konvergenz-

⁹⁵ Die Automatisierung in der vorliegenden Arbeit erfolgt durch einlesen von Tabellendateien, welche die Eingangsdatensätze enthalten, die wiederum nach Abschluss der Berechnungen um die Ausgabedaten vervollständigt werden.

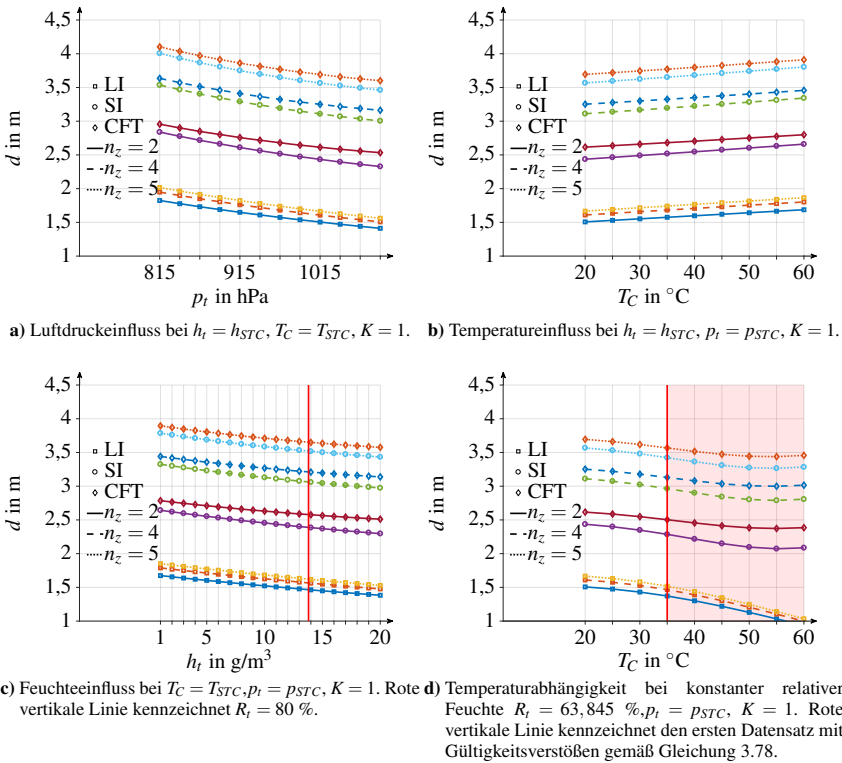


Abbildung 4.3: Illustration des Einflusses von Luftdruck, Temperatur und absoluter oder relativer Luftfeuchte auf die erforderliche Schlagweite/Elektrodenabstand. Für alle Fälle gilt $K_{cd} = 1,1$, $K_s = 1,05$, $L_{v=0} = 0$ m und $d_{v=0} = \infty$ m und $\xi = 10^{-4}$ m, $U_{rp} = 650$ kV.

kriteriums der Berechnungen, anschlussfähig und eignet sich daher zur Berücksichtigung von weiteren und neuen Erkenntnissen. Hierbei stellen nichtlineare und lediglich abschnittsweise definierte Funktionen keine Hürden dar, da diese Handhabbarkeit bereits innerhalb der vorliegenden iterativen Berechnungen nachgewiesen wurden.

Der nichtlineare und reziproke Einfluss des Luftdrucks und die hieraus resultierende Abstandszunahme bei Luftdruckabnahme wird in Abbildung 4.3a deutlich. Hieraus folgt, dass Luftdruck und Abstand nicht linear miteinander verknüpft sind. Gleichermaßen würde im vorliegenden Fall, sofern eine Luftdruckabsenkung von 1015 hPa auf 915 hPa (Absenkung auf 90,15 %, somit deutlicher als die meteorologische Schwankung) betrachtet wird, eine reziproke und proportionale Abstandverlängerung um Faktor 1,11 zu konservativen Ergebnissen führen, da der relative Abstandszuwachs für LI ca. Faktor 1,10 beträgt und für SI in Abhängigkeit des gewählten n_z die Bereiche von

1,05...1,07 sowie für CFT die Bereiche 1,05...1,06 annimmt. Hierbei sei abermals betont, dass dies im vorliegenden Beispiel gilt, jedoch keinesfalls Allgemeingültigkeit angenommen werden darf.

Ebenfalls zeigt sich, dass der Einfluss des Luftdrucks auf den erforderlichen Elektrodenabstand an die Impulsform gekoppelt ist. Besonders anschaulich zeigt sich dies bei Luftdruckzunahme, z. B. an dem Auseinanderstreben der Kurven von SI und CFT bei $n_z = 2$. Diese Beobachtungen sind auch dem Einfluss des minimalen Entladungswegs L in der Bestimmung von g_t geschuldet, für welche bei Iterationsabbruch ungefähr $d_v \approx L_v$ gilt und somit die Nichtlinearität der Berechnung des Elektrodenabstands Einfluss nimmt.

Während eine Luftdruckabnahme zu einer Vergrößerung des Elektrodenabstands führt, folgt dies ebenfalls bei steigenden Temperaturen. Dieser Temperatureinfluss scheint für das betrachtete Szenario nahezu linear ⁹⁶ und äußert sich ebenfalls, wie bereits für den Druckeinfluss diskutiert, in Abhängigkeit der betrachteten Impulsform (siehe z. B. SI und CFT bei $n_z = 2$). Weiterführende, exemplarische Analysen hinsichtlich der Nichtlinearität der Berechnungsmethodik finden sich in Anhang A.6.3.

Unter Berücksichtigung der identifizierten Nichtlinearitäten (vgl. auch Anhang A.6.3) wird deutlich, dass Effekte der Klimakorrektur auch für verschiedene Impulsarten linear wirken können, diese aber dennoch, insbesondere aufgrund der wechselseitigen Verzahnung der statistischen Beziehungen zur Klimakorrektur und Abstandsermittlung inkl. der Berücksichtigung des minimalen Entladungswegs, komplexen Wechselwirkungen unterliegen. Daher sind Schlussfolgerungen die z. B. eine Abstandsvergrößerung direkt linear proportional mit einer Reduktion einer Durchschlagswahrscheinlichkeit assoziieren nicht zulässig (ohne umfangreiche Einschränkungen und Gültigkeitsbereiche auch hinsichtlich der atmosphärischen Bedingungen).

Der in Abbildung 4.3c dargestellte Feuchteinfluss auf den erforderlichen Elektrodenabstand muss zunächst eine erhebliche Gültigkeitseinschränkung erfahren. Mit $p_t = p_{STC}$ und $T_C = T_{STC}$ folgt gemäß Gleichung 3.77 $\delta_t = 1$, sodass h_t im Gültigkeitsbereich von k gemäß Gleichung 3.78 mit $1 \text{ g/m}^3 < \frac{h_t}{\delta_t} < 20 \text{ g/m}^3$ vorliegt. Dennoch wird in [63] festgestellt, dass bei Feuchten oberhalb von ca. 80 % Unregelmäßigkeiten der Durchschlagsspannung beobachtbar werden. Diese Grenze ist für die betrachtete Temperatur von $T_C = 20 \text{ °C}$ bei ca. $13,8 \text{ g/m}^3$ erreicht und durch die rote vertikale Linie in Abbildung 4.3c dargestellt ⁹⁷.

⁹⁶ Unter Zuhilfenahme von Approximationsanalysen lassen sich grundsätzlich nichtlineare Temperaturabhängigkeiten und Eigenschaften der berechneten Daten für LI, SI und CFT identifizieren.

⁹⁷ Additiv gilt es künftig unter Berücksichtigung von [99] die dort festgestellten Applikationsgrenzen der Feuchtekorrektur gemäß [63] zu berücksichtigen, welche insbesondere für geringe $\frac{h_t}{\delta_t}$ Verhältnisse sowie für Elektrodenanordnungen der Form Toroid-Ebene in Erscheinung treten.

Der grundsätzliche Feuchteinfluss zeigt sich im weitesten Sinne erneut nichtlinear⁹⁸. Es gilt, dass sich für das betrachtete Szenario wiederum einzig für LI beobachten lässt, dass K_I unabhängig vom gewählten n_z ist. Es zeigt sich, dass mit zunehmender Feuchte eine Abstandsreduktion einhergeht. Werden nun die mathematischen Beziehungen der Klimakorrektur genauer (Abschnitt 3.6.2) betrachtet, so gilt für den Klimakorrekturfaktor K_I bei Stoßspannungen der mathematische Zusammenhang

$$K_I = k_1 k_2 = \delta_t^{m_t} k^{w_t} = \left(\frac{p_t}{p_{STC}} \frac{273 + T_{STC}}{273 + T_C} \right)^{m_t} + \left(1 + 0,010 \left(\frac{h_t}{\frac{p_t}{p_{STC}} \frac{273 + T_{STC}}{273 + T_C}} - 11 \right) \right)^{w_t} \quad (4.5)$$

$$= \underbrace{\left(\frac{p_t}{p_{STC}} \right)^{m_t} \left(\frac{273 + T_{STC}}{273 + T_C} \right)^{m_t}}_{\text{Luftdichte-Korrekturfaktor}} + \underbrace{\left(1 + 0,010 \left(\left(h_t \frac{p_{STC}}{p_t} \frac{273 + T_C}{273 + T_{STC}} \right) - 11 \right) \right)^{w_t}}_{\text{Luftfeuchte-Korrekturfaktor}}, \quad (4.6)$$

sofern die Gültigkeitsgrenzen $0,8 < k_1 < 1,05$ und $1 \text{ g/m}^3 < \frac{h_t}{\delta_t} < 20 \text{ g/m}^3$ erfüllt sind.

Der Einfluss des Luftfeuchte-Korrekturfaktors lässt sich für einen gegebenen Luftdruck durch Forderung einer bestimmten Feuchte (h_t in g/m^3) in Abhängigkeit der Temperatur, die die Bedingung

$$\left(h_t \frac{p_{STC}}{p_t} \frac{273 + T_C}{273 + T_{STC}} \right) - 11 \stackrel{!}{=} 0 \quad \Rightarrow \quad h_t \stackrel{!}{=} 11 \left(\frac{p_t}{p_{STC}} \frac{273 + T_{STC}}{273 + T_C} \right) \quad (4.7)$$

erfüllt, egalisieren. Aus Gleichung 4.7 folgt somit, dass, um den Luftfeuchte-Korrekturfaktor in der Klimakorrektur vernachlässigen zu können, gar eine Abnahme der Luftfeuchte mit steigender Temperatur erforderlich wird. Hierdurch wird zwar ein Verzicht auf den Korrekturfaktor ermöglicht, die Beobachtung, dass üblicherweise ein Anstieg der Durchschlagspannung mit Erhöhung der Luftfeuchte und Luftdichte einher geht (vgl. [63]), lässt sich hiermit jedoch nicht abbilden.

Unter Verwendung der Feuchtebeziehung gemäß Bedingung 4.7 ergeben sich unter sonst identischen Randbedingungen im Vergleich zur Untersuchung des Temperatureinflusses (Abbildung 4.3b), im vorliegenden Fall lediglich marginale Abstandsveränderungen. Diese resultieren, dem dielektrischen Verständnis folgend, in Abstandsvergrößerungen, welche für LI im Mittel 0,75 % (max: 1,5 %), für SI im Mittel 0,52 % (max: 1,2 %) und für CFT im Mittel 0,44 % (max: 1 %), gegenüber Abbildung 4.3b betragen, daher wird auf eine separate grafische Darstellung verzichtet.

Hieraus zeigt sich, dass zwar mathematisch eine Vernachlässigung des Luftfeuchte-Korrekturfaktors erzielt werden kann, sich dies jedoch nicht in geringeren Abständen niederschlägt, da nun der Einfluss der Luftdichte-Korrektur an Bedeutung gewinnt. Dies folgt wiederum aus dem Wertebereich der Exponenten m_t und w_t , welche auf Basis der Berechnung von g_t (Gleichung 3.79) erfolgt und somit auch eine Abhängigkeit von δ_t und k vorweist.

Die Beobachtungen, dass bei Zunahme der absoluten Luftfeuchte (vgl. Abbildung 4.3c) eine Abstandsreduktion und bei Zunahme der Temperatur (vgl. Abbildung 4.3b) eine Abstandszunahme erforderlich wird, bestätigen grundsätzlich die in [38] getroffenen Annahmen, dass sich für Freiluftanwendungen die Korrekturen von Luftfeuchte und Temperatur gegenseitig aufheben (vgl.

⁹⁸ Unter Zuhilfenahme von Approximationsanalysen lassen sich grundsätzlich nichtlineare Temperaturabhängigkeiten und Eigenschaften der berechneten Daten für LI, SI und CFT identifizieren.

Abchnitt 2.1.3), da warme Luft ein höheres Wasseraufnahmevermögen hat. Einzig das Wasseraufnahmevermögen ist jedoch unzureichend, vielmehr muss die Wasseraufnahme auch entsprechend erfolgen. Für eine vollständige Kompensation der Temperatur- und Feuchteinflüsse muss der mathematischen Beziehung $\delta_t^{m_t} k^{w_t} = \text{const}$ für einen Temperatur- bzw. Feuchtwertebereich entsprochen werden. Hierbei ist die Trivillösung durch $m_t = w_t = 0$ erzielbar, welche sich für $g_t < 0,2$ ergibt. Dies geht z. B. mit entsprechend großen „minimalen Entladungslängen L^* “ einher, welches dann wiederum im Widerspruch zu einer kompakten Bauweise steht. Zur Abstandsreduktion soll daher der Einfluss der relativen Feuchte im Folgenden diskutiert werden.

Der Einfluss der Temperatur auf Abstandsabhängigkeiten, sofern eine konstante relative Luftfeuchte im Temperaturbereich von $T_C = 20\text{ °C}$ bis $T_C = 60\text{ °C}$ vorliegt, ist für $p_t = 1013\text{ hPa}$ in Abbildung 4.3d dargestellt. Die Berechnung der Luftfeuchte folgt Gleichung 3.80 mit $R_t = 63,845\%$ (11 g/m^3 bei $T_C = 20\text{ °C}$ und Steigerung auf $82,8\text{ g/m}^3$ bei $T_C = 60\text{ °C}$). Die durchgeführte Klimakorrektur ist für alle Wertepaare einschließlich und oberhalb von $T_C = 35\text{ °C}$ außerhalb des Gültigkeitsbereichs und somit in Abbildung 4.3d mit einer roten Linie gekennzeichnet (letzter gültiger Datensatz bei $T_C = 30\text{ °C}$, da eine Temperaturschrittweite von 5 °C gewählt wurde). Es zeigt sich, dass in Abhängigkeit der vorliegenden Feuchte eine Kompensation und durchaus auch eine Überkompensation des Temperatureinflusses erzielbar sind. Für diese Klimatisierungsszenarien gilt, dass bei Anstiegen der Betriebstemperatur eine Luftbefeuchtung und bei Absenkungen der Betriebstemperatur eine entsprechende Lufttrocknung vorzunehmen ist. Kondensationserscheinungen und Feuchtesteigerungen oberhalb von 80% sind durch Befeuchtungs- und Trocknungskonzepte für den zuverlässigen Betrieb auszuschließen. Aus diesen Beobachtungen folgert, dass die Vorgabe von erforderlichen Luftfeuchten ein Werkzeug zur erfolgreichen Abstandsreduktion sein kann. Hierfür erforderliche Verfahren zur Bestimmung einer optimierten Luftbefeuchtung werden in Abschnitt 4.1.3 vorgestellt und diskutiert.

Geometrische und Statistische Einflüsse: Szenarien

Für den Wertebereich des Funkenstreckenfaktors zur Adressierung der Elektrodenform gilt gemäß Abschnitt 3.6.1, $K = 1 \dots 1,9$. Hierbei werden für Gap-Faktoren $K \geq 1,45$ Durchschlagsspannungen beobachtet, welche bei negativer Polarität geringer als bei positiver Polarität sind⁹⁹. Ob dieses Zusammenhangs bildet, unter Berücksichtigung der verfügbaren „Ingenieurmodelle“ zur Abstandapproximation mit der Gültigkeit für positive Impulsspannungen, $K \approx 1,45$ die Gültigkeitsgrenze für die betrachteten Abstandsberechnungen. Aus diesem Grund wird der Einfluss des Funkenstreckenfaktors durch die untere Grenze $K = 1$, die obere Grenze $K = 1,45$ und mit einem mittig innerhalb dieses Intervalls befindlichen $K = 1,225$ abgebildet. Die Atmosphärenparameter werden vergleichbar zu den in Abbildung 4.3b dargestellten Ergebnissen mit Temperaturbezug gewählt. Für den Luftdruck gilt $p_t = p_{STC}$, ebenfalls liegt eine konstante absolute Feuchte $h_t = h_{STC}$ bei drei unterschiedlichen Temperaturen $T_C = [20; 40; 60]$ vor. In Ergänzung hierzu wird zur Adressierung der statistischen Einflüsse auf den erforderlichen Abstand durch eine Variation von $n_z = [2; 4; 5]$ Rechnung getragen.

⁹⁹ $K \geq 1,45$ bildet die konservative, untere Grenze. Es gibt durchaus Literaturangaben, für welche diese mit $K > 1,6$ beziffert wird [74].

Der Einfluss dieser betrachteten Szenarien lässt sich konsistent vergleichen, sofern nun der erforderliche Elektrodenabstand d gegenüber den Simulationsergebnissen der repräsentativen Spannungen und Überspannungen U_{rp} dargestellt wird. Hierbei gilt unverändert $K_{cd} = 1,1$, $K_s = 1,05$, $L_{v=0} = 0$ m, $d_{v=0} = \infty$ m und $\xi = 10^{-4}$ m. Die Ergebnisse sind in Abbildung 4.4 dargestellt.

Geometrische und Statistische Einflüsse: Ergebnisse und Diskussion

Sämtliche der in Abbildung 4.4 dargestellten Ergebnisse befinden sich im Gültigkeitsbereich der klimatischen Korrektur nach Abschnitt 3.6.2. Unter Berücksichtigung der Abstandsapproximation gemäß der Gleichungen 3.64, 3.65 und 3.66 sind die Gültigkeitsbereiche (vgl. Abschnitt 3.6.1) für LI bei $d < 1$ m und für SI bei $d < 2$ m in Abbildung 4.4 grau hinterlegt, wodurch ein Verstoß gegenüber dem Gültigkeitsbereich verdeutlicht wird. Für CFT ist die untere Grenze ebenfalls, in Einklang mit SI, zu $d < 2$ m gewählt und entsprechend eingefärbt worden.

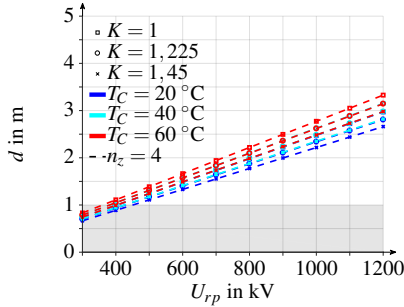
Die Darstellungsform $d(U_{rp})$ greift die Beziehung nach Gleichung 4.4 auf, sodass sowohl die Faktoren K_{cd} , K_s und K_t und f_{pxc} Berücksichtigung finden bevor eine entsprechende Abstandsrechnung durchgeführt wird. In Abbildung 4.4 wird unmittelbar ersichtlich, dass die für LI erforderlichen Abstände lediglich Bruchteile derer betragen, welche für SI und CFT erforderlich sind (Skalierung der Achsen einzig für LI zu besseren Darstellung angepasst).

Zunächst lassen sich einige wesentliche Gemeinsamkeiten erarbeiten: Die Berechnungen für LI, visualisiert in den Abbildungen 4.4a und 4.4b, zeigen sich unter Berücksichtigung der Abstandsrechnung (Gleichung 3.65) „im weitesten Sinne“ linear (grundsätzlich vorhandene Nichtlinearitäten aufgrund der betrachteten atmosphärischen Variationen). In Einklang mit den vorher thematisierten Klimaeinflüssen, führen für alle Impulsformen erhöhte Betriebstemperaturen stets zu erhöhten erforderlichen Elektrodenabständen. Dieser Einfluss zeigt sich für SI und CFT deutlich nichtlinear und gekoppelt an den Funkenstreckenfaktor K . Grafisch lässt sich dies anschaulich in den Abbildungen 4.4c und 4.4e erkennen, in denen der Abstand der farbigen Kurven untereinander mit steigendem Funkenstreckenfaktor zunimmt. Das Auftreten dieser Beobachtung ist wiederum durch die Berechnung von g_r begünstigt, in welcher sowohl L und, aufgrund des Abbruchkriteriums der Berechnungsmethode, implizit auch K sowie die Parameter k und δ , Einfluss nehmen.

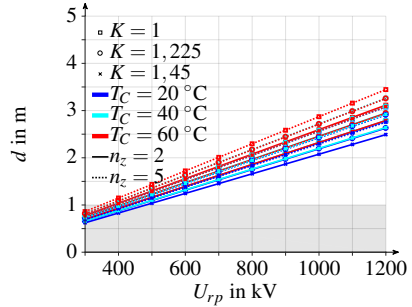
Die Elektrodenform, berücksichtigt durch K , nimmt maßgeblichen Einfluss auf den erforderlichen Abstand. Für minimale Abstände empfehlen sich maximale Funkenstreckenfaktoren. Da für $K \geq 1,45$ für negative Impulsbeanspruchungen Durchschlagsspannungen festgestellt werden, welche unterhalb derer für positive liegen (Abschnitt 3.6.1) bildet $K \approx 1,45$ nicht nur die Gültigkeitsgrenze der vorgestellten Berechnungen. Vielmehr stellt demnach ein Funkenstreckenfaktor im Bereich von $K \approx 1,4$ das theoretische Designoptimum zur Realisierung einer HGÜ-Umrichterstation mit optimal reduzierten Elektrodenabständen zur Umsetzung einer möglichst kompakten Bauform dar, welche es gewährleistet, positive Impulsbeanspruchungen sicher zu beherrschen¹⁰⁰.

Die Relevanz der Eingangsgröße des Funkenstreckenfaktors lässt sich daran illustrieren, dass dieser durchaus im Stande ist, die gewählten klimatischen Einflüsse zu egalisieren.

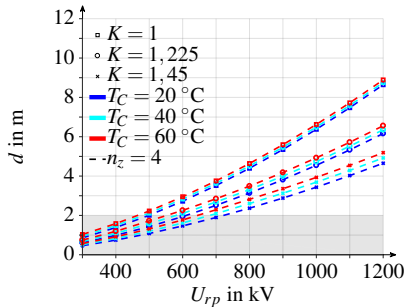
¹⁰⁰ Unter dieser Annahme, lassen sich daher mit gegenwärtigem Stand des Wissens „worst case“ Abstandsdimensionierungen durchführen indem stets die auftretenden Impulsbeanspruchungen unabhängig von der eigentlich vorliegenden Polarität als positiv angenommen werden.



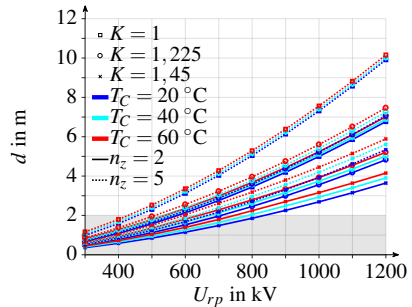
a) LI: Variation des Funkenstreckenfaktors K und der Temperatur T_C bei $n_z = 4$ und $h_t = h_{STC}$.



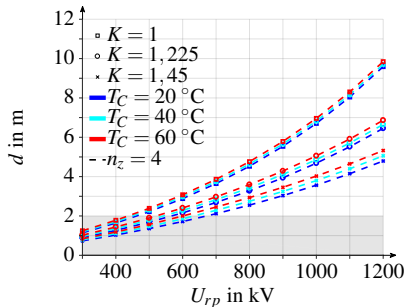
b) LI: Variation des Funkenstreckenfaktors K , der Temperatur T_C und $n_z = [2; 5]$ bei $h_t = h_{STC}$.



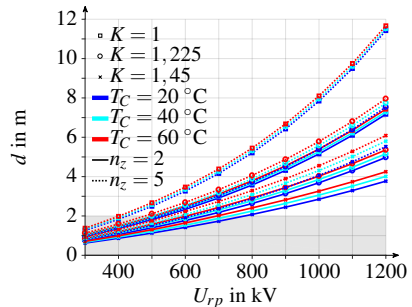
c) SI: Variation des Funkenstreckenfaktors K und der Temperatur T_C bei $n_z = 4$ und $h_t = h_{STC}$.



d) SI: Variation des Funkenstreckenfaktors K , der Temperatur T_C und $n_z = [2; 5]$ bei $h_t = h_{STC}$.



e) CFT: Variation des Funkenstreckenfaktors K und der Temperatur T_C bei $n_z = 4$ und $h_t = h_{STC}$.



f) CFT: Variation des Funkenstreckenfaktors K , der Temperatur T_C und $n_z = [2; 5]$ bei $h_t = h_{STC}$.

Abbildung 4.4: Illustration des Einflusses des Funkenstreckenfaktors K auf die erforderliche Schlagweite/den Elektrodenabstand unter Berücksichtigung verschiedener Temperaturen und Anzahl erforderlicher Standardabweichungen. Für alle Fälle gilt $K_{cd} = 1$, $K_s = 1,05$, $L_{v=0} = 0$ m, $d_{v=0} = \infty$ m und $\xi = 10^{-4}$ m.

Exemplarisch liegt für $n_z = 4$ bei LI in Abbildung 4.4a für die Kurven $T_C = 20\text{ °C}$, $K = 1$, $T_C = 40\text{ °C}$, $K = 1,225$ und für $T_C = 60\text{ °C}$, $K = 1,45$ nahezu eine vollständige Überlagerung vor. Dies erlaubt es bei Optimierung (Vergrößerung) des Funkenstreckenfaktors, bei Beibehaltung der gewählten Durchschlagwahrscheinlichkeit, die Betriebstemperatur zu steigern. Dies impliziert jedoch im Umkehrschluss, dass, sofern eine Auslegung unter der Annahme $K = 1,45$ erfolgt und die tatsächlich verbauten Komponenten jedoch lediglich $K = 1,225$ vorweisen, eine Reduktion der maximal zulässigen Betriebstemperatur erfolgen muss, um weiterhin der gewünschten Durchschlagwahrscheinlichkeit entsprechen zu können. Für SI und CFT sind diese Effekte in dieser Deutlichkeit für die betrachteten Szenarien nicht gegeben.

Für diese Fälle, aber auch für LI zeigt sich deutlicher, dass zu optimistische Schätzungen des Funkenstreckenfaktors zu Lasten des Dimensionierungskriteriums und somit zu einer gesteigerten Durchschlagwahrscheinlichkeit führen (Abbildungen 4.4b, 4.4d und 4.4f). Erfolgt beispielhaft die Auslegung und Realisierung für SI (vgl. Abbildung 4.4d) bei $T_C = 60\text{ °C}$ und $U_{rp} = 1000\text{ kV}$ unter der Annahme $K = 1,45$ so folgt ein erforderlicher Abstand $d = 4,453\text{ m}$. Liegt nun jedoch in der realisierten Anordnung ein tatsächlicher (z. B. experimentell bestimmter) Funkenstreckenfaktor von $K = 1,225$ vor, so geht dies mit einem erforderlichen Abstand von $d = 5,602\text{ m}$ ($\Delta d = +1,149\text{ m}$) einher um weiterhin der zu $n_z = 5$ zugehörigen Durchschlagwahrscheinlichkeit zu entsprechen. Für $K = 1,225$ folgt für $n_z = 4$ weiterhin ein Abstand ($d = 4,926\text{ m}$) welcher, trotz gesteigerter Durchschlagwahrscheinlichkeit, oberhalb ($\Delta d = +0,473\text{ m}$) des realisierten Abstandes liegt. Für $n_z = 2$, $K = 1,225$ beträgt der Abstand $d = 3,924\text{ m}$ ($\Delta d = -0,529\text{ m}$). Hieraus lässt sich für das resultierende Dimensionierungskriterium $2 < n_z < 4$ abschätzen, woraus eine deutliche Steigerung der Durchschlagwahrscheinlichkeit folgt. Eine genauere Analyse ist für derartige Fälle ist z. B. mittels MeSukKA durch einen Parametervariationsstudie (Parametersweep) von n_z möglich, sodass sich für solche Situationen die tatsächlich vorliegende Durchschlagwahrscheinlichkeit p_x , respektive die nun gültige Anzahl realisierter Standardabweichungen n_z , bestimmen lässt. Aufgrund des bereits eingangs (Beginn Abschnitt 4.1.2) thematisierten exemplarischen Charakters wird auf eine weiterführende, detailliertere, Ausführung zugunsten der Platzrestriktionen der vorliegenden Arbeit verzichtet. Dies umfasst auch die Darstellung der diskutierten Erweiterbarkeit, sofern Abweichungen zwischen L und d Berücksichtigung finden sollen (vgl. Abschnitt 4.1.1).

4.1.3 Verfahren zur Bestimmung von optimierter Luftbefeuchtung

Mit Bezug auf Abbildung 4.3d wird deutlich, dass Temperatureinflüsse durchaus mittels geeigneter Luftbefeuchtung kompensiert werden können. Dies führt zur Frage, welche Gestalt eine hierfür geeignete Luftbefeuchtungstrajektorie in Abhängigkeit der Temperatur $h_t(T_C)$ aufweisen muss. Die mathematischen Rahmenbedingungen sind bereits im vorherigen Abschnitt thematisiert, sodass $\delta_t^{m_t} k^{w_t} = \text{const}$ für einen Temperatur- und Feuchtwertebereich gesprochen werden muss.

Neben dieser mathematischen Optimierungsbedingung ist es möglich diese Herausforderung mit einem verhältnismäßig anschaulichem Verfahren zu lösen und hierbei den Blick für die Anwendungseinschränkungen, die aufgrund der Verzahnung der unterschiedlichen Eingangsgrößen auf die MeSukKA resultieren, zu wahren. Zur Bestimmung einer optimierten $h_t(T_C)$ Kennlinie, die unter Berücksichtigung der vorliegenden Nichtlinearitäten eine weitgehende Kompensation des Tempe-

atureinflusses und damit einhergehende Abstandsvergrößerung ermöglicht, wird folgendes Basisverfahren vorgestellt und exemplarisch illustriert:

- Unter Berücksichtigung der bestimmten repräsentativen Überspannungen U_{rp} und der gewählten Faktoren K_{cd} , K_s , n_z oder p_x wird unter Einbeziehung des vorliegenden Betriebsdrucks der Anlage p_t der Einfluss von T_C und h_t separat gemäß MeSukKA (vgl. Abbildungen 4.1 und 4.2) untersucht und visualisiert. Hierbei sind durchaus auch Untersuchungen für verschiedene Wertebereiche von n_z bzw. Betriebsdruckbereiche p_t , etc. möglich.
 - Exemplarisch ist dies bereits in den Abbildungen 4.3b und 4.3c für $p_t = p_{STC}$ für einen Wertebereich von $n_z = [2; 4; 5]$ erfolgt. Hierbei gelten die Annahmen $K_{cd} = 1$, 1 , $K_s = 1,05$, $L_{v=0} = 0$ m und $d_{v=0} = \infty$ m und $\xi = 10^{-4}$ m und $U_{rp} = 650$ kV.
- Unter Verwendung von linearer Approximationsanalyse lassen sich nun Ausgleichgeradensteigungen bestimmen, die, für den betrachteten Analysebereich, eine optimale Annäherung darstellen. Hierzu werden der Einfluss der Temperatur auf den Abstand $d_T(T_C)$ und der Einfluss der Luftfeuchte auf den Abstand $d_h(h_t)$ separat voneinander betrachtet. Aus diesen Steigungswerten lassen sich nun (je Impulsform) entsprechende Mittelwerte bestimmen, sodass ein linearisierter Zusammenhang für die Abstandsveränderungen $\frac{\Delta d_T}{\Delta T_C}$ und $\frac{\Delta d_h}{\Delta h_t}$ folgt.
 - Aus den Abbildungen 4.3b und 4.3c folgt im vorliegenden Fall im Mittel für den Betrachteten Wertebereich $n_z = [2; 4; 5]$:
 - LI: $\frac{\Delta d_T}{\Delta T_C} \approx 4,8 \frac{\text{mm}}{^\circ\text{C}}$ und $\frac{\Delta d_h}{\Delta h_t} \approx -16,2 \frac{\text{mm}}{\text{g/m}^3}$
 - SI: $\frac{\Delta d_T}{\Delta T_C} \approx 5,8 \frac{\text{mm}}{^\circ\text{C}}$ und $\frac{\Delta d_h}{\Delta h_t} \approx -18,3 \frac{\text{mm}}{\text{g/m}^3}$
 - CFT: $\frac{\Delta d_T}{\Delta T_C} \approx 5,1 \frac{\text{mm}}{^\circ\text{C}}$ und $\frac{\Delta d_h}{\Delta h_t} \approx -15,6 \frac{\text{mm}}{\text{g/m}^3}$
- Unter der Voraussetzung, dass die Vorzeichen von $\frac{\Delta d_T}{\Delta T_C}$ und $\frac{\Delta d_h}{\Delta h_t}$ verschieden sind, erfolgt nun die Einforderung der Kompensationsbedingungen: $\Delta d_T + \Delta d_h \stackrel{!}{=} 0$ mit derer sich das geforderte $\frac{\Delta h_t}{\Delta T_C}$ bestimmen lässt, woraus wiederum eine linearisierte $h_t(T_C)$ Kurve folgt. Diese Auswertung kann impulsformsensitiv (z. B. mit Fokus auf CFT, da dieser zu maximalen Elektrodenabständen führt) oder für alle Impulsformen gleichgewichtet im betrachteten Temperaturbereich erfolgen.
 - Im Beispiel gemäß Abbildungen 4.3b und 4.3c wird eine für alle Impulsformen gleichgewichtete Anpassung der Luftfeuchte durchgeführt. Es folgt aus den obigen Einzelanalysen ein Mittelwert von: $\frac{\Delta d_T}{\Delta T_C} \approx 5,2 \frac{\text{mm}}{^\circ\text{C}}$ und $\frac{\Delta d_h}{\Delta h_t} \approx -16,7 \frac{\text{mm}}{\text{g/m}^3}$, sodass unter der Kompensationsbedingung für $\frac{\Delta h_t}{\Delta T_C} \approx 0,31 \frac{\text{g}}{\text{m}^3 \cdot ^\circ\text{C}}$ folgt. Es ergibt sich, dass bei einer Temperatursteigerung von 1°C durchschnittlich ein Luftfeuchteanstieg von $0,31 \text{ g/m}^3$ erfolgen muss, damit es nicht zu einem Anwachsen des erforderlichen Elektrodenabstands kommt. Die exemplarisch bestimmte $h_t(T_C)$ Kennlinie ist in Abbildung 4.5c visualisiert.
- Die bestimmte $h_t(T_C)$ Kennlinie wird in MeSukKA hinterlegt und die Berechnung abschließend erneut unter Berücksichtigung auch weiterer Parameter durchgeführt.

- Der resultierende Elektrodenabstand ist in Abbildung 4.5a abgebildet. Abschließend würde sich nun die Bestimmung der erforderlichen Luftdruckkorrektur anschließen, welche z. B. für $n_z = 4$ sich in Abbildung 4.5b befindet.

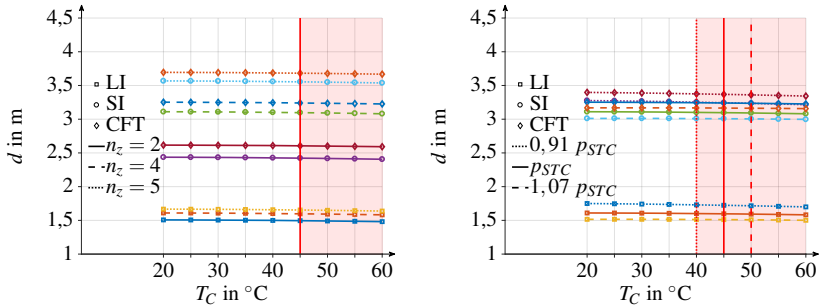
Diskussion der Ergebnisse

Abbildung 4.5a zeigt deutlich, dass es durch eine optimierte $h_t(T_C)$ Kennlinie gelingt, eine Kompensation, teilweise auch Überkompensation von Temperatur- und Luftfeuchteinflüssen auf die mittels MeSukKA ermittelten Elektrodenabstände zu erzielen. Die für das betrachtete Beispiel resultierende $h_t(T_C)$ Kennlinie ist in Abbildung 4.5c dargestellt. Neben der absoluten Feuchte ist ebenfalls die relative Feuchte abgebildet. Auf Basis dieser Kennlinie lässt sich nun für das betrachtete Szenario evaluieren, ob für Freiluftanwendungen am Aufstellort atmosphärisch derartige Zusammenhänge gegeben sind, welches demnach einen Verzicht auf Temperatur- und Luftfeuchtekorrektur, gemäß der Annahme in [38], legitimiert. Wird für Innenraumanwendungen eine Einhaltung der Kennlinie durch geeignete Klimatisierungstechnik sichergestellt, so lassen sich erhebliche Baugrößenreduktionen erzielen. Die Längeneinsparungen betragen für die betrachteten Beispiele mehr als 12 %. Hierbei reduzieren sich die erforderlichen Elektrodenabstände auf Werte die für LI im Mittel lediglich 93,8 % (min: 87,8 %), für SI im Mittel 96 % (min 90,5 %) und für CFT im Mittel 96,7 % (max: 92,6 %) der Abstände ohne optimierte $h_t(T_C)$ Kennlinie (Abbildung 4.3b) betragen. Die maximal erzielbare Längenreduktion nimmt mit steigender Temperatur zu. Hier wird der Kompensationseffekt mittels der optimierten $h_t(T_C)$ Kennlinie gegenüber der Abstände ohne optimierte $h_t(T_C)$ Kennlinie besonders deutlich und führt zu den angegebenen Minimalwerten.

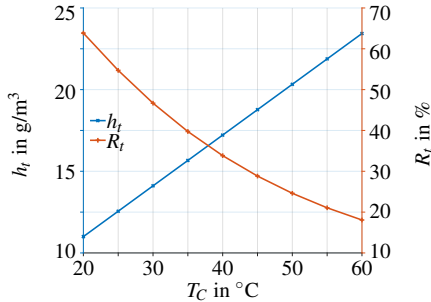
Für alle Kennlinien liegt bei der Verwendung von $h_t(T_C)$ eine Überkompensation vor, sodass die Abstände bei $T_C = 60^\circ\text{C}$ marginal unter denen von $T_C = 20^\circ\text{C}$ liegen, die hierbei resultierenden maximalen absoluten und prozentualen Reduktionen betragen für LI: 28,6 mm, 1,7 % bezogen auf $d(T_{STC})$; für SI: 30,2 mm, 1,2 % bezogen auf $d(T_{STC})$ und für CFT: 27 mm, 0,9 % bezogen auf $d(T_{STC})$. Dies unterstreicht abermals, dass trotz des gewählten Mittelwertes der approximierten Ausgleichgeradensteigungen zur Bestimmung von $\frac{\Delta h_t}{\Delta T_C}$ innerhalb der Klimakorrektur wiederum nichtlineare Effekte (vgl. Abschnitt 4.1.2) in Erscheinung treten (vgl. Anhang A.6.3).

Für die Klimatisierungstechnik gilt, dass Kondensationserscheinungen und Feuchtesteigerungen oberhalb von 80 % durch Befeuchtungs- und Trocknungskonzepte für den zuverlässigen Betrieb auszuschließen sind. Resultierende korrosive Eigenschaften und Auswirkungen auf Studien der Zuverlässigkeit, Verfügbarkeit, Instandhaltbarkeit und Sicherheit (RAMS¹⁰¹) gilt es unter Berücksichtigung der Anlagenanforderung separat zu bewerten. So zählt z. B. die Isolationskoordination bei Bahnanwendungen gemäß [289] zu den technischen Sicherheitsanforderungen, welche gemäß [288] in RAMS Studien für Bahnanwendungen zu berücksichtigen ist. Hieraus folgt im übertragenden Sinne, dass die Einbringung einer temperaturabhängigen Feuchteregeleung und deren Verfügbarkeit sich auf die Zuverlässigkeit, Verfügbarkeit, Instandhaltbarkeit und Sicherheit der HGÜ-Verbindung auswirken können. Die hieraus erwachsende wirtschaftliche Bewertung des Einsatz-

¹⁰¹ engl.: Reliability, Availability, Maintainability, Safety - vgl. [288, 289]



a) Temperatureinfluss bei Verwendung der ermittelten $h_t(T_C)$ Kennlinie, $p_t = p_{STC}$, $K = 1$, Rote vertikale Linie kennzeichnet den ersten Datensatz mit Gültigkeitsverstößen gemäß Gleichung 3.78. **b)** Temperatureinfluss bei Verwendung der ermittelten $h_t(T_C)$ Kennlinie, $n_z = 4$, $K = 1$ bei Variation des Drucks. Rote vertikale Linien kennzeichnet mit Druckbezug die ersten Datensätze mit Gültigkeitsverstößen gemäß Gleichung 3.78.



c) Ermittelte $h_t(T_C)$ Kennlinie und resultierende $R_t(T_C)$ Kennlinie.

Abbildung 4.5: Illustration des Einflusses von Luftdruck und Temperatur auf die erforderliche Schlagweite/Elektrodenabstand bei Einsatz optimierter Luftbefeuchtung. Für alle Fälle gilt $K_{cd} = 1,1$, $K_s = 1,05$, $L_{v=0} = 0$ m und $d_{v=0} = \infty$ m und $\xi = 10^{-4}$ m, $U_{rp} = 650$ kV.

nutzens sowie eine Bewertung dieser Zusammenhänge gemäß des RAMS-Prozesses wird in der vorliegenden Arbeit nicht vorgenommen.

Die Gültigkeitseinschränkungen der aktuell verfügbaren klimatischen Korrektur (Abschnitt 3.6.2) führen zu verschiedenen Limitationen. Die durchgeführte Klimakorrektur bei $p_t = p_{STC}$ in Abbildung 4.5a ist für alle Wertepaare oberhalb und einschließlich von $T_C = 45$ °C außerhalb des Gültigkeitsbereichs und somit mit einer roten Linie gekennzeichnet (letzter gültiger Datensatz bei $T_C = 40$ °C, da Temperaturschrittweite von 5 °C gewählt wurde). Dies entspricht einer Gültigkeitssteigerung gegenüber Abbildung 4.3d von ca. 10 °C, da nun eine moderatere Feuchtsteigerung eingesetzt wird. Diese Gültigkeitsgrenze erhält nun in Abhängigkeit des betrachteten Luftdrucks weitere Einschränkungen.

Auf Basis der bestimmten $h_t(T_C)$ Kennlinie wird in Abbildung 4.5b für ein definiertes $n_z = 4$ eine Evaluation des Druckeinflusses vorgenommen. Die Luftdruckvariation entspricht den meteorologischen Schwankungen des Normaldrucks auf Meereshöhe. Dies bildet daher den Einsatz einer optimierten Luftbefeuchtung einer HGÜ-Umrichterstation auf Meereshöhe (z. B. Offshoreapplikation) im Temperaturbereich von 20 °C bis 60 °C ab. Zunächst zeigt sich in Einklang mit den Ergebnissen aus Abbildung 4.3a, dass eine Luftdruckabnahme eine entsprechende Abstandsvergrößerung erfordert und eine Luftdruckzunahme eine entsprechende Reduktion ermöglicht. Deutlicher werden jedoch die Einschränkungen der Gültigkeit der klimatischen Korrektur (Abschnitt 3.6.2), diese tritt für $p_t = 0,91 p_{STC}$ bereits 5 °C eher ein (für alle Wertepaare oberhalb und einschließlich $T_C = 40$ °C - letzter gültiger Datensatz bei $T_C = 35$ °C); für $p_t = 1,07 p_{STC}$ erst 5 °C später (für alle Wertepaare oberhalb und einschließlich $T_C = 50$ °C - letzter gültiger Datensatz bei $T_C = 45$ °C). Zusätzlich zeigen die für LI bei $p_t = 1,07 p_{STC}$ und $T_C = [20, 25]$ °C berechneten Werte einen Verstoß gegenüber den Gültigkeitsrahmen von k_1 (vgl. Gleichung 3.76).

Die Vorteile möglicher Abstandsreduktionen durch optimierte Luftbefeuchtung stellen sich deutlich dar. Die genutzten Kompensationsbedingungen und das vorgestellte anschauliche Verfahren zur Bestimmung von optimierter Luftbefeuchtung führt im Beispiel zu Abstandsreduktionen von mehr als 12%. Es resultieren jedoch Gültigkeitsverstöße gegenüber der aktuell normativ definierten Klimakorrektur, da diese zum gegenwärtigen Zeitpunkt einen unzureichenden Gültigkeitsbereich vorweist. Die angenommene Gültigkeit der Extrapolation dieses Gültigkeitsbereichs gilt es zu prüfen und hierbei die in Abschnitt 2.1.3 durchgeführten Diskussionen zu berücksichtigen (vgl. u. a. [94, 99]), welche z. B. auch Applikationsgrenzen der normativen Feuchtekorrektur in Abhängigkeit von Elektrodengeometrien (Toroid-Ebene) sowie für geringe $\frac{h_t}{\delta}$ Verhältnisse formulieren. Insbesondere gilt es in diesem Zuge ebenfalls die normativ gemäß [38] getroffene Annahme für Freiluftisolationen, dass „Einflüsse der Umgebungstemperatur und -feuchte die Tendenz haben, sich gegenseitig aufzuheben“ zu hinterfragen und unter Berücksichtigung realer Klimamesswerte z. B. durch Vergleich mit Abbildung 4.5c zu überprüfen.

4.1.4 Resümee der vorgestellten Verfahren zur Isolationskoordination bei HGÜ

Die vorgestellten Methoden und Verfahren zur Isolationskoordination bei HGÜ lassen sich wie folgt zusammenfassen:

- Mit der vorgestellten methodenbasierten Schlagweitenberechnung und klimatische Korrektur von Auslegungsspannungen (MeSukKA) ist es unter Berücksichtigung der derzeit gültigen normativen Rahmenbedingungen möglich, erforderliche Designabstände und klimatisch korrigierte Auslegungsspannungen zu bestimmen. Die Einbindung von Erweiterungen, z. B. Verlängerung des minimalen Entladungswegs gegenüber der Schlagweite sowie Einpflegung weiterer Zusammenhänge auch im Hinblick auf Veränderungen der Verteilungsfunktion und somit auf f_{pxc} , kann Rechnung getragen werden. Hierbei ist der Einsatzzweck nicht auf HGÜ limitiert, sondern erlaubt grundsätzlich eine allgemeine Anwendung.

- Die Anwendbarkeit von MeSukKA während des Spezifikationsprozesses erlaubt es, die im Rahmen der Isolationskoordination erwachsende Schwierigkeit, welche aus dem Fehlen von Angaben über den kürzesten Entladungsweg resultiert, erfolgreich zu lösen.
 - Die Berücksichtigung des Auslegungskriteriums einer Isolation wird durch die Parameter n_z bzw. f_{pxc} transparent ermöglicht. Durch die Faktoren K_{cd} werden Annahmen im Hinblick auf die Simulationsgenauigkeit und durch K_s additive Sicherheiten eindeutig festgelegt.
 - Durch Verwendung des normativ definierten Klimakorrekturenfaktors K_t , entgegen einer vereinfachten Luftdruckkorrektur, wird darüber hinaus klar hervorgehoben, für welche atmosphärischen Bedingungen zum gegenwärtigen Zeitpunkt kein normativer Konsens im Hinblick auf die erwachsende klimatische Korrektur herrscht. Dies kann daher erforderliche Laboruntersuchungen motivieren respektive die Forderung nach additiven Sicherheitszuschlägen beinhalten.
 - Bestehende Isolationskonzepte für HGÜ lassen sich unter Verwendung von MeSukKA vergleichen, da gleichermaßen ein Rückschluss auf das gewählte Auslegungskriterium f_{pxc} bzw. n_z respektive auf K_{cd} sowie K_s ermöglicht wird.
 - Die Verwendung von MeSukKA ermöglicht die Abschätzung von Baugrößenvorteilen durch Optimierung (Vergrößerung) der eingesetzten Elektrodenformfaktoren.
 - Die Verwendung von MeSukKA ermöglicht die Erarbeitung von optimierten Strategien der Luftbefeuchtung, wodurch Baugrößenvorteile aber auch nachträgliche Korrekturen zur Erreichung des Auslegungskriteriums, erzielt werden können. Die Eignungsbewertung derartiger Applikationen bzw. Nachrüstungen erfolgt innerhalb von MeSukKA erneut unter Berücksichtigung des normativ verfügbaren Konsenses im Hinblick auf die erforderliche klimatische Korrektur.
- ⇒ Mit der vorgestellten Berechnungsmethode ist die Entwicklung eines Verfahrens, welches den Einsatz existierender „Ingenieurmodelle“ zur Dimensionierung von Mindestluftstrecken in HGÜ-Stromrichterstationen oder bei Innenraumanwendungen unter variierenden klimatischen Umgebungsbedingungen erlaubt, erfolgreich abgeschlossen. Durch die nun verfügbare Planungshilfe wird eine methodenbasierte Isolationskoordination auf Basis normativ definierter Überspannungen ermöglicht und ein wesentlicher Beitrag zur Vergleichbarkeit von gewählten Isolationsabständen, bei gleichzeitiger kritischer Würdigung der klimatischen Betriebsbedingungen bei HGÜ geschaffen.

4.2 Analyse auftretender Überspannungen an der Systemgrenze: Konverter-Übertragungsmedium

Die Analyse von im Fehlerfall auftretenden Spannungen und Überspannungen wird exemplarisch an der Systemgrenze Konverter-Übertragungsmedium vorgenommen. Die hierfür erforderlichen Fehlerfallsimulationen wurden vom „Institut für Elektroenergiesysteme und Hochspannungstechnik (IEH)“ des Karlsruher Institut für Technologie (KIT) durchgeführt (Details siehe [Z2]). Auf Basis der in Abschnitt 4.2.1 vorgestellten Szenariodefinition und der zugehörigen Simulationsdaten wird mit denen in Abschnitt 4.2.2 eingeführten Bewertungsverfahren eine erste Einflussanalyse der gewählten Übertragungstechnologie (Freileitung/Kabel) auf die Ausprägung der Überspannungsform vorgenommen. Darüber hinaus wird ein Vergleich zu den bisher normativ definierten Kategorien transienter Überspannungen (vgl. Unterkapitel 3.5) ermöglicht. Ein Ergebnisüberblick mit der zugehörigen Diskussion befindet sich in Abschnitt 4.2.3 bevor das Unterkapitel in Abschnitt 4.2.4 mit einem Resümee geschlossen wird.

4.2.1 Szenariodefinition und Simulationsdaten

Die Analyse im Fehlerfall auftretender Überspannungen wird am Beispiel eines Pol-Erde-Schlusses mit variabler Fehlerimpedanz durchgeführt. Die Nennspannung des betrachteten symmetrischen Monopol (HB) beträgt ± 320 kV (Nennwirkleistung: 1 GW, Nennblindleistung: 300 MVar, weitere Details: siehe [Z2]).

Die im Fehlerfall auftretenden Spannungen werden am (negativen) DC-seitigen Freileitungs- respektive Kabelabgang (DC-Klemme des Umrichters) betrachtet, während zum Zeitpunkt $t = t_{flt} = 1,45$ s ein Pol-Erde-Fehler am positiven Pol erfolgt. Der Eingriff von Leistungsschaltern auf der AC-Seite, respektive Erdungsmaßnahmen auf der DC-Seite, wird simulationsbasiert nicht bis zum maximalen Simulationszeitpunkt $t_{sim,max} = 1,84$ s = $t_{flt} + 390$ ms betrachtet. Zur grundsätzlichen Behandlung derartiger Einflüsse werden im Folgenden zwei Szenarien, welche die Betrachtung der resultierenden Impulse bis zum Zeitpunkt $t_{sim,red} = t_{flt} + 40$ ms und $t_{sim,max} = t_{flt} + 390$ ms adressieren, unterschieden. Hierbei erfolgt für den Betrachtungszeitpunkt $t_{sim,red}$ die Annahme, dass nach einer Zeitdauer von zwei AC-Netzspannungszyklen nach Fehlereintritt geeignete Gegenmaßnahmen (z. B. Öffnung der Leistungsschalter, definierte und geeignete Entladungsstrategien etc.) eingeleitet werden. Im Szenario $t_{sim,max}$ erfolgt dies erst nach 390 ms. Betrachtungen für die Fälle, sofern die Einleitung geeigneter Gegenmaßnahmen nach 60 ms und 100 ms erfolgt, sind in [Z2] ausgeführt. Die zu diesen Zeitpunkten eingeleiteten Gegenmaßnahmen werden in vorliegender Arbeit nicht betrachtet.

Als exemplarischer Repräsentant verschiedener Übertragungsszenarien agiert MMC 1 einmal als Leistungsenke und einmal als Leistungsquelle. Neben einer Übertragung mit einer 150 km langen Freileitung (F-150) werden die Auswirkungen einer Kabelübertragung mit Längen von 50 km (K-50), 100 km (K-100) und 150 km (K-150) betrachtet. Die Szenariovisualisierung befindet sich in Abbildung 4.6. Weitere Details zu den Szenarien und zur Simulation finden sich in [Z2].

A: Freileitungsübertragung der Länge 150 km **B:** Kabelübertragung der Längen 50/100/150 km

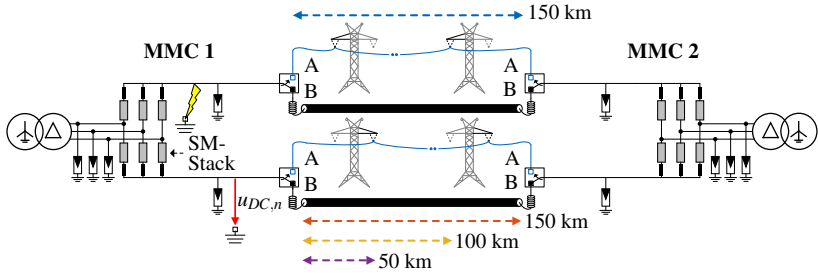
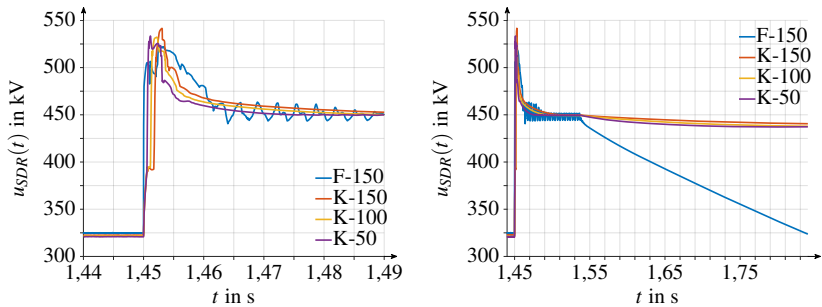


Abbildung 4.6: Darstellung der untersuchten MMC-HGÜ unter Berücksichtigung verschiedener Übertragungstechnologien (SM-Stack: Nachbildung der Submodule). Darstellung vgl. [Z2].

Aufgrund der Vielzahl an resultierenden Überspannungsverläufen werden die Daten zunächst für jede Übertragungstechnologie (F-150, K-150, K-100, K-50) in eine resultierende Spannungskurve ($u_{SDR}(t)$) vereinfacht (SDR: Signaldatenreduktion). Diese beinhaltet, mit der Zielsetzung eine generische Darstellung zu erreichen, lediglich die aufgetreten betragsmäßigen Maximalwerte der Spannungsverläufe ($|u_{DC,n}|$) ohne weiterhin eine Unterscheidung des betrachteten Leistungsfluss und der Fehlerimpedanz zu ermöglichen¹⁰². Die resultierenden betragsmäßigen Spannungsverläufe finden sich in Abbildung 4.7.



a) Betrachtung für die Simulationszeitdauer bis einschließlich $t_{sim,red}$. **b)** Betrachtung für die Simulationszeitdauer bis einschließlich $t_{sim,max}$.

Abbildung 4.7: Betrag der Maximalwerte der Spannungsverläufe in Abhängigkeit der gewählten Übertragungstechnologie und -länge ohne gesonderte Unterscheidung des Leistungsflussrepräsentanten und der Fehlerimpedanz.

¹⁰² Die Simulationsdaten, welche noch eine Unterscheidung von Leistungsfluss und Fehlerimpedanz ermöglichen, sind in [Z2] zu finden.

Die hier visualisierten, resultierenden betragsmäßigen Überspannungen (Abbildung 4.7) sind nicht unmittelbar als schlimmstmöglicher Fehlerfall zur Isolationsauslegung zu interpretieren. Es handelt sich vielmehr um eine mögliche Überspannungsform die bei mit MMC-HGÜ assoziierten Energieübertragungen resultieren kann und für welche die Eignung des Isolationsystems gewährleistet sein muss. Ebenfalls lässt sich an diesem Beispiel deutlich der Einfluss der Übertragungstechnologie selbst auf die resultierende Überspannung illustrieren.

4.2.2 Untersuchungs- und Bewertungsverfahren

Die quantifizierte Untersuchung der resultierenden Überspannungsformen erfordert verschiedene Approximations-, Bewertungs- und Analysemethoden. Die für diese Zwecke erarbeiteten und angewendeten mathematischen Zusammenhänge werden im Folgenden dargestellt und finden sich ebenfalls in [Z2].

Approximation der Überspannungen

Zur Analyse der auftretenden Überspannung und deren Übereinstimmung mit normativen Überspannungsformen wird Kurvenapproximationsanalyse (Curve Fitting) verwendet. Den Ausgangspunkt bildet diesbezüglich die Lösung der Stoßkreisdifferentialgleichung gemäß Abschnitt 3.5.1, Gleichung 3.55 in vereinfachter Form

$$u(t) = U_A \cdot (e^{-\alpha_1 t} - e^{-\alpha_2 t}), \quad (4.8)$$

sodass hierdurch ebenfalls die Möglichkeit etwaiger synthetischer Labornachbildungen unter Einsatz von Stoßspannungen diskutiert werden kann. Unter Zuhilfenahme dieser Gleichung wird die Übereinstimmung mit einem normativen SI, mit einem allgemeinen doppeltexponentiellen Impuls (DEI - engl. Double Exponential Impulse) und mit einem überlagerten doppeltexponentiellen Impuls (SDEI - engl. Superimposed Double Exponential Impulse) untersucht¹⁰³. Hierbei gilt folgendes Vorgehen (vgl. [Z2]):

- **SI-Approximation:**

Gleichung 4.8 wird an die Daten gemäß Abbildung 4.7 unter Zuhilfenahme kleinster Fehlerquadrate gefittet. Die Parameter α_1 und α_2 sind für SI festgelegt (vgl. Abschnitt 3.5.1). Einziger Freiheitsgrad bildet U_A , sodass hierdurch eine für den Betrachtungshorizont, unter Berücksichtigung der kleinsten Fehlerquadrate, optimale Größe erhalten wird. Es folgt der Zeitverlauf: $u_{SI}(t)$. Zur Lösungsbestimmung wird der trust-region-reflective Algorithmus (TRR) eingesetzt, der Levenberg-Marquardt Algorithmus eignet sich bei Verwendung geeigneter Startwerte gleichermaßen.

- **DEI-Approximation:**

Gleichung 4.8 wird an die Daten gemäß Abbildung 4.7 unter Zuhilfenahme kleinster Fehlerquadrate gefittet (Algorithmus: TRR). Freiheitsgrad bilden α_1 , α_2 und U_A . Es folgt der Zeitverlauf: $u_{DEI}(t)$. Die hieraus resultierenden Kurven beinhalten sowohl den DC-Anteil vor dem Fehler, als auch den transienten Fehleranteil.

¹⁰³ Zur Einführung der Begrifflichkeit ist auf Fußnote 74 in Abschnitt 3.5.1 verwiesen.

- **SDEI-Approximation:**

In Abschnitt 3.5.2 sind die Grundlagen überlagerter Impulsprüfungen ausgeführt. Zu diesem Zweck wird zunächst der DC-Anteil vor Fehlereintritt $U_{DC,F}$ bestimmt und von den Kurven gemäß Abbildung 4.7 subtrahiert. An die verbleibende, um den DC-Anteil reduzierte, Impulsgröße wird Gleichung 4.8 unter Zuhilfenahme kleinster Fehlerquadrate gefittet (Algorithmus: TRR). Freiheitsgrad bilden α_1 , α_2 und U_A . Es folgt der Zeitverlauf: $u_{SDEI}(t)$.

Bewertungsmethodik der Überspannungsapproximation

Zur Bewertung der Überspannungsapproximation werden zwei Kenngrößen verwendet (vgl. ebenfalls [Z2]). In Anlehnung an die Theorie des „Flächengesetzes“ (vgl. Abschnitt 2.1.2) ¹⁰⁴ werden die Spannungs-Zeit-Flächen der approximierten Spannungsverläufe $u_i(t)$ mit denen der simulierten Spannungsverläufe $u_{SDR}(t)$ mittels des Parameters $q_{Fit,A}$:

$$q_{Fit,A} = \left(\int_{t_{fti}}^{t_{eval}} u_i(t) dt \right) \cdot \left(\int_{t_{fti}}^{t_{eval}} u_{SDR}(t) dt \right)^{-1} \quad (4.9)$$

ins Verhältnis gesetzt. Hierbei gilt zur Bewertung der SI-Approximation $u_i(t) = u_{SI}(t)$, bei Bewertung der DEI-Approximation $u_i(t) = u_{DEI}(t)$ und bei SDEI gilt $u_i(t) = u_{SDEI}(t) + U_{DC,F}$. Der Flächeninhalt von $u_{SDR}(t)$ folgt mittels trapezoider numerischer Integration, wohingegen die Flächeninhalte für u_i mittels der Stammfunktion ermittelt werden. Der Einsatz des Parameters t_{eval} ermöglicht es darüber hinaus, die Impulsnachbildung für einen vom Betrachtungszeitraum ($t_{sim,red}, t_{sim,max}$) verschiedenen Zeitraum zu evaluieren (Evaluierungszeitraum), wodurch flexible Bewertungshorizonte ermöglicht werden.

Zur Bewertung der Approximation der Maximalspannung durch die gewählten Funktionen werden die Maximalwerte der gefitteten Funktionen $\hat{u}_i(t)$ mit denen der simulierten Daten \hat{u}_{SDR} mittels $q_{Fit,max}$

$$q_{Fit,max} = \frac{\hat{u}_i(t)}{\hat{u}_{SDR}} \quad (4.10)$$

verglichen. Hierbei gelten die gleichen Beziehungen für $u_i(t)$ wie bereits für Gleichung 4.9.

Methode zur Einflussanalyse der Übertragungstechnologie und Übertragungslänge

Die Analyse des Einflusses der gewählten Übertragungstechnologie und der Übertragungslänge erfolgt durch Quotientenbildung der erhaltenen Impulsapproximationen für die verschiedenen Szenarien (F-150, K-150, K-100, K-50). Hierbei werden der Quotient der Scheitelzeiten ¹⁰⁵ q_p , der Rückenhalfwertzeiten ¹⁰⁶ q_2 , der gesamten Impuls-Spannungszeitfläche (ohne etwaigen DC-Offset) $q_{A,\infty}$ und der Spannungszeitfläche (inkl. DC-Offset) innerhalb des Evaluierungszeitraums $q_{A,t_{eval}}$

¹⁰⁴ Entgegen der Formulierung nach [68] wird jedoch auf die Einführung einer Bezugsspannung verzichtet, wodurch lediglich die Anlehnung an das „Flächengesetzes“ resultiert; nicht jedoch Verknüpfungen zu erwarteten Durchschlagspannungen o. Ä. hergestellt werden können.

¹⁰⁵ Zeit bis zum Maximalwert/Scheitel des Impulses.

¹⁰⁶ Zeit bis zum nach dem Scheitelwert liegenden Zeitpunkt, wenn die Spannung erstmalig auf die Hälfte des Maximal-/Scheitelwertes abgesunken ist.

verwendet. Aufgrund der Verhältnisbildung resultiert jeweils eine Impulsgröße im Zähler (Index: z) und eine Impulsgröße im Nenner (Index: n). [Z2] Es gilt:

$$q_p = \frac{t_{p,z}}{t_{p,n}} \tag{4.11}$$

$$q_2 = \frac{t_{2,z}}{t_{2,n}} \tag{4.12}$$

$$q_{A,\infty} = \left(\int_{t_{flt}}^{t \rightarrow \infty} u_{i,z}(t) dt \right) \cdot \left(\int_{t_{flt}}^{t \rightarrow \infty} u_{i,n}(t) dt \right)^{-1} \tag{4.13}$$

$$q_{A,eval} = \left(\int_{t_{flt}}^{t_{eval}} u_{i,z}(t) dt \right) \cdot \left(\int_{t_{flt}}^{t_{eval}} u_{i,n}(t) dt \right)^{-1} . \tag{4.14}$$

Die Parameter für t_p und t_2 folgen aus der numerischen Lösung von Gleichung 4.8 unter Berücksichtigung der jeweils regessierten/vorliegenden Parameter für U_A , α_1 , α_2 .

4.2.3 Ergebnisüberblick und Diskussion

Im Folgenden werden die erhaltenen Ergebnisse vorgestellt und diskutiert, hierzu werden die im vorherigen Abschnitt (Abschnitt 4.2.2) vorgestellten Methoden genutzt. Die im folgenden Abschnitt dargestellten Ergebnisse finden sich teilweise ebenfalls in [Z2].

Überspannungsapproximation

Die zur Approximation der Überspannungen genutzten Zeitintervalle sind mit den Zeitdauern ohne Gegenmaßnahmen verknüpft (z. B. ohne Öffnung der AC-Leistungsschalter, ohne definierte Erdungsstrategien vgl. Abschnitt 4.2.1).

Unter der Annahme, dass zunächst keinerlei derartige Maßnahmen im Zeitbereich der Simulation erfolgen, werden die Simulationsdaten $u_{SDR}(t)$ im Zeitbereich $t_{flt} \leq t \leq t_{sim,max}$ betrachtet und zur Approximationsanalyse verwendet. Die zugehörigen Impulsparameter finden sich in Tabelle 4.1. Die Visualisierung für eine 150 km lange Freileitung ist in Abbildung 4.8a und für eine 150 km lange Kabelübertragung entsprechend in Abbildung 4.8b.

	SI	DEI			SDEI			
	\hat{u} in kV	t_p in μ s	t_2 in ms	\hat{u} in kV	t_p in μ s	t_2 in ms	$\hat{u} + U_{DC,F}$ in kV	\hat{u} in kV
F-150	946,2	35	704,2	477,5	140	136,8	492,7	168,2
K-150	852,1	675	6424,1	456,0	5775	1657,8	456,9	134,4
K-100	873,4	675	5756,4	455,1	4125	1517	455,8	134,1
K-50	898,7	675	5622	453,7	2550	1503,5	454,2	133,4

Tabelle 4.1: Impulskenngößen bei Anwendung der Approximationsmethoden für den Zeitbereich $t_{flt} \leq t \leq t_{sim,max}$. Daten: vgl. [Z2].

Unter der Annahme, dass nach der Zeitdauer von zwei Netzspannungsperioden entsprechende Gegenmaßnahmen getroffen werden, werden die Simulationsdaten innerhalb des Zeitbereichs $t_{flt} \leq t \leq t_{sim,red}$ betrachtet und zur Approximationsanalyse verwendet. Die durch die Gegenmaßnahme hervorgerufene Auswirkung auf die Spannungsausprägung wird nicht betrachtet. Die zugehörigen Impulsparameter finden sich in Tabelle 4.2. Die Visualisierung für eine 150 km lange Freileitung findet sich in Abbildung 4.8c und für eine 150 km lange Kabelübertragung entsprechend in Abbildung 4.8d.

	SI	DEI			SDEI			
	\hat{u} in kV	t_p in μ s	t_2 in ms	\hat{u} in kV	t_p in μ s	t_2 in ms	$\hat{u} + U_{DC,F}$ in kV	\hat{u} in kV
F-150	946,2	40	203,1	497,1	155	58,4	500,3	175,8
K-150	852,1	900	486,8	475,1	4775	90,1	482,8	160,3
K-100	873,4	950	377,1	476,9	3425	88,5	481,4	159,7
K-50	898,7	900	328,9	477,1	2100	89,3	479,2	158,3

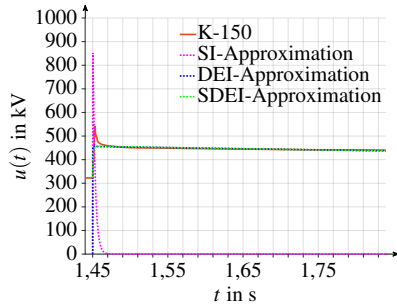
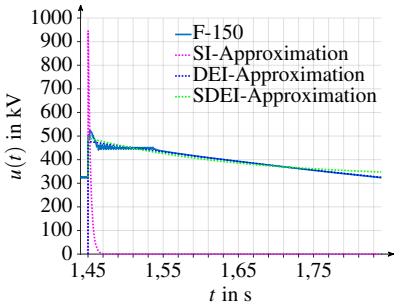
Tabelle 4.2: Impulskenngrößen bei Anwendung der Approximationsmethoden für den Zeitbereich $t_{flt} \leq t \leq t_{sim,red}$. Daten vgl. [Z2].

Vergleicht man den Einfluss der betrachteten Zeitintervalle gemäß Tabellen 4.1 und 4.2, so fällt zunächst auf, dass die Maximalspannungswerte des SI hiervon unberührt bleiben, welches auf das Gütekriterium des Fittings (kleinste Fehlerquadrate) und den Freiheitsgrad der Approximationsfunktion zurückzuführen ist. Die offensichtlich unbefriedigende Nachbildung der auftretenden Spannungsform mit einem SI (approximiert nach den gewählten Kriterien) zeigt sich in Abbildung 4.8 deutlich. Der erwachsende Maximalwertfehler resultiert aus der Tatsache, dass im Zuge der SI-Approximation einzig U_A gemäß Gleichung 4.8 einen Freiheitsgrad darstellt, um den quadratischen Fehler zwischen dem SI und den visualisierten Simulationsdaten (F-150, K-150, ...) zu minimieren.

Die Impulsarten DEI und SDEI zeigen in dieser Hinsicht gemäß Abbildung 4.8 deutlich bessere Eignungen. Für DEI Impulse ist auffallend, dass gemäß Tabellen 4.1 und 4.2 ein kürzerer Betrachtungszeitraum zu verlängerten t_p Werten (Faktor max. ca. 1,41) und deutlich reduzierten Werten von t_2 (Faktor min. ca. 0,06) führt. Ebenfalls folgt für kürzere Betrachtungszeitdauern eine Zunahme des Impulsmaximums (Faktor max. ca. 1,05).

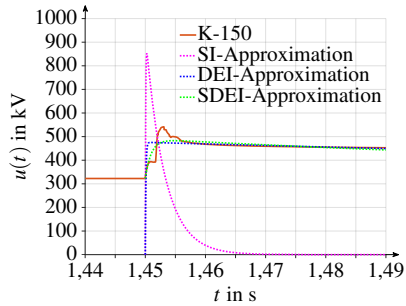
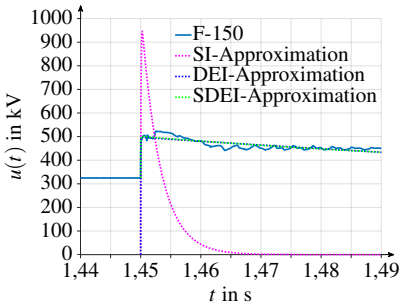
Für SDEI Impulse ist gemäß Tabellen 4.1 und 4.2 für einen kürzeren Betrachtungszeitraum eine Zunahme der Scheitelzeit einzig für das Freileitungsszenario zu beobachten. Die Reduktion der Rückenhalbwertzeiten ist vergleichbar (marginal deutlicher: Faktor min. ca. 0,05), der Impulsmaximalwert steigt ebenfalls (Faktor max. ca. 1,19). (vgl. [Z2])

Die betrachteten Zeitdauern nach Fehlereintritt führen zu deutlichen Einflüssen auf die Rückenhalbwertzeiten der Impulse, jedoch zu weniger ausgeprägten Veränderungen der Scheitelzeiten. Die in Tabelle 4.1 zusammengefassten Impulskenngrößen verdeutlichen, dass ohne Berücksichti-



a) 150 km Freileitung: Anwendung der Approximationsmethoden für den Zeitbereich $t_{flt} \leq t \leq t_{sim,max}$.

b) 150 km Kabel: Anwendung der Approximationsmethoden für den Zeitbereich $t_{flt} \leq t \leq t_{sim,max}$.



c) 150 km Freileitung: Anwendung der Approximationsmethoden für den Zeitbereich $t_{flt} \leq t \leq t_{sim,red}$. Darstellung vgl. [Z2].

d) 150 km Kabel: Anwendung der Approximationsmethoden für den Zeitbereich $t_{flt} \leq t \leq t_{sim,red}$. Darstellung vgl. [Z2].

Abbildung 4.8: Illustration der Ergebnisse zur Approximation der Überspannungen mittels SI, DEI und SDEI Impulsen für eine 150 km lange Freileitungsübertragung sowie für eine 150 km lange Kabelübertragung. Zur Approximationsanalyse wurden unterschiedliche Zeitbereichsdauern der Simulationsergebnisse verwendet.

gung etwaiger Fehlerklärungsszenarien, durchaus Impulsrepräsentanten resultieren könnten, welche Zeitdauern im Sekundenbereich vorweisen. Für derartig lange Betrachtungszeitdauern, welche sich durch Spannungsbeanspruchungen mit einem plateauähnlichen Verlauf der Spannung, neben der zum Fehlerfall vorliegenden Impulsdynamik (vgl. Abbildungen 4.7b, 4.8a, 4.8b), auszeichnen, gilt es die Methodik der Überspannungsapproximation unter Verwendung der Stoßkreis-differentialgleichung (vgl. Gleichung 4.8) kritisch zu evaluieren. Während diese Approximationsmethodik die Bewertung etwaiger synthetischer Labornachbildungen unter Einsatz von Stoßspannungen ermöglicht, gilt es für diese Beanspruchungsarten angepasste Approximations- und zugehörige Nachbildungsverfahren zu definieren. Aus prüftechnischen Gesichtspunkten mag hierbei z. B. eine zeitabhängige Anpassung der Gleichspannung im Prüfkreis (bei entsprechender Leistungsfähigkeit der Prüfanlage) in Kombination mit überlagerten Impulsen ein Konzept darstellen.

Bewertung der Überspannungsapproximation

Die Bewertung der Eignung der Überspannungsapproximation erfolgt gemäß der im vorigen Abschnitt (Abschnitt 4.2.2) vorgestellten Verfahren. Aufgrund der vorherig diskutierten technischen Notwendigkeit von Fehlerklärungsszenarien werden daher die vorgestellten Impulsapproximationen innerhalb eines Evaluierungszeitraums betrachtet. Dieser wird zu $t_{eval} = t_{flt} + 40$ ms und somit identisch zu $t_{sim,red}$ gewählt. Die Analyse wird zunächst für sämtliche Impulse gemäß Tabellen 4.1 und 4.2 durchgeführt und findet sich in Tabellen 4.3 und 4.4. (vgl. [Z2])

	SI		DEI		SDEI	
	$qFit_A$ in %	$qFit_{max}$ in %	$qFit_A$ in %	$qFit_{max}$ in %	$qFit_A$ in %	$qFit_{max}$ in %
F-150	17,4	180,8	100,8	91,3	102,6	94,2
K-150	15,8	157,4	98,5	84,2	98,3	84,4
K-100	16,2	164,1	98,6	85,5	98,6	85,6
K-50	16,8	168,5	98,8	85,1	98,8	85,2

Tabelle 4.3: Bewertungsergebnisse der Überspannungsapproximation für den Zeitbereich $t_{flt} \leq t \leq t_{sim,max}$ bei $t_{eval} = t_{flt} + 40$ ms. Daten vgl. [Z2].

	SI		DEI		SDEI	
	$qFit_A$ in %	$qFit_{max}$ in %	$qFit_A$ in %	$qFit_{max}$ in %	$qFit_A$ in %	$qFit_{max}$ in %
F-150	17,4	180,8	100	95,0	100	95,6
K-150	15,8	157,4	99,9	87,7	100	89,2
K-100	16,2	164,1	99,9	89,6	100	90,5
K-50	16,8	168,5	99,9	89,5	100	89,8

Tabelle 4.4: Bewertungsergebnisse der Überspannungsapproximation für den Zeitbereich $t_{flt} \leq t \leq t_{sim,red}$ bei $t_{eval} = t_{flt} + 40$ ms. Daten vgl. [Z2].

Für SI zeigt sich in beiden Fällen eine deutliche Schwäche der Nachbildung der Spannungs-Zeit-Fläche, welche im Mittel für SI lediglich $\overline{qFit_A} \approx 16,6$ % beträgt, obwohl der gewählte Maximalwert im Mittel $\overline{qFit_{max}} \approx 167,7$ % oberhalb der simulierten maximal auftretenden Überspannung angesiedelt ist. Hieraus folgt, dass auch bei einer Prüfung mit einer ca. 1,7-fach höheren SI nur eine unbefriedigende Nachbildung der Spannungs-Zeit-Fläche erzielt wird. (vgl. [Z2])

Die Abhängigkeiten der Einflüsse des gewählten Betrachtungshorizontes und des Evaluationszeitraums zeigt sich für DEI und SDEI in den Tabellen 4.3 und 4.4.

Werden die Impulsrepräsentanten betrachtet, welche innerhalb von $t_{flt} + 390$ ms zunächst keine Fehlerklärungen berücksichtigen (Tabelle 4.3), so zeigen sich sehr zufriedenstellende Ergebnisse im Hinblick auf die Nachbildung der Spannungs-Zeit-Fläche bei DEI ($\overline{qFit_A} \approx 99,2$ %) und SDEI ($\overline{qFit_A} \approx 99,6$ %), trotz des deutlich kürzer gewählten Evaluierungszeitraums $t_{eval} = t_{flt} + 40$ ms.

Für die Maximalwertapproximation wird im Mittel ein zufriedenstellendes Ergebnis erzielt, hierbei gilt für DEI $\overline{q_{Fit,max}} \approx 86,5\%$ und für SDEI $\overline{q_{Fit,max}} \approx 87,4\%$. Dieses zeigt sich ebenfalls in Abbildungen 4.8a und 4.8b, in welchen zu Gunsten der Abbildung der Impulsrücken die Maximalwertapproximation leidet.

Diese Werte steigern sich deutlich, sofern die Impulsrepräsentanten betrachtet werden, bei welchen der Evaluierungszeitraum erheblich verkürzt und identisch mit dem Betrachtungszeitraum ist $t_{eval} = t_{sim,red}$ (Tabelle 4.4), hierbei gilt für die Nachbildung der Spannungs-Zeit-Fläche bei DEI $\overline{q_{Fit,A}} \approx 99,9\%$, und SDEI $\overline{q_{Fit,A}} \approx 100\%$. Diese Ergebnisse sind mathematisch im Einklang mit und eine Konsequenzen der gewählten Methodik der Überspannungsapproximation gemäß der kleinsten Fehlerquadrate. Ebenfalls nimmt die Approximation der Maximalwerte zu, diese beträgt für DEI $\overline{q_{Fit,max}} \approx 90,5\%$ und für SDEI $\overline{q_{Fit,max}} \approx 91,3\%$ (vgl. Abbildungen 4.8c und 4.8d).

Unter Berücksichtigung dieser Ergebnisse folgt, dass die Maximalwertapproximation bei Verwendung überlagerter Impulse sich vorteilhaft gegenüber normalen doppeltexponentiellen Impulsen zeigt. Ebenfalls zeigt sich, dass bei Verwendung von größeren Betrachtungszeitdauern zur Impulsapproximation verlängerte Rückenhalbwertzeiten der Impulse, jedoch weniger akkurate Approximationen der Maximalwerte folgen. Gleichermaßen ist die Verwendung eines größeren Betrachtungszeitraums als des Evaluierungszeitraums im Hinblick auf die Nachbildung der Spannungs-Zeit-Flächen im Wesentlichen unkritisch, da dennoch Flächennachbildungen oberhalb von 99% erzielt werden. (vgl. [Z2])

Vereinfacht lässt sich daher sagen, dass sich zu Analyse Zwecken und zur Nachbildung der auftretenden Spannungen SDEI Impulse grundsätzlich eignen. Hierbei ergeben sich, abhängig vom gewählten Betrachtungshorizont, für die Impulsparameter bei Freileitungen Scheitelzeiten von 140 ... 155 μs und Rückenhalbwertzeiten im Zeitbereich von 58,4 ... 136,8 ms. Für Kabeltechnologie folgen bei identischen Rahmenbedingungen für SDEI Scheitelzeiten von 2100 ... 5775 μs und Rückenhalbwertzeiten von 88,5 ... 1657,8 ms. Derartige Impulse lassen sich nicht mehr in die üblichen Kategorien der Überspannungen (vgl. Unterkapitel 3.5) gruppieren und motivieren daher synthetische Erzeugung. Zur exakten Nachbildung des auftretenden Maximalwerts \hat{u}_{SDR} (z. B. bei dielektrischen Untersuchungen) ist eine entsprechende Maximalwertkorrektur des Impulses ratsam, sodass sich $\overline{q_{Fit,max}} \stackrel{!}{=} 1$ erzielen lässt. Hierdurch wird die maximale Spannungsbeanspruchung abgebildet und des Weiteren erfolgt inhärent eine Vergrößerung der Spannungs-Zeit-Fläche, wodurch etwaige Materialprüfungen konservative Ergebnisse gewährleisten. (vgl. [Z2])

Unter Berücksichtigung technischer Gesichtspunkte für den Anlagenbetrieb (Verfügbarkeit, Fehlerklärung) wird für die weiterführende Analyse eine Berücksichtigung von geeigneten Fehlerklärungsszenarien und damit einhergehenden reduzierten Betrachtungszeitdauern von $t_{flt} \leq t \leq t_{sim,red}$ als zielführend erachtet¹⁰⁷. Die hierdurch resultierenden, reduzierten Rückenhalbwertzeiten zeigen sich für etwaige Laborrealisierungen unter Verwendung von Stoßspannungserzeugungen ebenfalls vorteilhaft (vgl. z. B. [K6]), siehe auch Unterkapitel 4.3.

¹⁰⁷ Analysen zum Einfluss additiver weiterer Verzögerungen vor der Fehlerklärung werden in [Z2] ebenfalls für Zeitdauern von 60 ms und 100 ms vorgestellt.

Einflussanalyse der Übertragungstechnologie und Übertragungslänge

Zur Einflussanalyse der Übertragungstechnologie finden die Verfahren gemäß Abschnitt 4.2.2 Anwendung. Unter Berücksichtigung der reduzierten Betrachtungshorizonte $t_{flt} \leq t \leq t_{sim,red}$ und des Evaluierungszeitraums $t_{eval} = t_{sim,red}$ sind die Ergebnisse, welche sich unter Berücksichtigung technischer Gesichtspunkte für den Anlagenbetrieb (s.o.) ergeben, in Tabelle 4.5 dargestellt. Hierbei gilt, dass sich die jeweiligen Quotienten aus dem Zähler in waagerechter Position und Nenner in senkrechter Position ergeben. Die Analyse für den Betrachtungsbereich $t_{flt} \leq t \leq t_{sim,max}$ und $t_{eval} = t_{flt} + 40$ ms findet sich in Tabelle A.5 bzw. in [Z2].

q_p					q_2				
$n \downarrow z \rightarrow$	F-150	K-150	K-100	K-50	$n \downarrow z \rightarrow$	F-150	K-150	K-100	K-50
F-150	1	30,81	22,10	13,55	F-150	1	1,54	1,52	1,53
K-150	0,03	1	0,72	0,44	K-150	0,65	1	0,98	0,99
K-100	0,05	1,39	1	0,61	K-100	0,66	1,02	1	1,01
K-50	0,07	2,27	1,63	1	K-50	0,65	1,01	0,99	1
$q_{A,eval}$					$q_{A,\infty}$				
$n \downarrow z \rightarrow$	F-150	K-150	K-100	K-50	$n \downarrow z \rightarrow$	F-150	K-150	K-100	K-50
F-150	1	0,99	0,99	0,99	F-150	1	1,37	1,35	1,36
K-150	1,01	1	1	0,99	K-150	0,73	1	0,99	0,99
K-100	1,01	1	1	1	K-100	0,74	1,01	1	1,01
K-50	1,02	1,01	1	1	K-50	0,73	1,01	0,99	1

Tabelle 4.5: Bewertungsergebnisse hinsichtlich des Einflusses der Übertragungstechnologie und Übertragungslänge bei Anwendung der Methoden für den Zeitbereich $t_{flt} \leq t \leq t_{sim,red}$ und $t_{eval} = t_{flt} + 40$ ms. Daten vgl. [Z2].

Die Vergleichsmatrix (Tabelle 4.5) zeigt zunächst für das Verhältnis der Scheitelzeiten q_p einen deutlichen Anstieg ($q_p = 13,55 \dots 30,81$) für Kabelübertragungen gegenüber der Freileitungsübertragung. Hierbei steigt der Quotient mit steigender Kabellänge, sodass die Scheitelzeit einer 100 km langen Kabelübertragung um Faktor $q_p = 1,63$ und einer Kabelübertragung von 150 km um Faktor $q_p = 2,27$ gegenüber derer einer 50 km Übertragung vergrößert ist. Ein grundsätzlich ähnlicher Trend zeigt sich ebenfalls in Tabelle A.5, sofern ein ausgeweiteter Betrachtungshorizont gewählt wird. (vgl. [Z2])

Für die Rückenhalbwertzeit q_2 zeigen sich keine wesentlichen Einflüsse in Abhängigkeit der Kabellänge, sehr wohl jedoch beim Vergleich Kabel- und Freileitung. Hier beträgt die Rückenhalbwertzeit einer Kabelübertragung ca. Faktor 1,5 ($q_2 = 1,52 \dots 1,54$) von der Rückenhalbwertzeit einer Freileitungsübertragung. Bei erweitertem Betrachtungshorizont zeigen sich hierbei deutlichere Effekte (vgl. Tabelle A.5), sodass im Falle von Kabelübertragung die Rückenhalbwertzeit der Kabelübertragung deutlich (Faktor $q_2 \approx 11 \dots 12$) gegenüber der Freileitung zunimmt und nun ebenfalls mit zunehmender Kabellänge steigt. (vgl. [Z2])

Unabhängig von den grundsätzlich verschiedenen Zeitverläufen der SDEI sind die Spannungs-Zeit-Flächen (inkl. des DC-Anteils) für alle Übertragungstechnologien und -längen im betrachteten Evaluierungszeitraum nahezu identisch $q_{A,eval} \approx 1$ (vgl. ebenfalls Tabelle A.5). Werden ausschließlich die gesamten Spannungs-Zeit-Flächen (ohne DC-Anteil) betrachtet, so zeigt sich, dass diese im Zuge der Kabeltechnologie ca. um Faktor 1,4 ($q_{A,\infty} = 1,35 \dots 1,37$) größer sind, als im Fall der Freileitungsübertragung. Diese Werte steigern sich erheblich auf bis zu $q_{A,\infty} = 9,68$, sofern ein ausgeweiteter Betrachtungshorizont gewählt wird, siehe Tabelle A.5. (vgl. [Z2])

Bei zusätzlicher Berücksichtigung der Impulsparameter der SDEI (Tabelle 4.2) zeigt sich darüber hinaus, dass die überlagerten Impulsspannungsmaximalwerte ($\hat{u} + U_{DC,F}$) für Freileitungen ca. 4,4 % größer sind, als für die kürzeste Kabelübertragung. Deutlicher wird dieser Effekt, sofern lediglich die Impulsmaximalwerte (\hat{u}) betrachtet werden, hier wächst die Zunahme auf ca. 11,1 % an. Diese Deutung ist mathematisch korrekt. Wird jedoch der ideale Impulsmaximalwert unter Zuhilfenahme der Werte von $\hat{u} + U_{DC,F}$ gemäß Tabelle 4.2 bei Berücksichtigung des Parameters $q_{Fit,max}$ gemäß Tabelle 4.4 ermittelt, welches einer Maximalwertkorrektur mit der Zielsetzung $q_{Fit,max} \stackrel{!}{=} 1$ entspricht¹⁰⁸, so ergeben sich theoretisch geforderte Impulsmaxima von $\hat{u}^* \approx 199$ kV für das Szenario F-150 und $\hat{u}^* \approx 210 \dots 219$ kV für die Kabelübertragung. Hieraus wird deutlich, dass die Maximalwerte der betrachteten Szenarien bei Freileitungsübertragung geringer sind als bei Kabelübertragungen (siehe auch Abbildung 4.7a, detailliertere Zahlenwerte diesbezüglich ebenfalls in [Z2]). Die vorgestellte Ausführung zur Bestimmung der theoretischen Impulsmaximalwerte erlaubt somit eine entsprechende Maximalwertkorrektur, wie bereits bei der Bewertung der Überspannungsapproximation angeführt, wodurch die maximale Spannungsbeanspruchung und eine vergrößerte Spannungs-Zeit-Fläche abgebildet wird.

Erwachsende Isolationsanforderungen

Die in Unterkapitel 4.1 vorgestellte Verfahrensentwicklung zur Isolationskoordination bei HGÜ adressiert normative Repräsentanten von Überspannungen, sodass die Eignung für die in diesem Abschnitt betrachteten Impulse zu prüfen ist. Ein Verfahrenseinsatz gemäß Unterkapitel 4.1 wird dadurch begünstigt (vgl. Abschnitt 3.6.1), dass das dielektrische Festigkeitsminimum von Luftstrecken üblicherweise bei positiven Impulsen mit der sogenannten kritischen Anstiegszeit t_{krit} , teilweise auch abbildbar durch SI, festgestellt wird. Die Festigkeit ist daher für positive Impulse mit t_1 bzw $t_p < t_{krit}$ und t_1 bzw $t_p > t_{krit}$ höher, woraus eine U-Kurve der Festigkeit in Abhängigkeit der Anstiegs- bzw. Scheitelzeit des Impulses resultiert. Gemäß [74] wurde das dielektrische Festigkeitsminimum für CFT-Impulse in den bisher durchgeführten Untersuchungen, auch bei überlagertem Test, nicht unterschritten (vgl. ebenfalls Abschnitt 3.6.1).

Die Einhaltung derartiger Zusammenhänge bestätigt sich experimentell z. B. auch für Impulse (ohne DC-Überlagerung) mit Anstiegszeiten von 1500...2350 μ s bei Schlagweiten von 5 m-14 m und einer Höhenlage von 2100 m oberhalb des Meeresspiegels. Bei langsameren Anstiegszeiten wird ein verfestigender Effekt gegenüber SI beobachtet. [290] Für Impulse mit Scheitelzeiten von 300...1000 μ s wird in [291] bei Komponenten der Ultrahochspannung (UHV) auf Basis von Vergleichsstudien weiterhin die Verwendung von normativen SI als Überspannungsrepräsentant

¹⁰⁸ Eine alternative Ermittlung der Maximalwerte und deren Betrachtung ist unter Verwendung von Abbildung 4.7a möglich.

empfohlen, obgleich die Ausprägung der kritischen Impulsanstiegszeit Beeinflussungen von den Umgebungsbedingungen (Feuchte, Niederschlag) zeigt.

Gleichermaßen lässt sich unter Berücksichtigung der verhältnismäßig unerforschten, kombiniert auftretenden Belastungen (vgl. Abschnitt 2.1.2), welche sich aus einer Gleich- und neuartigen Impulsspannungskomponente zusammensetzen, weiterer Forschungsbedarf identifizieren. So könnten die adressierten verfestigenden Aspekte, sofern diese auch bei Gleichspannungsüberlagerung eine Bestätigung erfahren, wiederum zur kompakteren Dimensionierung der Luftstrecken genutzt werden. Zusätzlich rückt die Evaluation der Auswirkungen derartiger Überspannungsformen, insbesondere für Kabelsystemkomponenten (vgl. u. a. Unterkapitel 2.2, 3.5) vermehrt in den Fokus und motiviert daher eine synthetische Labornachbildung.

4.2.4 Resümee der Analyse auftretender Überspannungen an der Systemgrenze: Konverter-Übertragungsmedium

Die präsentierten Ergebnisse der Analyse auftretender Überspannungen an der Systemgrenze: Konverter-Übertragungsmedium lassen sich wie folgt umreißen (vgl. [Z2]):

- Die im Fehlerfall auftretenden Überspannungen eines symmetrischen Monopols zeigen deutliche Abweichungen zu bisher normativ definierten Spannungsverläufen. Doppeltexponentielle Impulse zeigen sich geeignet, um die in den vorgestellten Szenarien auftretende Überspannungen am Freileitungs-/Kabelabgang einer MMC-HGÜ grundsätzlich nachzubilden und ergänzend zu analysieren.
 - Eine Annäherung mittels SI, auch bei Einsatz von Approximationsanalyse unter Verwendung kleinster Fehlerquadrate, bildet derartige Fehlerfälle im Hinblick auf Maximalwert und Spannungszeitfläche nicht zufriedenstellend ab.
 - Die Impulsnachbildung steigert sich beim Einsatz von DEI, die hierfür erforderlichen Impulsparameter α_1 , α_2 und U_A sind mittels Approximationsanalyse bestimmbar.
 - Zufriedenstellende Ergebnisse sind für SDEI erzielbar, indem ein doppeltexponentieller Impuls einer Gleichspannung überlagert wird. Hierbei sind die erforderlichen Impulsparameter α_1 , α_2 und U_A ebenfalls mittels Approximationsanalyse bestimmbar.
- Die Güte der Spannungsnachbildung wird auch vom gewählten Betrachtungshorizont beeinflusst. Hierbei ist der Betrachtungshorizont nach Fehlereintritt wiederum eng mit der realisierten Fehlerklärungsstrategie verknüpft. Unter Berücksichtigung technischer Gesichtspunkte für den Anlagenbetrieb werden Szenarien mit einem Betrachtungshorizont von 40 ms intensiv diskutiert (Ergebnisse für weitere Zeiten siehe [Z2]).
 - Die vorgestellten Untersuchungs- und Bewertungsverfahren sind unabhängig von dem gewählten Betrachtungshorizont. Daher werden Ergebnisse für zwei grundsätzlich verschiedene Betrachtungshorizonte präsentiert und diskutiert, wodurch die Auswirkungen auf die sich ausprägenden Impulsparameter unter verschiedenen Randbedingungen (z. B. assoziierter Fehlerklärungszenarien) dargestellt werden.

- Für längere Betrachtungszeitdauern gilt es die Methodik der Überspannungsapproximation unter Verwendung der Stoßkreisdifferentialgleichung zu evaluieren. Während diese Approximationsmethodik die Bewertung etwaiger synthetischer Labornachbildungen unter Einsatz von Stoßspannungen ermöglicht, gilt es für diese Beanspruchungsarten angepasste Approximations- und zugehörige Nachbildungsverfahren zu definieren.
 - Der Einsatz der vorgestellten Bewertungsverfahren erlaubt es, auf Basis der SDEI Approximationen, wesentliche Unterschiede zwischen Kabel- und Freileitungsübertragung zu erarbeiten.
 - Die Scheitelzeiten sind für Freileitungen am geringsten und diese steigen mit wachsender Kabelübertragungslänge um Faktor $q_p = 13,55$ bis $q_p = 30,81$ an (Zunahme der Kapazität des Übertragungsmediums).
 - Die Rückenhalbwertzeit ist für Freileitungen am geringsten (lediglich ca. 65 % derer einer Kabelübertragung). Die Rückenhalbwertzeit ist weniger von der Übertragungstechnologie, sondern wesentlicher vom gewählten Betrachtungshorizont und somit von der Fehlerklärungsstrategie abhängig.
 - Die Spannungs-Zeit-Flächen der approximierten Impulse sind innerhalb des gewählten Evaluationszeitraums nahezu unabhängig von der gewählten Übertragungstechnologie und des Betrachtungshorizonts. Gleichermaßen beträgt die gesamte Spannungs-Zeit-Fläche der approximierten Impulse im Fall von Kabelübertragung ca. das 1,4-fache der einer Freileitungsübertragung. Wird die diskutierte Maximalwertkorrektur durchgeführt, so erfahren diese Werte entsprechende Änderungen, welche sich ebenfalls gemäß der Verfahren in Abschnitt 4.2.2 bewerten lassen.
 - Die im vorliegenden Szenario betrachteten Impulse lassen sich nicht mehr in die üblichen Kategorien der Überspannungen (Unterkapitel 3.5) gruppieren.
 - Die betrachteten Impulse stellen eine mögliche Überspannungsform bei MMC-HGÜ dar, für welche eine entsprechende Isolationsauslegung zuverlässig gewährleistet sein muss. Da die Gruppierung zu bekannten normativen Impulsen nicht gegeben ist, sind die assoziierten dielektrischen Konsequenzen (auch aufgrund der DC-Überlagerung) zum gegenwärtigen Zeitpunkt unbekannt. Die Anwendung des in Unterkapitel 4.1 vorgestellten Verfahrens für Luftstrecken wird aufgrund der U-Kurve des Durchschlagverhaltens weiterhin begünstigt.
 - Aufgrund dieser identifizierten, neuartigen Impulsformen wird eine synthetische Labornachbildung motiviert, sodass die bei derartigen Impulsen resultierenden dielektrischen Auswirkungen sowohl für Gasisolierungen als auch für Feststoffe, entsprechend nachgebildet und experimentell bewertet werden können (vgl. auch benannte Sonderimpulse in Unterkapitel 3.5 sowie [Z2, K6]).
- ⇒ Mit den vorgestellten Untersuchungs- und Bewertungsverfahren wird eine Analyse von tatsächlich im Fehlerfall auftretenden Überspannungen grundsätzlich ermöglicht. Der Einfluss

der Übertragungstechnologie und -länge wurde exemplarisch an resultierenden Überspannungen einer MMC-HGÜ (symmetrischer Monopol, HB) bei Pol-Erde-Fehlern gezeigt. Die gezeigten Überspannungen sind nicht unmittelbar als schlimmstmöglicher („worst case“) Fehlerfall zur Isolationsauslegung zu interpretieren, da derzeit die Formulierung von schlimmstmöglichen Betriebsbelastungen noch nicht abgeschlossen ist (vgl. u. a. Unterkapitel 2.2). Dennoch zeigt sich für die Impulse, dass diese deutlich von üblichen Kategorien der Überspannungen abweichen, sodass eine synthetische Labornachbildung motiviert wird um die bei derartigen Impulsen assoziierten dielektrischen Auswirkungen zu ermitteln.

4.3 Synthetische Labornachbildung resultierender MMC-HGÜ-Überspannungen

Überspannungen in MMC-HGÜ-Systemen können signifikant verschieden zu bisher normativ bekannten Überspannungsformen sein. Gemäß Unterkapitel 4.2 ergeben sich bei Pol-Erde-Schlüssen überlagerte Impulsformen, die sich im Hinblick auf den grundsätzlichen Verlauf mittels doppelt-exponentieller Impulse, welche einer Gleichspannung überlagert sind (SDEI), nachbilden lassen. In Abhängigkeit des gewählten Betrachtungszeitraums und der Übertragungstechnologie folgen für die Impulsparameter bei einer 150 km langen Freileitung Scheitelzeiten von 140 ... 155 μs und Rückenhalbwertzeiten im Zeitbereich von 58,4 ... 136,8 ms. Für Kabeltechnologie unterschiedlicher Länge resultieren bei identischen Rahmenbedingungen Scheitelzeiten von 2100 ... 5775 μs und Rückenhalbwertzeiten von 88,5 ... 1657,8 ms. Wird der Betrachtungshorizont auf 40 ms limitiert (siehe Diskussionen in Unterkapitel 4.2), so resultieren die Impulsparameter gemäß Tabelle 4.2. Einen zusammenfassenden Überblick über die Scheitel- und Rückenhalbwertzeiten, inkl. der gemäß Abschnitt 4.2.2 ermittelten Kehrwerte der Zeitkonstanten α_1 und α_2 , sowie ermittelter Maximalwerte, (ohne Maximalwertkorrektur) bietet Tabelle 4.6.

	t_p in μs	t_2 in ms	$\hat{u} + U_{DC,F}$ in kV	\hat{u} in kV	α_1 in 1/s	α_2 in 1/s
F-150	155	58,4	500,3	175,8	11,9	53891,5
K-150	4775	90,1	482,8	160,3	8,2	1014,3
K-100	3425	88,5	481,4	159,7	8,2	1531,2
K-50	2100	89,3	479,2	158,3	8	2791,6

Tabelle 4.6: Impulsparameter auftretender Impulsbeanspruchungen bei MMC am Freileitungs-/Kabelabgang gemäß Unterkapitel 4.2. Daten vgl. [Z2].

Zur optimierten und zuverlässigen Isolationsauslegung ist das dielektrische Verhalten von Isolierwerkstoffen und Isolationen unter derartigen (überlagerten) Impulsbeanspruchungen von großem Interesse. Einzig mit dieser Kenntnis lassen sich entsprechende schlimmstmögliche Betriebszenarien (vgl. Unterkapitel 2.2) zur Isolationsauslegung von MMC-HGÜ definieren, da die alleinige Berücksichtigung von Maximalwerten (unabhängig von Polarität und zeitlichem Verlauf) nicht ziel-

führend ist (vgl. u. a. Abschnitt 2.1.2). Aufgrund dieser Anforderungen gewinnt die synthetische Labornachbildung von nicht normativen Impulsen an Bedeutung. Diese steigende Relevanz lässt sich mit parallel zur vorliegenden Arbeit durchgeführten Untersuchungen anderer Autoren untermauern, so werden z. B. auch in Unterkapitel 3.5 die Notwendigkeit und erste Realisierungen zur Adressierung von Impulsen mit $t_p = 7000 \mu\text{s}$ und $t_2 = 25 \text{ ms}$ [277, 280] vorgestellt.

Lösungskonzepte zur prüftechnischen Nachbildung dieser neuartigen in Unterkapitel 4.2 vorgestellten Spannungsformen und deren Überlagerung werden in Abschnitt 4.3.1 präsentiert und modelltheoretisch behandelt. Die experimentelle Validierung und eine Diskussion der Ergebnisse folgt in Abschnitt 4.3.2 bevor in Abschnitt 4.3.3 mit einem Resümee das vorliegende Unterkapitel zusammengefasst wird.

4.3.1 Schaltungsdimensionierung, resultierende Wechselwirkungen und Simulation

In Abbildung 4.9 ist eine entwickelte Schaltungsrealisierung zur synthetischen Erzeugung der in Unterkapitel 4.2 thematisierten HGÜ-Überspannungen vorgestellt. Diese orientiert sich an den in Unterkapitel 3.5 genannten Grundlagen und wurde um erforderliche Elemente ergänzt.

Zunächst wird die Impulserzeugung und -überlagerung betrachtet, welche sich als einstufige Grundschaltung linksseitig der gestrichelten vertikalen Linie in Abbildung 4.9 befindet. Diese unterscheidet sich gegenüber der Grundschaltung Typ B in Abbildung 3.16b. Neben dem bekannten Diodengleichrichter, bestehend aus D_1 und R_1 zur Aufladung der Stoßkapazität C_1 , der Funkenstrecke FS und den Widerständen zur Impulsformung R_2 und R_3 , wird mittels der Elemente C_2^* und C_3 der etwaigen Einbringung von kapazitiven Teilern zur Impulserfassung (vgl. Messanforderung gemäß Abbildung 3.17) und etwaigen Stützkapazitäten Rechnung getragen. Ein Gleichspannungsdurchgriff bei der Erzeugung überlagerter Impulse wird mittels C_4 blockiert (vgl. Abschnitt 3.5.2). Der Prüfling wird mittels C_5 als konzentrierte Kapazität dargestellt. Bei Zusammenfassung des Netzwerks $C_2^* \dots C_5$ mittels

$$C_2 = C_2^* + C_3 + \frac{C_4 C_5}{C_4 + C_5} \quad (4.15)$$

ist eine Widerstanddimensionierung auf Basis der in Tabelle 4.6 genannten Parameter für α_1 und α_2 gemäß Gleichungen 3.57 und 3.59 möglich. Aufgrund der für die Kabelszenarien gegenüber SI deutlich längeren Scheitelzeiten ist eine Wirkungsgradberechnung gemäß Gleichung 3.63 ratsam. Ebenfalls zeigt sich, dass, im Hinblick auf das erzielbare Impulsmaxima, der kapazitive Spannungsteiler (C_4 , C_5) Berücksichtigung finden muss, da sich hierdurch der am Prüfling erzielbare Maximalwert reduziert. (vgl. [Z2])

Die zusätzliche Einbringung von S_1 dient der Erfüllung der Bedingungen $R_1 \gg R_2 > R_3$ (vgl. Abschnitt 3.5.1), welche sich nun unabhängig von der Wahl von R_1 gestaltet. Durch Schalteröffnung wird eine Nachladung von C_1 und C_2 während der gezündeten Funkenstrecke und somit insbesondere eine Verlängerung/Verfälschung des Impulsrückens erfolgreich umgangen.

Nun wird die DC-Erzeugung und Überlagerung betrachtet. Diese besteht unter Annahme eines Di-

odengleichrichters aus D_2 und R_7 zur Aufladung der Kapazität C_6 . Der Schutz der DC-Erzeugung lässt sich mittels verschiedener Konzepte realisieren, die in Abhängigkeit der Komponentenverfügbarkeit und betrachteten Spannungsebene relevant werden und folgend betrachtet werden.

Durch Einbringung und geeignete Wahl von R_6 bildet sich mittels R_6 und C_6 ein Tiefpass aus, wodurch die Impulsrückwirkung auf den Diodengleichrichter geeignet begrenzt wird. Die Einbringung der Komponenten R_4 und R_5 (ohne Diode D) folgt den Ausführungen in [83] (vgl. ebenso Abschnitt 3.5.2). Hierbei dient R_5 , ausgeführt als Spannungsteiler, zur Erfassung der Gleichspannung u_2 . Werden derartige Widerstandsnetzwerke aus R_4 und R_5 eingesetzt, so gilt es die Rückwirkung und Wechselwirkung mit und auf die Gleichspannungserzeugung gesondert zu betrachten. Der sich nun parallel zum Prüfling (C_5) ergebene ohmsche Spannungsteiler aus R_4 und R_5 führt wiederum dazu, dass ein entsprechendes Impulsmaximum an R_5 resultiert, dessen Auswirkung nun erneut durch die Kombination aus R_6 und C_6 handhabbar wird. Alternativ lässt sich durch geeignete Dimensionierung von R_4 und R_5 die Schaltung derart auslegen, dass gar auf das zusätzliche Schutzelement R_6 verzichtet werden kann, da $\frac{\hat{u}_{12}}{u_2} \approx \frac{R_4+R_5}{R_5}$ folgt. (vgl. [Z2])

Zusätzlich führt die Gleichspannungsmessung (vgl. Messanforderung gemäß Abbildung 3.17) mittels R_5 zur Reduktion der Rückenhalbwertzeit, da nun ein zusätzlicher ohmscher Querspfad in Erscheinung tritt. Diese Auswirkungen lassen sich, insbesondere, sofern für R_5 keine ausreichend hochohmige Komponenten vorliegen, durch die Einbringung der Diode D wirksam reduzieren. Hierbei gilt es jedoch zu beachten, dass nun für die Zeitdauer, in welcher $u_{12} > u_2$ gilt, eine DC-seitige Nachladung des Prüflings nicht mehr möglich ist, welches wiederum (insbesondere bei Betrachtung realer ohmscher Querpfade) zu einer Impulsverfälschung führen kann (Diskussion siehe diesbezüglich Abschnitt 4.3.2 für überlagerte Impulse).

Eine exemplarische Schaltungsdimensionierung unter Verwendung der Schaltung in Abbildung 4.9 ist in [Z2] ausgeführt. Die Konzeptegnung wird simulationsbasiert bestätigt. Hierbei zeigt sich, dass bei Einsatz der Diode am Beispiel der Szenarien F-150 und K-150 Scheitel-, Rückenhalbwertzeiten und Maximalwerte mit betragsmäßigen Abweichungen kleiner 0,6 % simulationsbasiert bestätigt werden. Bei ansonsten identischer Schaltungsauslegung, jedoch bei Verzicht auf die Diode, wachsen die Fehler auf bis zu 19,7 % an. Grundvoraussetzung dieser erfolgreichen simulationsbasierten Schaltungsseignungsprüfung ist ein während der gesamten Impulszeitdauer vorhandener niederimpedanter Kurzschluss innerhalb der Funkenstrecke, welcher modelltheoretisch als idealer geschlossener Schalter betrachtet wird. (vgl. [Z2])

Bei der praktischen Realisierung der Schaltung nach Abbildung 4.9, mit der Zielsetzung möglichst viel standardisiertes Test Equipment einzusetzen, zeigen sich verschiedene Herausforderungen. In Vorversuchen erwies sich insbesondere die Brenndauer der Funkenstrecken, wie bereits in [Z2] diskutiert, als kritisch. Unter Berücksichtigung der zur Verfügung stehenden Laborkomponenten (ohne Einsatz von Gasdruck-, Relais- oder leistungselektronischen Schaltelementen), kann es in Abhängigkeit der Schaltungsrealisierung zu einem verfrühten Verlöschen der Funkenstrecken kommen, sodass unzureichende Ergebnisse erzielt werden. Zur Impulsrealisierung werden daher, ebenfalls mit dem Fokus der Verwendung von standardisiertem Test Equipment und für derartige Fälle, die in Abbildung 4.10 gezeigten Veränderungen vorgenommen. Hierdurch wird eine grundsätzliche

Einschätzung zur Impulserzeugung (auch bei verlöschenden Funkenstrecken) ermöglicht. Somit finden sich gemäß Abbildungen 4.9 und 4.10 zwei unterschiedliche Realisierungsmöglichkeiten zur synthetischen Nachbildung von HGÜ-Überspannungen aus welchen, unter Berücksichtigung des zur Verfügung stehenden Equipments und den hieraus erwachsenden Limitationen, gewählt werden kann. [K6]

Die zur synthetischen Labornachbildung eingebrachten Änderungen in Abbildung 4.10 und deren experimentelle Realisierung umfassen folgende Aspekte (vgl. [K6]):

- Einbringung von R_{01} und C_{01} unmittelbar hinter der Funkenstrecke FS mit der Voraussetzung $R_{01} \ll R_3 < R_2$.
 - Nach Zündung der FS wird die Kapazität C_{01} annähernd auf die Spannung $u_{01} = \frac{C_{01}}{C_{01}+C_1} u_0$ geladen. Dies folgt unmittelbar aus Anwendung von Gleichung 3.61 auf die vorliegenden Gegebenheiten (identisch mit Gleichung 3.63 welche für diese nun vorliegende erste Impulsstufe sehr kleine t_p aufweist).
 - Zur Ermittlung der Spannung u_{01} und zur wiederholbaren experimentellen Durchführung wird die Ladespannung u_0 mittels R_8 (ausgeführt als Spannungsteiler) erfasst.
 - Die Funkenstrecke erlischt sobald die erforderliche Funkenbrennschpannung unterschritten wird. Detaillierte Betrachtungen und Modellierungen der Funkenstrecke bilden Bestandteile von aufbauenden Arbeiten und Forschungsprojekten (vgl. z. B. [M10, S-MA8, 292, 293]).
 - Der Widerstand R_{01} dient der Strombegrenzung und der Dämpfung etwaiger Schwingungen aufgrund parasitärer Induktivitäten.
- Verzicht auf S_1 , C_2^* und C_3
 - Durch Einbringung des Netzwerks aus R_{01} und C_{01} mit der Voraussetzung $R_{01} \ll R_3 < R_2$ erfolgt unmittelbar nach Verlöschung der FS eine Entkopplung des Diodengleichrichters vom Impulsnetzwerk, sodass etwaige Nachladeeffekte nicht mehr von deutlicher Relevanz sind und durch geeignete Dimensionierung von R_1 handhabbar werden.
 - Das Oszillographieren des Impulses unter Zuhilfenahme eines kapazitiven Teilers wird dadurch erschwert, dass die Unterspannungsbaugruppe des Teilers während der langen Impulsdauern z. B. merklich durch die Eingangsimpedanz des Oszilloskops entladen werden kann. Hierdurch resultiert eine deutliche Verzerrung der Messgröße gegenüber der eigentlich anstehenden Impulsgröße. Zusätzlich gilt es bei Einsatz kapazitiver Teiler insbesondere die Übertragungseinschränkungen für niederfrequente Signale und die fehlende Eignung für Gleichspannungssignale zu beachten, die zu einer verfälschten Erfassung dieser neuartigen Impulse führen können. Aus diesem Grund wird auf eine separate Erfassung des Impulses mittels kapazitivem Teiler verzichtet, entsprechend C_2^* aus der Schaltung entfernt. Detaillierte Betrachtungen und Modellierungen messtechnischer Rahmenbedingungen bilden Bestandteile von aufbauenden Forschungsprojekten (vgl. z. B. [293]).

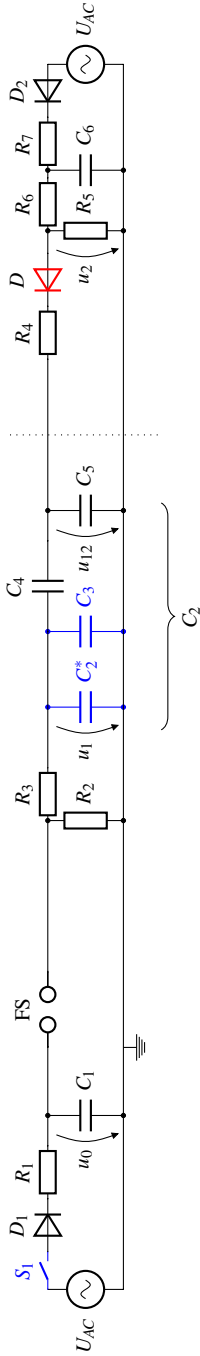


Abbildung 4.9: ESB zur synthetischen Nachbildung von HGÜ-Überspannungen. Darstellung vgl. [Z2].

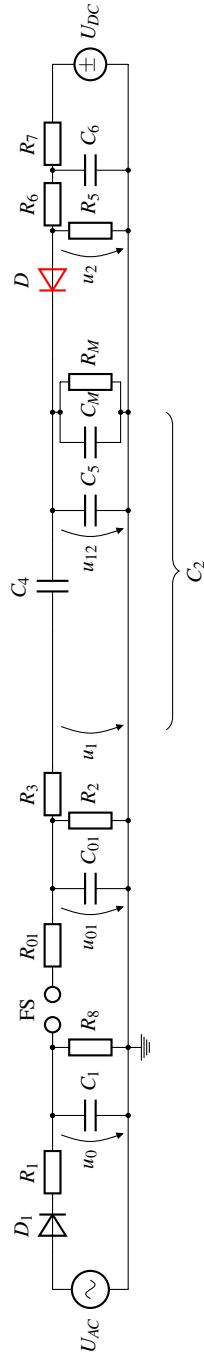


Abbildung 4.10: ESB zur synthetischen Nachbildung von HGÜ-Überspannungen: Erweiterungen u. a. zur Einflussreduktion bei Funkenstreckenverlöschung. Darstellung vgl. [K6].

- Auf eine Impulsstützung wird verzichtet, sodass C_3 entsprechend aus der Schaltung entfernt wird.
- Zur Erfassung der Impulsform wird ein Hochspannungstastkopf, dargestellt via R_M und C_M , eingesetzt, dieser wird parallel zum Prüfling eingebracht. Detaillierte Betrachtungen und Modellierungen messtechnischer Rahmenbedingungen, sowie die Erweiterung der Laborinfrastruktur um geeignetes Messequipment, bilden Bestandteile von auf diese Arbeit aufbauenden Arbeiten und Projekten (vgl. z. B. [S-MA8, 292, 293]).
 - Die Rückenhalbwertzeit des Impulses wird zwangsläufig durch den resultierenden ohmschen Querzweig reduziert. Zur Reduktion dieses Einflusses gilt es $R_M \gg R_2$ zu wählen.
 - Die Auswirkungen der Impulsverfälschung in Abhängigkeit von der Kapazität C_M gilt es bei der zugehörigen Dimensionierung von (R_2 und R_3) zu berücksichtigen. Zur Reduktion dieses Einflusses gilt es $C_M \ll C_5 < C_4$ zu wählen. Zur Erzielung eines optimierten Wirkungsgrades am Prüfling gilt $C_M \ll C_5 \ll C_4$.
- Anpassungen der Gleichspannungserzeugung und Überlagerung
 - Auf die Einbringung von R_4 wird verzichtet.
 - Zur präzisen Messung der Gleichspannung mittels R_5 stehen keine ausreichend hochohmigen Komponenten zur Verfügung, ohne eine weitere Reduktion der Rückenhalbwertzeit aufgrund der resultierenden Parallelschaltung aus $R_M \parallel R_5$ hervorzurufen. Diese Wirkung wird durch Einsatz der Diode D umgangen. Die Impulsverfälschung gegenüber der klassischen doppeltextentiellen Form wird in Abschnitt 4.3.2 diskutiert.
 - Zum Schutz bei Diodenversagen, bzw. durch kapazitive Längskopplungen wird die Gleichspannungserzeugung zusätzlich durch einen Tiefpass bestehend aus R_6 und C_6 vor Impulsrückwirkungen geschützt.
 - Die Gleichspannung wird unmittelbar durch eine DC-Quelle (Heinzinger PNChp 30000-5 ump.) bereitgestellt und lediglich über einen Strombegrenzungswiderstand in das Netzwerk eingebracht.

In dem erweiterten Schaltungskonzept gemäß Abbildung 4.10 wird der resultierende Nachteil der Funkenstreckenverlöschung in einen Vorteil gewandelt. Unter der Voraussetzung, dass die Aufladung von C_{01} innerhalb von Ladezeitdauern erfolgt, welche wesentlich geringer als die Scheitelzeiten der Impulse sind, lassen sich die erforderlichen Impulsformungswiderstände R_2 und R_3 weiterhin auf Basis der in Tabelle 4.6 genannten Parameter für α_1 und α_2 gemäß Gleichungen 3.57 und 3.59 bestimmen, sofern in diesen C_1 durch C_{01} substituiert wird und $R_M \gg R_2$ gilt. Für die zu berücksichtigende Kapazität C_2 folgt $C_2 = \frac{C_4 C_5}{C_4 + C_5}$, sofern $C_M \ll C_5$. Für die Berechnung des Wirkungsgrades gilt, insbesondere bei den Scheitelzeiten der Kabelszenarien, weiterhin die Empfehlung der Anwendung von Gleichung 3.63.

Experimentelle Realisierung

Die Realisierung des Konzeptes nach Abbildung 4.10 wird im Kleinlabor durchgeführt. Zur Erfassung des Zeitverlaufs des Impulses wird ein Hochspannungstastkopf (PMK PHV 4002-5) in Kombination mit einem Oszilloskop (Agilent 54832D MSO 1GHz, 4GSa/s) eingesetzt. Der wirksame Eingangs-Widerstand des Messsystems R_M sowie die wirksame Eingangs-Kapazität des Messsystems C_M findet sich in Tabelle 4.7 [294].

Aufgrund limitierter Komponentenverfügbarkeit zeigt sich die experimentelle Impulsnachbildung herausfordernd. Die erforderlichen optimalen Bauteilwerte für R_2 und R_3 , unter Berücksichtigung der Gleichungen 3.57 und 3.59, sind bei der Verwendung von $C_1 = 10$ nF, $C_4 = 25$ nF und $C_5 = 1,2$ nF nicht verfügbar ($\bar{R}_2 = 7,54$ M Ω und $\bar{R}_3 = 18,06$ k Ω für F-150 und $\bar{R}_2 = 10,93$ M Ω und $\bar{R}_3 = 960,51$ k Ω für K-150 [K6]). Zur Eignungsbewertung werden daher drei verschiedene Realisierungen R_{3a} , R_{3b} und R_{3c} bei konstantem $R_2 = 10$ M Ω durchgeführt. Einen Überblick der Schaltungsparameter bietet Tabelle 4.7. (vgl. [K6])

C_1	25	nF	R_{01}	375	Ω	R_5	280	M Ω
C_{01}	10	nF	R_1	140,2	M Ω	R_6	10	M Ω
C_4	25	nF	R_2	10	M Ω	R_7	282	k Ω
C_5	1,2	nF	R_{3a}	6,1	k Ω	R_8	280	M Ω
C_6	25	nF	R_{3b}	43	k Ω	R_M	100	M Ω
C_M	3	pF	R_{3c}	1	M Ω			

Tabelle 4.7: Überblick der verwendeten Schaltungselemente gemäß Abbildung 4.10. Daten vgl. [K6].

Auf Basis der in Tabelle 4.7 verwendeten Parameter werden die zugehörigen Werte für α_1 und α_2 numerisch auf Basis der Gleichungen 3.57 und 3.59 bestimmt. Die zu diesen Parametern wiederum zugehörigen Scheitelzeiten folgen aus der Anwendung von Gleichung 3.62, wohingegen die Rückenhalbwertzeiten wiederum numerisch aus Gleichung 3.55 bzw. 4.8 bestimmbar sind. Die so erhaltenen Ergebnisse finden sich in Tabelle 4.8¹⁰⁹.

R_3	α_1	α_2	t_p	t_2
R_{3a}	8,973 1/s	159563,869 1/s	61,33 μ s	77,32 ms
R_{3b}	8,972 1/s	22636,687 1/s	346,18 μ s	77,65 ms
R_{3c}	8,963 1/s	974,370 1/s	4856,69 μ s	83,22 ms

Tabelle 4.8: Theoretische Werte für α_1 , α_2 , t_p und t_2 unter Berücksichtigung der Größen R_{3a} , R_{3b} und R_{3c} gemäß Tabelle 4.7 sowie $R_2 = 10$ M Ω . Daten vgl. [K6].

¹⁰⁹ Erweiterungen zur Dimensionierung der Schaltkreiselemente unmittelbar unter Verwendung der Scheitel- und Rückenhalbwertzeiten werden in weiterführenden Arbeiten [M10], ausgehend von [282] dargestellt.

Aufgrund des Einsatzes der Diode ist während der Zeitdauer $u_{12} > u_2$ eine DC-seitige Nachladung des Prüflings, welcher nun auch aufgrund von R_M einen direkten ohmschen Querspfad aufweist, nicht mehr gegeben. Hierdurch sind die theoretisch optimal bestimmten Impulsparameter (vgl. Tabelle 4.8) nicht zu erwarten, sodass zur Validierung und Eignungsprüfung additiv zum experimentellen Nachweis zusätzlich Simulationen durchgeführt werden. Eine Impression der Laborrealisierung findet sich in Abbildung 4.11. (vgl. [K6])

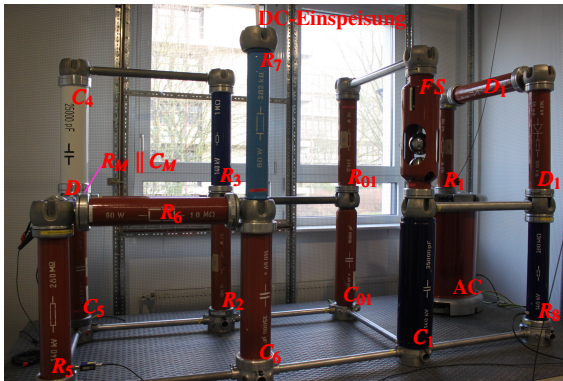


Abbildung 4.11: Laborrealisierung zur synthetischen Nachbildung von HGÜ-Überspannungen nach Abbildung 4.10. Darstellung vgl. [K6].

Simulation

Zu Simulationszwecken wird auf das erstellte Modell zur theoretischen Eignungsprüfung der Schaltung gemäß Abbildung 4.9 zurückgegriffen, welches, unter der Annahme eines niederimpedanten Kurzschlusses während der Impulszeitdauer (s.o.), entsprechend verifiziert ist (vgl. [Z2]). Die Modellerweiterung wird gemäß der realisierten Schaltung nach Abbildung 4.10 vorgenommen. Der Funkenabriss innerhalb der Funkenstrecke (erforderliche Funkenbrennspannung unterschritten) wird mittels einer Schalterverschlusszeit t_c nachgebildet, sodass nach Ablauf dieser eine dielektrische Verfestigung der Funkenstrecke durch eine Öffnung des Schalters innerhalb der Simulation berücksichtigt wird. Die hierzu erforderlichen Zeiten werden auf Basis der vorliegenden Messergebnisse abgeschätzt und innerhalb der Simulation berücksichtigt. Eine detaillierte Betrachtung und Modellierung des Zeitpunktes des Funkenabrisses ist Bestandteil von Folgearbeiten (vgl. [M10, S-MA8, 293]), welche durch die vorliegende Arbeit sowie u. a. [Z2, K6] motiviert wurden. Durch derartige Modelle wird eine präzisere Modellierung der in den Abbildungen 4.9 und 4.10 vorgestellten Schaltungen zukünftig ermöglicht und erlaubt darüber hinaus eine Abwägung unter welchen Voraussetzungen welcher der beiden Schaltungsrepräsentanten Anwendung findet.

4.3.2 Messergebnisse und Diskussion

Die vorgestellten Messergebnisse finden sich ebenfalls in [K6] und lassen sich in vier unterschiedliche Szenarien (#1- #4) unterteilen. Für Szenarien #1 und #2 gilt, dass bei realisiertem Schal-

tungsaufbau zunächst keine DC-Überlagerung realisiert wird ($u_2 = 0$), jedoch unterschiedliche Ladespannungen der Kapazität C_1 betrachtet werden (#1: $u_0 = 12,5$ kV, #2: $u_0 = 25$ kV). Szenarien #3 und #4 adressieren bei identischen Ladespannungen (#3: $u_0 = 12,5$ kV, #4: $u_0 = 25$ kV) zusätzlich eine DC-Überlagerung von $u_2 = 10$ kV.

Für jedes Szenario werden die Realisierungen mittels der Widerstände $R_{a\dots c}$ sowohl messtechnisch als auch simulationsbasiert umgesetzt. Die für die Simulation erforderliche Schaltverschlusszeit t_c wurde zum Zwecke der Schaltungseignungsprüfung zunächst bei einer Ladespannung von $u_0 = 12,5$ kV für R_a und R_b mit $t_{c,a} = t_{c,b} = 17,5$ μ s und für R_c mit $t_{c,c} = 10$ μ s und für eine Ladespannung von $u_0 = 25$ kV für R_a und R_b mit $t_{c,a} = t_{c,b} = 35$ μ s und unverändert für R_c mit $t_{c,c} = 10$ μ s abgeschätzt.

In weiterführenden Arbeiten [S-MA8] kann die gewählte Größenordnung der Zeitdauer t_c , insbesondere für die Ladespannung $u_0 = 12,5$ kV, experimentell (jedoch ohne Berücksichtigung einer DC-Überlagerung und der zugehörigen Schaltkreiselemente) bestätigt werden. Es ergibt sich messtechnisch für R_{3a} im Ladespannungsbereich $12,5$ kV $\leq u_0 \leq 30$ kV eine Lichtbogenverlöschung nach $t_{c,a} = 17,2 \dots 24,4$ μ s und für R_{3c} eine Lichtbogenverlöschung nach $t_{c,c} = 13,0 \dots 19,2$ μ s. Unter Verwendung des in [M10] vorgestellten Simulationsverfahrens lässt sich ein Anstieg der Zeitdauer t_c mit einem Anstieg der Ladespannung u_0 in Einklang bringen und der Einfluss verschiedener Netzwerkelemente zeigen. Hierbei führt die gemäß Abbildung 4.10 vorliegende Einbringung der Elemente R_3 und C_2 zu einer Verlängerung der Schaltverschlusszeit gegenüber der in [M10] vorgestellten Zeitdauern. Dies ist in Einklang mit dem reziproken Einfluss des Stroms auf die erforderliche Brennspannung der Funkenstrecke, welches somit zu einer verlängerten Schaltverschlusszeit führt. Dies begründet auch warum für Zeiten $t_{c,a}, t_{c,b} > t_{c,c}$ angenommen wird, da es aufgrund des durch R_c deutlich reduzierten Stromflusses zu einer frühzeitigeren Verlöschung der Funkenstrecke kommt. Aufgrund der vorerst durchzuführenden grundlegenden Eignungsprüfung der Schaltung gemäß Abbildung 4.10 ist die simulationsbasierte Betrachtung des Zeitpunktes des Funkenabbrisses zunächst von untergeordneter Relevanz, trägt jedoch (in aufbauenden Arbeiten) zu einer Reduktion des Simulationsfehlers bei.

Die erhaltenen Messergebnisse werden unter Zuhilfenahme eines Savitzky-Golay Filters (Fensterbreite: 30 Datenpunkte)¹¹⁰ aufbereitet. Die berechnete Abweichung (\mathcal{A}) zwischen Simulation (\mathcal{S}) und Messung (\mathcal{M}) folgt je Szenario #1 ... 4 der Beziehung $\mathcal{A} = \frac{\mathcal{S} - \mathcal{M}}{\mathcal{M}}$.

Impulserzeugung

Die Ergebnisse für Szenario #1 und #2 sind in Abbildung 4.12 visualisiert. Die zugehörigen Details in Tabelle 4.9 zusammengefasst.

Die Abweichung zwischen Simulation und Messung beträgt für den Maximalwert im schlechtesten Fall -2,32 % und für die Rückenhalbwertzeit 2,88 %, was zunächst für eine zufriedenstellende Übereinstimmung zwischen Simulation und Messung spricht. Die Abweichungen für die Scheitelzeit sind für beide Szenarien bei R_a am höchsten und betragen hier bis zu -52,22 %, wohingegen der betragsmäßige Fehler mit steigendem Widerstand ($R_{3c} > R_{3b} > R_{3a}$) abnimmt. Derartige Grö-

¹¹⁰ Funktion `smoothdata` mit Option `'sgolay'` in MATLAB.

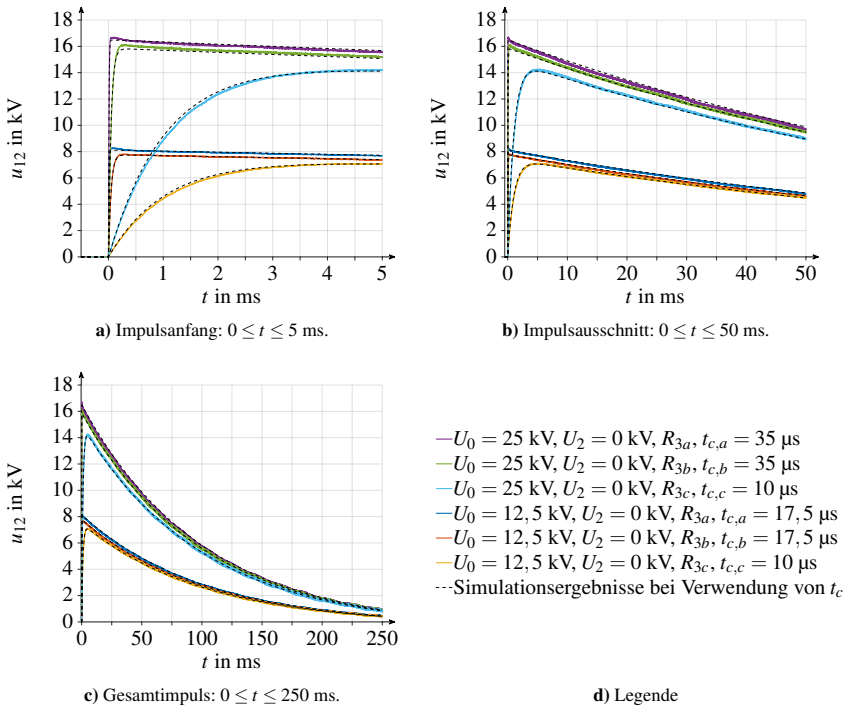


Abbildung 4.12: Mess- und Simulationsdaten der Impulserzeugung ohne Gleichspannungsüberlagerung nach Abbildung 4.10 bzw. 4.11. Die zu Simulationszwecken verwendeten Schalterverschlusszeiten t_c finden sich in Abbildung 4.12d. Darstellung vgl. [K6].

	R_{3a}			R_{3b}			R_{3c}		
	\hat{u}_{12} in kV	t_p in μ s	t_2 in ms	\hat{u}_{12} in kV	t_p in μ s	t_2 in ms	\hat{u}_{12} in kV	t_p in μ s	t_2 in ms
$\mathcal{S}\#1$	8,12	64,47	67,18	7,74	343,87	67,49	7,06	4718,57	72,71
$\mathcal{M}\#1$	8,29	81,16	65,69	7,81	260,59	66,68	7,12	5474,08	72,62
$\mathcal{S}\#1$ in %	-2,10	25,89	2,21	-0,9	24,22	1,19	-0,82	-16,01	0,12
$\mathcal{S}\#2$ in %	-1,48	-52,22	2,88	-2,32	12,56	2,04	-1,06	-7,90	-0,21

Tabelle 4.9: Vergleich zwischen Simulations- und Messergebnissen für Szenario #1 und #2, jeweils ohne Berücksichtigung einer DC-Überlagerung. Daten vgl. [K6].

Benordnungen der Abweichungen erscheinen zunächst alarmierend, sind jedoch darauf zurückzuführen, dass die Bestimmung der Werte von \hat{u}_{12} lediglich auf Basis der Savitzky-Golay gefilterten Maximalwerte der Messwerte erfolgt. Hierdurch kann bei verbleibenden Rauschbestandteilen oder

Impulsverfälschungen (z. B. Überschwingung) aufgrund parasitärer Einflüsse (parasitäre Induktivitäten bzw. Kapazitäten) die Größenordnung des Fehlers, der offensichtlich im Widerspruch zur visuellen Übereinstimmung zwischen Modellierung und Messung steht (vgl. insbesondere Abbildung 4.12a), begründet werden. Diese aus der Prüftechnik bekannten Herausforderung begründen die Existenz robuster und normativer Auswertungsverfahren ([63]) zur Analyse der Impulsparameter für LI und SI. Diese Verfahren existieren für derartige Impulse noch nicht und motivieren, wie bereits in [K6] angeführt, entsprechende Erweiterungen. Zu diesem Zwecke werden erste Erweiterungen der Impulsauswertung auf Basis der Grundkurvenbestimmung, die sich an der Methodik des Verfahrens „zur Bestimmung der Parameter einer genormten Blitzstoßspannung mit überlagertem Überschwingen oder Schwingungen“ ([63]) orientiert, in [M10] präsentiert. Hierdurch lassen sich in Kombination einer Schaltungsmodellbildung in Simulink Simscape unter Berücksichtigung resultierender Schalterverschlusszeiten (Bestimmung auf Basis eines Funkenstreckenmodells) für die Impulserzeugung Simulationsabweichungen erzielen welche im Hinblick auf \hat{u}_{12} , t_p und t_2 sowohl für R_{3a} als auch R_{3c} maximal 2,04 % betragen.

Wird der Einfluss der Messtechnik $C_M \parallel R_M$ auf die Reduktion von t_2 betrachtet, so eignet sich ein Vergleich der messtechnisch bestimmten Parameter in Tabelle 4.9 gegenüber der ideal bestimmten Parameter in Tabelle 4.8. Hier ergeben sich für M#1 Abweichungen, die im Mittel 14,6 % (min: 14,13 %, max: 15,04 %) geringer als die theoretisch berechneten Rückenhalbwertzeiten sind. Diese Abweichungen sind unter Berücksichtigung der normativen Grenzabweichungen ([63]), der Rückenhalbwertzeiten für LI (± 20 %) und SI (± 60 %) akzeptabel und erlauben aufgrund des eingebrachten Messequipments bereits eine weitere Einordnung. Bereits die Einbringung von R_M (Betrachtung ohne C_4 in Abbildung 4.10) führt zu einer Reduktion des wirksamen Widerstands $R_2 \parallel (R_2 + R_M)$ um mindestens ≈ 9 %, wodurch bereits jetzt die Forderung nach hochohmigerem Messequipment abgeleitet werden kann. Die hierfür erforderlichen Erweiterungen der Prüfinfrastruktur sind in aufbauenden Folgeprojekten [292, 293] vorgesehen.

Während ein Vergleich zwischen der idealen und messtechnisch erfassten Rückenhalbwertzeit, auch aufgrund der geringen Fehler zwischen Simulation und Messung (vgl. Tabelle 4.9 und Abbildung 4.12), plausibel durchführbar ist, erweist sich die Einbeziehung der Messdaten bei der Ermittlung der Einflüsse auf die Scheitelzeit aufgrund der oben diskutierten Einflüsse (Bestimmung auf Maximalwertbasis, parasitäre Einflüsse, verbleibende Rauschbestandteile, fehlende Auswertungsverfahren) als nicht zielführend. Zu diesem Zweck werden daher die Abweichungen zwischen theoretischer Berechnung (Tabelle 4.8) und Simulation (Tabelle 4.9) durchgeführt. Es ergeben sich für die Eignungsprüfung zufriedenstellende betragsmäßige Abweichungen von im Mittel 2,88 % (min: 0,67 %, max: 5,12 %), deren Qualität sich durch bessere Approximationen von t_c steigern lässt (vgl. [M10, S-MA8]).

Überlagerte Impulserzeugung

Die Ergebnisse für Szenario #3 und #4 sind in Abbildung 4.13 visualisiert. Die zugehörigen Details in Tabelle 4.10 zusammengefasst. Zur besseren Vergleichbarkeit der Ergebnisse zwischen Tabelle 4.10 und Tabelle 4.9 sind die Angaben für \hat{u}_{12} jeweils um den DC-Offset korrigiert.

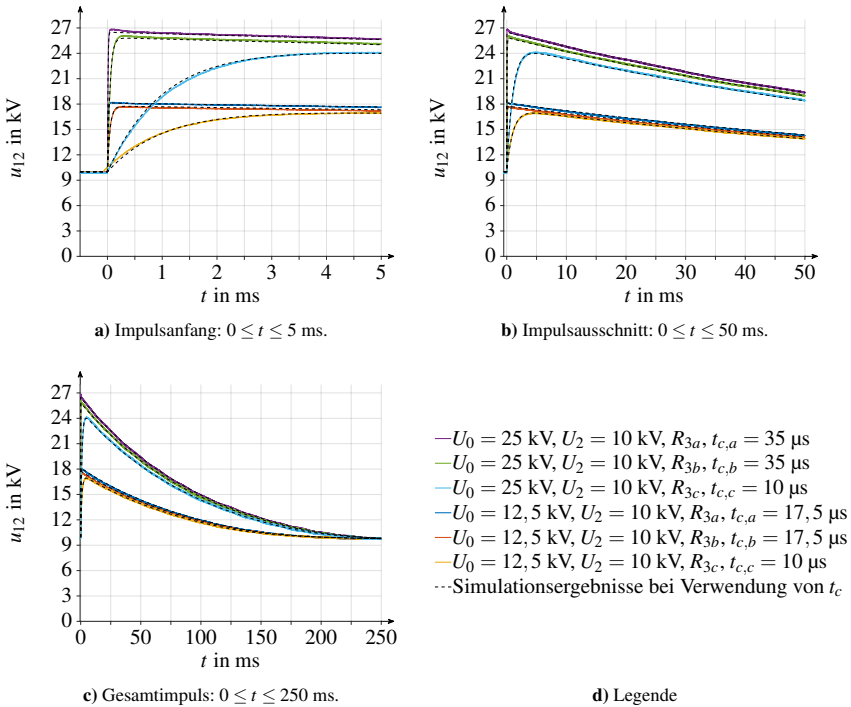


Abbildung 4.13: Mess- und Simulationsdaten der Impulserzeugung mit Gleichspannungsüberlagerung nach Abbildung 4.10 bzw. 4.11. Die zu Simulationzwecken verwendeten Schalterschlusszeiten t_c finden sich in Abbildung 4.13d. Darstellung vgl. [K6].

	R_{3a}			R_{3b}			R_{3c}		
	\hat{u}_{12}° in kV	t_p in μ s	t_2 in ms	\hat{u}_{12}° in kV	t_p in μ s	t_2 in ms	\hat{u}_{12}° in kV	t_p in μ s	t_2 in ms
$\mathcal{S}\#3$	8,11	62,97	55,10	7,74	338,07	54,89	6,93	4543,10	58,17
$\mathcal{M}\#3$	8,31	84,69	54,31	7,72	410,08	53,77	7,05	4890,66	58,47
$\mathcal{S}\#3$ in %	-2,40	-34,49	1,42	0,22	-21,30	2,05	-1,59	-7,65	-0,52
$\mathcal{S}\#4$ in %	-2,96	-91,93	2,39	-2,54	7,24	0,29	-1,70	-6,53	-1,52

Tabelle 4.10: Vergleich zwischen Simulations- und Messergebnissen für Szenario #3 und #4, jeweils mit Berücksichtigung einer DC-Überlagerung von $u_2 = 10$ kV. Die Ergebnisse von \hat{u}_{12}° sind zur Vergleichbarkeit mit Tabelle 4.12 um den DC-Anteil reduziert. Daten vgl. [K6].

Die Abweichung zwischen Simulation und Messung beträgt für den Spitzenwert im schlechtesten Fall -2,96 % und für die Rückenhalbwertzeit 2,39 %, was weiterhin für eine zufriedenstellende Übereinstimmung zwischen Simulation und Messung spricht und lediglich leichte und unwesentliche Veränderungen gegenüber der alleinigen Impulserzeugung vorweist. Die Abweichungen im Hinblick auf die Scheitelzeit sind wiederum für beide Szenarien bei R_a am deutlichsten und betragen hier bis zu -91,93 %, der betragsmäßige Fehler nimmt ebenfalls mit steigendem Widerstand ($R_{3c} > R_{3b} > R_{3a}$) ab. Die Einordnung dieser Fehler folgt wiederum der Diskussion, welche für die alleinige Impulserzeugung geführt wurde (Bestimmung auf Maximalwertbasis, parasitäre Einflüsse, verbleibende Rauschbestandteile, fehlende Auswertungsverfahren) und steht auch hier offensichtlich im Widerspruch zur visuellen Übereinstimmung zwischen Modellierung und Messung (vgl. insbesondere Abbildung 4.13a).

Wird der Einfluss der Messtechnik $C_M \parallel R_M$ auf die Reduktion von t_2 betrachtet, so wird auch hier ein Vergleich der messtechnisch bestimmten Parameter in Tabelle 4.10 gegenüber der ideal bestimmten Parameter in Tabelle 4.8 durchgeführt. Hier ergeben sich für M #3 Abweichungen, welche im Mittel 30,08 % (min: 29,74 %, max: 30,75 %) geringer als die theoretisch berechneten Rückenhalbwertzeiten sind. Diese Abweichungen sind zwar lediglich unter Berücksichtigung der normativen Grenzabweichungen ([63]) der Rückenhalbwertzeiten für SI (± 60 %) noch akzeptabel, erlauben jedoch aufgrund des eingebrachten Messequipments und insbesondere der Zusatzkomponente D in Abbildung 4.10 bereits einer weiteren Einordnung. Unverändert (s. oben) führt die Einbringung von R_M zu einer Reduktion des für die Entladung wirksamen Widerstands, wodurch Abweichungen der Rückenhalbwertzeit folgen. Wesentlich zeigt sich hier gar der Einfluss der Diode was insbesondere, unter Berücksichtigung der vorliegenden ohmschen Querspfade bedingt durch R_M und R_2 , dazu führt, dass während der Zeitdauer $u_{12} > u_2$ die erforderliche DC-seitige Nachladung (vgl. Abschnitt 4.3.1) nicht erfolgen kann. Dies bedingt, dass die Überlagerung zwischen Impuls und DC-Spannung nicht mehr linear erfolgt, da nun eine Entladung des DC-Anteils von C_5 sowie C_4 simultan zur Impulsüberlagerung erfolgt. Visuell lässt sich dies bei Vergleich der Abbildungen 4.12c und 4.13c an dem verkürzten Impulsrücken bereits erkennen. Ebenfalls geht dies mit einer zunehmenden betragsmäßigen Abweichung zwischen den simulierten (Tabelle 4.10) und theoretisch optimalen (Tabelle 4.8) Scheitelzeiten einher, welche nun im Mittel 3,82 % betragen (min: 2,34 %, max: 6,46 %). Diese Abweichungen sind wiederum auch von der approximierten Schalterverschlusszeit t_c abhängig. In Summe resultiert, dass durch Einbringung der Diode von der klassischen doppelte exponentiellen Form (Gleichung 3.55 bzw. 4.8) abgewichen wird (vgl. [S-MA8]).

Hieraus folgt, dass sich eine zuverlässige Erfassung des Impulses mittels eines geeigneten Universalteilers, dessen ohmscher Querzweig $R_M \gg R_2$ ist, empfiehlt. Hierdurch kann auf die separate Erfassung der Gleichspannung durch R_5 verzichtet werden (vgl. Anforderungen bei überlagerten Kabelprüfungen, vgl. Abschnitt 3.5.2, Abbildung 3.18), sodass die Notwendigkeit der Einbringung der Diode und die hiermit einhergehende Impulsverfälschung entfällt. Die Beherrschung der Impulsrückwirkung auf die Gleichspannungsquelle lässt sich dann durch geeignete Dimensionierung von R_6 und C_6 gewährleisten. Zugehörige Simulationen, Realisierungen und Investitionen in die Laborinfrastruktur sind Bestandteil der in 2019 am Lehrstuhl gestarteten Projekte [292, 293].

4.3.3 Resümee der synthetischen Labornachbildung resultierender MMC-HGÜ-Überspannungen

Die synthetische Labornachbildung resultierender MMC-HGÜ-Überspannungen lässt sich wie folgt zusammenfassen:

- Die resultierenden Spannungsbeanspruchungen bei HGÜ im Fehlerfall motivieren eine synthetische Labornachbildung neuartiger Impulsformen. Am Beispiel der in Unterkapitel 4.2 analysierten Spannungsverläufe werden zwei verschiedene Schaltungsrealisierungen vorgestellt und sowohl theoretisch als auch simulationsbasiert bestätigt.
 - In Abhängigkeit der zur Verfügung stehenden Laborinfrastruktur werden verschiedene Konzepte zur Impulserzeugung, Überlagerung und zum wechselseitigen Anlagenschutz vorgestellt. Dies umfasst auch Lösungskonzepte für die Fälle in denen es zu einem frühzeitigen Verlöschen der Funkenstrecken kommt, welches bei Unterschreitung der erforderlichen Brennspannung erfolgt.
 - Die für die Schaltungen erwachsenden Wechselwirkungen werden unter Berücksichtigung von etwaigen Gegenmaßnahmen und erforderlichen Designvorschriften diskutiert.
- Die umgesetzte experimentelle Laborrealisierung nutzt eine Schaltungserweiterung, sodass trotz frühzeitig verlöschender Funkenstrecken überlagerte Impulse mit Scheitelzeiten im Zeitbereich von ca. $t_p \approx 60 \dots 5000 \mu\text{s}$ mit Rückenhalbwertzeiten $t_2 > 50 \text{ ms}$ realisiert werden.
 - Der Einfluss auf den Zeitpunkt der Funkenstreckenlöschung wird zur grundlegenden Schaltungseignungsprüfung lediglich approximiert, motiviert jedoch folgende vertiefende Betrachtungen (vgl. [M10, 292, 293]), insbesondere auch zur Wahl einer geeigneten Schaltungsrealisierung nach Abbildungen 4.9 und 4.10.
 - Für die betrachteten Impulse, werden die Abweichungen zwischen Simulation und Messung, inkl. der aufgrund der Messtechnik resultierenden Impulsverfälschungen, diskutiert. Da zum gegenwärtigen Zeitpunkt keine Verfahren zur Impulsauswertung verfügbar sind, erfolgt die Zeitparameterbestimmung der Scheitelzeit z. B. unter Verwendung des Zeitpunkts des Maximalwertes. Dieser Zeitpunkt kann durch parasitäre Einflüsse und Messrauschen deutlichen Schwankungen unterworfen sein, welches entsprechende Erweiterungen (vgl. normative Verfahren auf Basis der Grundkurve) für künftige Untersuchungen motiviert [M10].
- Der Einsatz und die Anforderungen an geeignete Messtechnik und erwachsende Herausforderungen werden adressiert.
 - Der Einsatz kapazitiver Teiler birgt das Risiko, dass bei derartig langen Impulsdauern, z. B. aufgrund von der Entladung der Unterspannungsbaugruppe durch die nachfolgende Messtechnik, oder durch die Übertragungseinschränkungen für niederfrequente Signale, eine verfälschten Erfassung des Impulses resultiert.

- In Abhängigkeit des ohmschen Querzweiges der Messtechnik folgt eine entsprechende Verkürzung der Rückenhalbwertzeit.
 - Eine separate Gleichspannungsmessung lässt sich beim Einsatz der Diode D auch, sofern nicht extrem hochohmige Komponenten zur Verfügung stehen, realisieren. Dies führt jedoch zu einer Abweichung von der bekannten Form des doppeltexponentiellen Impulses.
 - Es empfiehlt sich zur messtechnischen Erfassung der überlagerten Impulsgröße der Einsatz eines geeigneten Universalteilers, dessen ohmscher Querzweig $R_M \gg R_2$ ist. Hieraus erwächst die Möglichkeit auf eine separate Erfassung der Gleichspannung zu verzichten (vgl. Anforderungen bei überlagerten Kabelprüfungen, vgl. Abschnitt 3.5.2, Abbildung 3.18), welches einen Verzicht auf die Diode D ermöglicht.
- ⇒ Die Eignungsprüfung der vorgestellten Schaltungen zur synthetischen Labornachbildung neuartiger Impulsformen zeigt sich positiv und erlaubt eine zufriedenstellende Nachbildung im Kleinlabor. Die mit diesen Impulsen assoziierten Modellbildungen, messtechnischen Herausforderungen und deren großskalige Laborrealisierung motivieren verschiedene im Jahr 2019 am Lehrstuhl für Hochspannungstechnik gestartete Folgeprojekte [292, 293].

5 Leitfähigkeitsanalyse von Isolationsmaterialien der Kabeltechnologie

Eine Auseinandersetzung mit der Feldverteilung vor transienten Beanspruchungen (vgl. Unterkapitel 4.2) ist von Relevanz, um die Auswirkungen von Überspannungen auf Isolationssysteme der HGÜ bewerten zu können. Hierzu ist eine Leitfähigkeitsanalyse unerlässlich.

Vor diesem Hintergrund wird, unter Berücksichtigung der Forschungsmotivation in Abschnitt 2.2.9 und der formulierten Zielsetzung in Unterkapitel 2.3, zunächst eine prototypische Realisierung einer geeigneten Versuchstechnik umgesetzt und in Unterkapitel 5.1 vorgestellt und diskutiert. Im folgenden Unterkapitel 5.2 werden modelltheoretische Verfahren eingeführt mit denen es ermöglicht wird versuchstechnische Realisierungen bei Leitfähigkeitsanalysen zu bewerten. Unterkapitel 5.3 adressiert die numerische Modellbildung von Versuchsanordnungen zur Leitfähigkeitsanalyse. Hier werden die notwendigen Verfahren zur feldtheoretischen Bestimmung der Leistungsfähigkeit von Elektrodenanordnungen der Leitfähigkeitsanalyse präsentiert. Die numerische Simulation der eingesetzten Elektrodenanordnungen ist insbesondere bei Leitfähigkeitsuntersuchungen von Isolationsmaterialien der HGÜ-Kabeltechnologie von besonderem Interesse. Der scheinbaren Leitfähigkeit dieser Materialien werden Feldstärkeabhängigkeiten zugesprochen, sodass Feldinhomogenitäten innerhalb der Schutzringanordnung wiederum zu einer Beeinflussung des Ergebnisses beitragen. Um Rückschlussmöglichkeiten auf die, dem untersuchten Isolierwerkstoff zugrunde liegende, dielektrische Antwortfunktion zu steigern, werden in Unterkapitel 5.4 neuartige Verfahren der Messdatenanalyse präsentiert. In Unterkapitel 5.5 wird der Nachweis der Leistungsfähigkeit der geschaffenen Versuchstechnik erbracht und auf Messdatenbasis allgemeine Einflüsse bei Leitfähigkeitsuntersuchungen und qualitative Materialvergleiche thematisiert. Der Eignungsnachweis der vorgestellten mathematischen Verfahren zur Messdatenanalyse schließt dieses Unterkapitel ab, bevor in Unterkapitel 5.6 versuchstechnische Erweiterungen für künftige experimentelle Analysen präsentiert werden.

Zur Steigerung der Lesefreundlichkeit wird je Themenblock der Zielsetzung, welches jeweils einem Unterkapitel entspricht, ein Resümee präsentiert, sodass auch bei partiellem Interesse an einzelnen Abschnitten eine Einordnung des jeweiligen Teilaspekts in den Gesamtzusammenhang durch Beachtung der vorherigen und aktuellen Zusammenfassungen gewahrt wird.

5.1 Prototypische Realisierung der Versuchstechnik

Wie bereits zu Beginn von Unterkapitel 3.4 vorgestellt, existieren verschiedene versuchstechnische Konzepte unterschiedlicher Autoren, deren Entwicklung und Realisierung, teils auch parallel und nachläufig zur vorliegenden Arbeit bzw. der diese Arbeit begleitenden Veröffentlichungen, vorge-

stellt wurden. Eine Zusammenfassung dieser Konzepte findet sich in Abschnitt 3.4.1. Das folgend vorgestellte Konzept fügt sich in diesen vorgestellten Rahmen ein.

Die Entwicklung und Umsetzung orientiert sich hierbei an den Anforderungen eines modularen, skalierbaren und erweiterbaren Versuchskonzepts, welches grundsätzlich unabhängig von der Elektrodengeometrie ist und die Erfassung von Absorptionsströmen ermöglicht. Hierdurch wird an der TU Dortmund ein automatisiertes versuchstechnisches System realisiert, welches eine nachhaltige Optimierung, Erweiterung und Einbindung von Betriebserfahrungen ermöglicht.

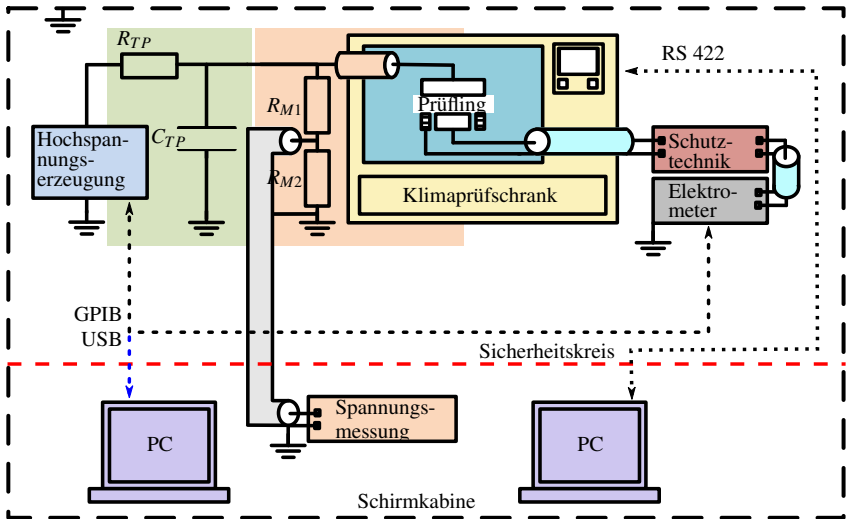
Einen Überblick über das realisierte prototypische Gesamtsystem bietet Abbildung 5.1. Das Gesamtsystem wird zunächst, unter Berücksichtigung der im Rahmen von [S-MA2] geschaffenen Vorentwicklungen, innerhalb der **Vollschirmung** aus verzinkten Stahlblechen einer Modenverwirbelungskammer realisiert, um etwaige Fremdstöreinflüsse zu reduzieren¹¹¹. Ein Zutritt zu sämtlichen hochspannungstechnischen Versuchskomponenten wird während des Betriebs durch den eingebrachten Sicherheitskreis unterbunden. Eine Öffnung des Sicherheitskreises führt zu einer Abschaltung der Hochspannungserzeugung.

In den folgenden Abschnitten erfolgt eine detaillierte Auseinandersetzung mit wesentlichen Funktionsgruppen, Komponenten und Aspekten der Versuchsumgebung. Dies adressiert, unter Berücksichtigung der Einbringungsreihenfolge gemäß Abbildung 5.1, in Abschnitt 5.1.1 die Hochspannungserzeugung, Tiefpassfilterung und Spannungsmessung, gefolgt von Abschnitt 5.1.2 in welchem der Klimaprüfschrank, die Elektrodenanordnung und die eingesetzten Signalleitungen vorgestellt werden. In Abschnitt 5.1.3 erfolgt eine Auseinandersetzung mit der Strommesstechnik und der eingesetzten Schutztechnik zum Schutz dieser bei Prüflingsversagen. In Abschnitt 5.1.4 wird das umgesetzte Automatisierungs- und Dokumentationskonzept präsentiert, bevor in Abschnitt 5.1.5 die prototypische Realisierung der Versuchstechnik zusammengefasst wird.

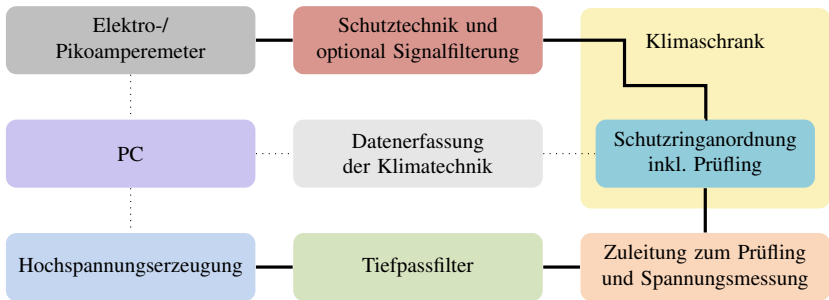
5.1.1 Hochspannungserzeugung, Tiefpassfilterung, Spannungsmessung

Zur **Hochspannungserzeugung** wird eine Präzisionsgleichspannungsquelle der Serie Heinzinger PNChp 30000-5 ump ([295]) eingesetzt. Diese Gleichspannungsquelle verfügt über eine maximale Ausgangsspannung von $U_{NOM} = 30$ kV und zeichnet sich insbesondere durch eine geringe Restwelligkeit (Spitze-Spitze) aus, welche $u_{pp} \leq 0,001 \% U_{NOM} \pm 50$ mV und somit $u_{pp} = 300 \pm 50$ mV beträgt. In Kombination mit der Stabilität der Quelle über einen Zeitraum von acht Stunden von $\leq 0,001 \% U_{NOM}$ und dem Temperaturkoeffizienten ebenfalls von $\leq 0,001 \% U_{NOM}/K$ soll die Bereitstellung einer möglichst idealen Gleichspannung gewährleistet werden. Hierdurch wird insbesondere der Ausprägung von kapazitiven Verschiebeströmen, bedingt durch die Spannungsquelle (vgl. Abschnitt 2.2.2), bereits konstruktiv begegnet. Die nachfolgend ebenfalls modular realisierte **Tiefpassfilterung**, bestehend aus einem einstufigen Tiefpass erster Ordnung, minimiert verbleibende Restwelligkeiten der Prüfgleichspannung und lässt sich auf die gegebenen messtechnischen Erfordernisse, durch Variation der Baugruppen R_{TP} bzw. C_{TP} , anpassen. Die mathematische Be-

¹¹¹ Eine erweiterte Laborinfrastruktur außerhalb der Vollschirmung der Modenverwirbelungskammer wird in Unterkapitel 5.6 vorgestellt.



a) Schematischer Überblick der Laborrealisierung. Darstellung und Erweiterung in Anlehnung an [K3], [K5], [S-MA2].



b) Prinzipdarstellung der messtechnischen Realisierung mit Bezug zu Abbildung 3.12.

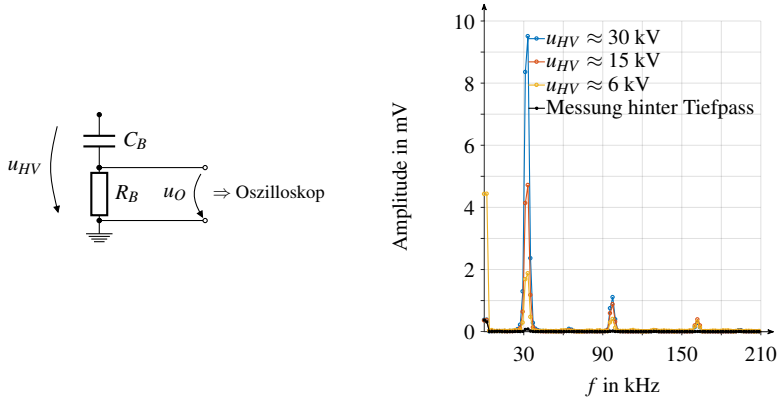
Abbildung 5.1: Prototypische Realisierung des modularen, skalierbaren und erweiterbaren Systems zur Erfassung von Absorptionsströmen.

trachtung resultierender messtechnischer Anforderungen, z. B. aufgrund der Restwelligkeit der Spannungsquelle, und hieraus folgende Anforderungen und Realisierungsmöglichkeiten der Filterung werden in Unterkapitel 5.2 diskutiert. Typischerweise kommen in der vorliegenden Realisierung $C_{TP} = 25 \text{ nF}$ und $R_{TP} = 280 \text{ M}\Omega$ zum Einsatz. Die **Spannungsmessung** wird über einen in dieser Konfiguration vorhandenen ohmschen Teiler mit $R_{M1} = 280 \text{ M}\Omega$ und $R_{M2} = 15 \text{ k}\Omega$ ($R_M \approx 280 \text{ M}\Omega$) und die kontinuierliche Werteausgabe an einem Multimeter realisiert. Die Messsignalausleitung erfolgt mittels einer geschirmten Signalleitung. Durch diese Spannungsmessung sind eine Überwachung der Prüflingsspannung die Feststellung der Spannungsfreiheit vor Zutritt möglich. Darüber hinaus wird hierdurch eine entsprechende messtechnische Verifikation der aus netzwerktheoretischen Berechnungen erhaltenen Sollwertvorgabe der Spannungsquelle umgesetzt. Unter der Annahme eines hochohmigen Prüflings ergibt sich im stationären Betrieb mittels R_{TP} und R_M ein entsprechender Spannungsteiler, sodass die Ausgangsspannung der Hochspannungserzeugung entsprechend berechnet werden kann. Mit $R_{TP} = R_M$ bildet die doppelte Prüflingsspannung die erforderliche Ausgangsspannung der Hochspannungserzeugung. Darüber hinaus führt der vorhandene ohmsche Querspfad zu einer zuverlässigen Entladung sowohl der Prüflings- als auch der Tiefpasskapazität, nach Abschaltung der Hochspannungserzeugung. Die Zuleitung zum Prüfling erfolgt über ein geschirmtes VPE-Mittelspannungskabel.

Zur Abschätzung der vorherrschenden Frequenzanteile der Hochspannungserzeugung wird das Funktionsprinzip der Spannungserzeugung betrachtet. Hierzu wird mittels einer Gleichrichtung der Netzspannung zunächst eine rechteckförmige Wechsellspannung von ca. 30 kHz erzeugt, welche in einen Hochspannungstransformator eingespeist wird [295]. Die Vervielfachung und Gleichrichtung erfolgt in einer (mehrstufigen) Kaskadenschaltung mit nachfolgender Filterung [295]. Während die verbleibende Spannung u_{pp} gemäß des Handbuchs abschätzbar ist, fehlen Angaben hinsichtlich der resultierenden Frequenz, obgleich das Erzeugungsprinzip eine dominante Frequenz von 30 kHz nahelegt.

Die Bestimmung der aufgrund der Hochspannungserzeugung im Netzwerk vorherrschenden Restwelligkeit ist von wesentlichen Interesse um die damit verbundene Ausprägung kapazitiver Verschiebestrome (vgl. Abschnitt 2.2.2) zu bewerten und eine Dimensionierung des Tiefpassfilters vorzunehmen. Die messtechnische Ermittlung dieser Restwelligkeit gestaltete sich herausfordernd. Eine konventionelle Messung mittels Tastkopf oder üblichen Hochspannungsteilern ist aufgrund der Messgröße, welche einem Gleichspannungssignal von maximal 30 kV überlagert ist, nicht zielführend, da die erwartbare Wechselgröße $u_{pp} = 300 \pm 50 \text{ mV}$ ebenfalls selbiger Teilung unterliegt. Daher werden zur Abschätzung der eingebrachten Frequenzkomponenten Messungen (vgl. [S-MA6]) mit einem CR-Serienglied gemäß Abbildung 5.2a parallel zur Hochspannungserzeugung und somit unmittelbar vor dem Tiefpass durchgeführt. Hierbei fungiert die Hochspannungskapazität C_B (Abbildung 5.2a) maßgeblich als Schutzelement (unter der Annahme, dass der parasitäre Parallelwiderstand gegenüber R_B dominiert), sodass ein Gleichspannungsdurchgriff auf den Niederspannungswiderstand R_B unterbunden wird. Gleichermaßen wird C_B mit 101 pF dermaßen dimensioniert, dass die Filterwirkung durch Erhöhung der Parallelkapazität (insbesondere auch bei Vergleichsmessungen parallel zu C_{TP}) nicht maßgeblich beeinflusst wird. Die Wahl von $R_B = 15 \text{ k}\Omega$ folgt der Zielsetzung, die Wechselmessgröße in eine messbare Größe im Millivoltbereich zu über-

führen. Auf eine alternative Substitution von R_B durch eine weitere Kapazität (in Anlehnung an einen kapazitiven Teiler mit der Übertragungsfunktion ≈ 1), respektive entsprechende erweiterte Teilertechnik, wird aufgrund der Komponentenverfügbarkeit und der Zielsetzung der Abschätzung verzichtet. Die Messwertaufnahme erfolgt eine Minute nach Zuschaltung der Gleichspannung.



- a) CR-Serienschaltung zur Abschätzung der Frequenzkomponenten der Hochspannungserzeugung. Es gilt $C_B=101$ pF sowie $R_B=15$ k Ω . Einbringung erfolgt parallel zur Hochspannungserzeugung bzw. parallel zu C_{TP} gemäß Abbildung 5.1a. b) FFT Analyse des aufgezeichneten Signals u_O für verschiedene Spannungen u_{HV} . Exemplarisch in schwarz: Vergleichsmessung hinter dem Tiefpass ($R_{TP}=280$ M Ω ; $C_{TP}=25$ nF) hierbei beträgt die Ausgangsspannung der Hochspannungserzeugung 30 kV.

Abbildung 5.2: Hochfrequenzanteile der Gleichspannung aufgrund der Restwelligkeit der Hochspannungserzeugung, Messdatenaufzeichnung im Rahmen von [S-MA6].

Das zugehörige Amplitudenspektrum (erhalten durch Fensterung der Daten und Durchführung einer FFT-Analyse¹¹²) ist in Abbildung 5.2b dargestellt. Hierbei werden Frequenzen bis maximal 210 kHz visualisiert. Bei Vernachlässigung des Gleichanteils sowie des bei einer Ausgangsspannung von 6 kV prominenten Peaks bei ca. 2 kHz, findet sich eine deutliche Amplitudenausprägung im Bereich von ca. 30 kHz (31-33 kHz). Weitere klar ersichtliche Maxima finden sich im Bereich der ungradzahligen Vielfachen bei ca. 97 kHz (dritte Harmonische) und ca. 162 kHz (fünfte Harmonische) usw. Zu Vergleichszwecken wird ebenfalls eine Messung hinter dem Tiefpass ($R_{TP}=280$ M Ω ; $C_{TP}=25$ nF) parallel zu C_{TP} durchgeführt, was eine zufriedenstellende Filterwirkung zeigt (mathematische Bewertungsverfahren siehe Unterkapitel 5.2).

Unter Berücksichtigung der Messergebnisse in Abbildung 5.2b sind Rückschlüsse auf die Amplitudenhöhe des Wechselanteils in Anlehnung an das Vorgehen bei Zeigerdiagrammen denkbar (vgl. [S-MA6]). Auf dieses wird in vorliegender Arbeit verzichtet, da bereits die Auswahl des Messprinzips mit den hierbei auftretenden Rückwirkungen und Verzerrungen lediglich auf eine Abschätzung der Frequenzkomponenten abzielt. Zum anderen unterliegt die vorliegende Amplitude der Restwelligkeit einer Last- und Leistungsabhängigkeit (Herstellerauskunft). Darüber hinaus zeigt sich in den

¹¹² Fast Fourier Transformation

Messdaten eine Indikation für einen Zusammenhang zwischen der Amplitude der Wechselspannung und der ausgegebenen Gleichspannung. Aus diesen Gründen wird die maximal auftretende Amplitude der Wechselgröße gemäß den Handbuchangaben (s.o. $u_{pp} \leq 0,001 \% U_{NOM} \pm 50 \text{ mV}$) bestimmt ¹¹³.

5.1.2 Klimaprüfschrank, Elektrodenanordnung, Signalleitungen

Durch definierte Temperatur- und Luftfeuchtebedingungen soll insbesondere einer undefinierten Veränderung der Prüfkörper während der Messungen (vgl. z. B. Abschnitte 2.2.5 und 2.2.4) vorgebeugt werden. Daher wird ein **Wechselklimaschrank** (Binder MKF 240) eingesetzt. Dieser erlaubt grundsätzlich einen Temperaturbetrieb von -40 bis $180 \text{ }^\circ\text{C}$ mit einer mittleren Aufheizrate von 5 K/min . Im Klimabetrieb, somit bei kontrollierter Luftfeuchte, ist ein Temperaturbereich von 10 bis $95 \text{ }^\circ\text{C}$, bei einer zeitlichen Temperaturabweichung von $0,1$ - $1,3 \text{ K}$ vom Sollwert realisierbar. Die maximale Untersuchungstemperatur wird gemäß Abschnitt 3.1.2 mit $90 \text{ }^\circ\text{C}$ formuliert und ist daher innerhalb des Klimabetriebs, und somit unter definierten Temperatur- und Luftfeuchtebedingungen, gewährleistet ¹¹⁴. [296]

Die Ausführung der **Elektrodenanordnung** entspricht der einer Schutzringanordnung gemäß Abschnitt 3.3.1, Abbildung 3.10. Hierbei wird für $r_1 = 38 \text{ mm}$ gewählt und somit die Dimensionierung für präzise Messungen von Prüflingen mit sehr hohem spezifischen Widerstand verwendet (M_{iii}). Die Schutzspaltbreite wird idealerweise zur Reduktion des Einflusses der effektiven Elektrodenfläche (vgl. Abschnitt 3.3.2) minimiert. Diese orientiert sich im vorliegenden Fall an der empfohlenen Verwendung zur Vermeidung von Fehlmessungen von $g = 5 \text{ mm}$, sodass $r_2 = 43 \text{ mm}$ folgt und zunächst eine weitere Minimierung nicht fokussiert wird. Die Auflagefläche des Schutzrings wird wiederum in Einklang mit M_{iii} zu $w = 6 \text{ mm}$ gewählt, sodass $r_3 = 49 \text{ mm}$ resultiert.

Auf die Wahl einer Rundung der Elektroden mit frei definiertem Krümmungsradius wird verzichtet, da dies in Abhängigkeit des gewählten Radius zu einer Verlagerung des Punktes der maximalen Feldstärke mit wachsender Abrundung in das Anordnungsinnere führen kann [275]. Zur Reduktion der elektrischen Belastung im Außenbereich wird ein Rogowskiprofil eingesetzt ¹¹⁵. Die zugehörigen Auslegungsparameter zur Berechnung der Start- und Endpunkte des Profilzugs gemäß Gleichungen A.52 und A.54 werden zu $p_R = 1/400 \%$ und $q_R = 8 \%$ gewählt. Für h_R wird $12,5 \text{ mm}$ ($b_R = 6,25 \text{ mm}$) definiert (vgl. Gleichungen A.45 und A.46), sodass die maximale Abweichung von der Homogenfeldstärke bei Profilbeginn p_R erst bei Prüflingen erreicht wird bei denen $h_T \approx h_R$ gilt. Die Wahl von $h_R = 12,5 \text{ mm}$ zeichnet sich somit für Prüfkörper, welche typischerweise bis

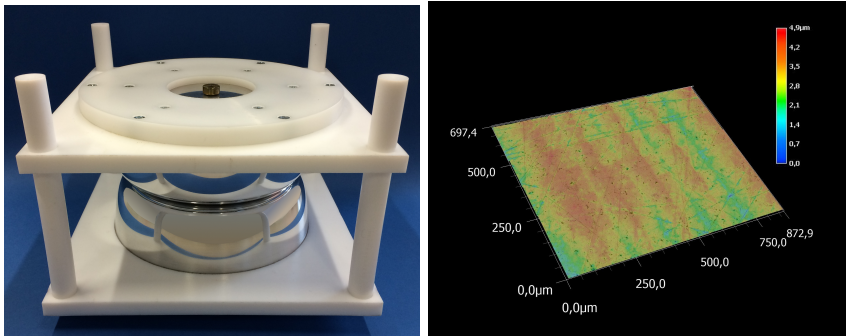
¹¹³ Auf Basis der Amplitudenabschätzung, unter Verwendung der erhaltenen Messergebnisse, stellt die Handbuchangabe ebenfalls die konservativere (obere) Schranke dar.

¹¹⁴ Grundsätzlich ist die Luftfeuchte zwischen $10 - 98 \%$ regulierbar (Sollwertschwankung $\leq 2,5 \%$), sofern der Klimaprüfschrank über einen zusätzlichen Drucklufttrockner verfügt. In der prototypischen Realisierung ist, aufgrund des fehlenden Drucklufttrockners, das Feuchtigkeitsminimum von 10% erst ab Temperaturen von ca. $45 \text{ }^\circ\text{C}$ erreichbar. [296] Im Rahmen der Erweiterung der Versuchstechnik, vgl. Abschnitt 5.6 erfolgen ebenfalls Anpassungen des Wechselklimaschranks (u. a. hinsichtlich des Drucklufttrockners), sodass im vollständigen Klimabetrieb die Voraussetzungen z. B. für eine Einflussanalyse der Luftfeuchte auf scheinbare Leitfähigkeiten und Ableitströme geschaffen werden.

¹¹⁵ Die ideale Feldverteilung nach Rogowski (vgl. Abschnitt 3.4.3) wird erreicht, sofern die dielektrischen Eigenschaften des Prüflings identisch mit denen des Umgebungsmediums der Anordnung sind und entsprechende Tripel-Punkte nicht in Erscheinung treten (vgl. Abschnitt 5.3.5).

$h_{T,max} \approx 2$ mm reichen (vgl. Abschnitt 2.2.5) dadurch aus, dass für diese ($h_T < h_R$) die Feldverzerrung p_R am Profilstartpunkt geringer als das spezifizierte $p_R = 1/400$ % ist. Darüber hinaus würde eine Auslegung des Profils z. B. unter der Annahme $h_R = 2,5$ mm dazu führen, dass die Gesamtprofilhöhe lediglich wenige Millimeter beträgt. Dies bedingt wiederum, dass Fertigungstoleranzen gefordert werden, welche für die im Maschinenpark verfügbaren Drehmaschinen zu herausfordernd sein können. Eine entsprechende Vergrößerung von h_R verspricht hier Entspannung.

Zur geometrischen Eignungsprüfung der Messanordnung wird zunächst aufgrund der guten mechanischen Verarbeitbarkeit ein nicht korrosionsbeständiges Aluminium (AlCu4PbMgMn) eingesetzt ¹¹⁶. Die realisierte Messanordnung ist in Abbildung 5.3a dargestellt. Zur Abschätzung der Oberflächenbeschaffenheit wird die Oberflächenrauigkeit an verschiedenen Punkten vermessen und weist in dem dargestellten Bereich gemäß Abbildung 5.3b eine maximale Rauigkeit von $4,9 \mu\text{m}$ auf. Diese liegt oberhalb des in Abschnitt 2.2.3 formulierten Richtwerts von $4 \mu\text{m}$ bei der Leitfähigkeitsbestimmung von Pressboard. Das Gewicht der Hochspannungselektrode inkl. der Tragekonstruktion beträgt $3,74$ kg, sodass eine Druckapplikation von $4,86$ kPa folgt. Dieser Druck liegt unterhalb des Richtwerts von 10 kPa für Untersuchungen von Pressboard (vgl. Abschnitt 2.2.3), wird jedoch für die Untersuchung von Elastomeren und insbesondere zur Erringung von Betriebserfahrungen auf Basis der prototypischen Realisierung zunächst als Kompromiss eingestuft ¹¹⁷.



a) Elektrodenanordnung, die untere Elektrode ist als Schutzringelektrode (vgl. Abbildung 3.10) ausgeführt. Abbildung vgl. [K3]. **b)** Oberflächenrauigkeit der Messelektrode. Aufnahme im Zuge einer Produktvorstellung mit KEYENCE VHX-6000 Digitalmikroskop.

Abbildung 5.3: Realisierung und Oberflächencharakterisierung der Elektrodenanordnung.

Die Trage- und Zentrierkonstruktion besteht aus Polyoxymethylen (POM) sowie Polytetrafluoräthylen (PTFE). Der Schutzspalt ist aus konstruktiven Gesichtspunkten und den in Abschnitt 3.4.1 genannten Gründen mit PTFE gefüllt. Diese Füllung schließt nicht bündig mit der Messelektrodenoberkante ab, sondern ist ca. 1 mm gegenüber der Oberkante zurückgezogen. Hierdurch folgt,

¹¹⁶ Die Forderung nach korrosionsbeständigen Materialien findet sich in Abschnitt 3.3.1.

¹¹⁷ Eine entsprechende Erhöhung der Druckapplikation und eine separate Analyse des Einflusses auf die scheinbare Leitfähigkeit kann z. B. durch additive Gewichtseinbringung auf der Hochspannungselektrode erzielt werden. Darüber hinaus ergibt sich bei Fertigung selbiger Elektrodenanordnung z. B. aus Edelstahl ein zugehöriger Dichtezuwachs, wodurch automatisch die Druckapplikation steigt.

dass es aufgrund von Unplanaritäten z. B. des Prüfkörpers nicht zu einem „Aufliegen“ auf dem Schutzspalt kommen kann, wodurch ein fehlender Prüflingskontakt zur Schutzring- und Messelektrode folgen würde. Aufgrund der Trage- und Zentrierkonstruktion welche die Mess- und Schutzringelektrode weitgehend umschließt (vgl. Hochspannungselektrode in Abbildung 5.3a) wird eine zusätzliche Abschirmung vor Streuströmen erzielt (vgl. additive Schirmungsmaßnahmen in Abschnitt 3.3.1 sowie Diskussion in Abschnitt 5.5.1). Die Kontaktierung der Prüfkörper wird u. a. in Anhang A.7.2 und in Abschnitt 5.5.1 thematisiert.

Das Messsignal wird mittels sogenannter „Low Noise“ **Signalleitungen** (Kabel) aus dem Klimaschrank ausgeleitet. Zur Reduktion der Einflüsse von pyroelektrischen und triboelektrischen Einflüssen (vgl. Abschnitt 2.2.2) werden hierfür Kabel der Firma FEMTO (CAB-LN1) verwendet, diese sind in einem Temperaturbereich von -55 °C bis 200 °C einsetzbar. Die Kontaktierung der Messelektrode erfolgt über 4 mm Kontaktstifte mit dem Innenleiter des Signalkabels. Die Schutzringelektrode wird mit dem Schirm verbunden. Die Signalleitungsführung erfolgt möglichst reibungsfrei.

5.1.3 Schutztechnik und Strommesstechnik

Dem modularen Anspruch folgend, werden verschiedene schutztechnische Konzepte, zum Schutz der Strommesstechnik bei Prüflingsversagen (vgl. Abschnitt 3.4.2), eingesetzt. Die Einbringung der **Schutztechnik** erfolgt außerhalb des Klimaschranks. Hierdurch kann im Fehlerfall zwar das Signalkabel geschädigt werden, unter Berücksichtigung der Auswirkungen von thermischem Stress auf die zusätzliche Generierung von Störströmen durch die Schutztechnik selbst (Abschnitt 2.2.4) erweist sich dieses Vorgehen jedoch als richtig.

Zur Realisierung der Konzepte gemäß Abbildungen 3.15a und 3.15b wird für R eine Parallelschaltung eines $5\text{ M}\Omega$ und $10\text{ M}\Omega$ ¹¹⁸ eingesetzt, sodass sich ein Serienwiderstand von $3,33\text{ M}\Omega$ ergibt. Die Dioden und JFET werden gemäß Abschnitt 3.4.2 gewählt. Die Schutztechnik wird in ein lichtdichtes, geerdetes Gehäuse aus Druckgussaluminium eingebracht. Neben diesen Realisierungen werden zusätzlich verschiedene Erweiterungen mittels zusätzlicher Ableiter (z. B. am Schaltungseingang) betrachtet. Hierbei weisen die experimentell identifizierten Leckströme der Prüftechnik stets Maximalwerte deutlich unterhalb eines Pikoamperes auf.

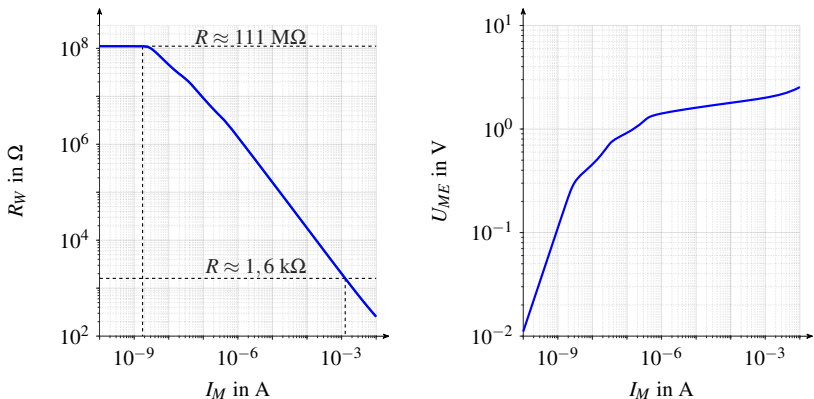
Im Fall des Prüflingsversagens kann trotz Schutztechnik die zulässige maximale Betriebsspannung ($< 50\text{ V AC}$, $< 75\text{ V DC}$) der Signalleitung überschritten werden. Hieraus kann bereits bei Durchschlag der Signalleitung bzw. an den zugehörigen Steckverbindungen ein (ungewollter) Schutz der Messtechnik folgen. Bei den Realisierungen gemäß Abbildungen 3.15a und 3.15b wird innerhalb des Gehäuses ein Längsüberschlag der Widerstände aufgrund der gewählten Spannungsfestigkeit unterbunden. Der Schutz der Messgeräte wird daher durch die Schutztechnik selbst oder durch einen entsprechenden Durchschlag der Messleitung, Überschlag der Verbindungsstellen sowie durch die vorhandenen Luftstrecken innerhalb des Gehäuses, bzw. durch die in verschiedenen Tests zusätzlich eingebrachten Ableiter angestrebt. Erweiterungen diesbezüglich, z. B. unter Verwendung eines weiteren hochspannungsseitigen Schutzwiderstands vor dem Prüfling (vgl. Abbildung 3.12a)

¹¹⁸ Ohmite MOX95021005FVE sowie MOX95025004FVE

können hier Abhilfe schaffen und finden sich in Unterkapitel 5.6.

Neben den oben benannten Realisierungen wird ebenfalls die kommerziell verfügbare Schutztechnik BAPA von Sefelec gemäß Abschnitt 3.4.1 (ESB in Abbildung 3.14) eingesetzt. Gemäß Herstellerangabe agiert diese Schutztechnik in Abhängigkeit des Eingangsstroms I_M wie ein variabler Widerstand, welcher für Ströme größer 1 mA ca. 1,6 k Ω und für Ströme geringer 1 nA ca. 111 M Ω beträgt. Das zugehörige simulierte Widerstandsverhalten ist in Abbildung 5.4a dargestellt. Bei schaltungssimulativer Nachbildung ergibt sich ein nahezu linearer Verlauf des wirksamen Widerstands R_W in doppelt logarithmischer Darstellung, welcher mit zunehmendem Messstrom (I_M) abnimmt. Simulationsbasiert erreicht dieser Widerstandswert (gerundet) für Ströme kleiner als 1,75 nA den spezifizierten Widerstandswert von 111 M Ω und für Ströme größer als 1,3 mA den unteren Grenzwert von 1,6 k Ω , sinkt danach jedoch weiter.

In der prototypischen Realisierung wird dieser graduelle Widerstandswechsel als positiv eingeschätzt, da hierdurch der Längsspannungsfall aufgrund des Messstroms und somit eine zusätzliche Potentialanhebung der Messelektrode U_{ME} limitiert wird, siehe Abbildung 5.4b. Dies bedingt, dass diese Schutztechnik für alle durchgeführten Messungen (außer bei abweichender Kennzeichnung) eingesetzt wird.



a) Widerstandskennlinie der eingesetzten Schutztechnik **b)** Potentialanhebung der Messelektrode der Schutzringanordnung aufgrund des Längswiderstands der Schutztechnik in Abhängigkeit des gemessenen Stroms.

Abbildung 5.4: Widerstandskennlinie der Schutztechnik und hiermit verbundenen Potentialanhebung der Messelektrode.

Der Forderung nach Modularität folgend, wird der Einsatz zweier verschiedener **Elektro-/Pikoamperemeter** auf Basis der Feedbackmessung (vgl. Abschnitt 3.4.2) ermöglicht. Dies erlaubt eine wechselseitige Referenzierung und Überprüfung der Strommesstechnik bei ansonsten identischen Rahmenbedingungen. Diese Elektrometer umfassen das Model Keithley 6517B (Strommessungen:

10 mA - 20 mA [147, 297]) sowie das Modell Sefelec Teraohm- und Picoamperemeter Typ M 1500 P (Strommessungen: 10 fA - 20 mA, [148]). Letztgenanntes Messgerät besitzt zusätzlich zum Vorwiderstand, bedingt durch die Schutztechnik, einen Eingangswiderstand welcher messbereichsabhängig ist ¹¹⁹, woraus eine maximale Potentialanhebung des Messgeräteeingangs von 1,8 V resultiert. Die jeweilige Messleitungsaufnahme erfolgt unter Verwendung entsprechender Adaptionen (TRX-BNC bzw. UHF-BNC). Hierbei werden im Rahmen der prototypischen Realisierung, aufgrund der präferierten Schutztechnik, maßgeblich die Werkstoffuntersuchungen mit dem Sefelec M 1500 P durchgeführt und das Keithley 6517B zu Referenzierungen und Vergleichsmessungen genutzt.

Zur Kompensation einer etwaigen Potentialanhebung des Messgeräteeingangs sieht das Pikoamperemeter von Sefelec die Möglichkeit der Nutzung der Schutzschirmtechnik vor. Diese ermöglicht es, das Potential des Schutzschirms (z. B. Schirm der Messleitung) auf das des Messgeräteeingangs anzugleichen (vgl. Aspekte in Abschnitt 3.4.2). Der Bezug des Messgeräteeingangs (HI) und des Schutzschirms der Messleitung (LO) (vgl. Abbildung 3.13) zur Laborerde (GND), bei gleichzeitiger niederimpedanter Erdenbindung des Schutzrings, wird geräteintern und über eine entsprechende Messgerätekonfiguration und Konfiguration der Schutztechnik gewährleistet (vgl. [148, 169], sowie ¹²⁰). Zur Sicherstellung der Wirksamkeit der Erdung der Schutzringelektrode wird die Überprüfung der Erdungsimpedanz gegenüber dem zentralen Erdungspunkt, insbesondere vor Messreihen bei Einsatz der Schutzschirmtechnik, empfohlen und durchgeführt. Dieses dient der Vermeidung von Fehlanschlüssen, insbesondere bei variablen messtechnischen und schutztechnischen Konzepten oder bei der Evaluierungen von verschiedenen Erdungskonzepten. ¹²¹

Nur unter Berücksichtigung der Funktionsweise der jeweiligen Elektrometer ist eine entsprechende Messgerätekonfiguration und Automation möglich, die es erlaubt präzise Messungen durchzuführen. Hieraus erwachsen Einschränkungen hinsichtlich der maximal erzielbaren Datendichte, Genauigkeit und der verfügbaren Messbereiche.

Der Messfehler bei Kleinststrommessungen ist eng mit dem Messbereich verknüpft, die zugehörigen Messbereiche für das Sefelec M 1500 P finden sich in Tabelle A.6. Die maximal erzielbare Datenrate ist abhängig von der gewählten Messrate, hierbei können bis zu 10 Messwerte pro Sekunde ausgegeben werden (schnell). Diese sinkt auf 3 Messwertausgaben pro Sekunde ab, wobei jede Messwertausgabe aus dem Mittelwert von 5 Messungen besteht (normal). In extremer Konfiguration folgt eine Messwertausgabe pro Sekunde welche aus dem Mittelwert von 15 Messungen folgt. Zusätzlich angebotene Messmodi, insbesondere bei kapazitiven Prüflingen, reduzieren den Messbereich auf 20 mA bis 10 pA und nutzen lediglich die normale Messrate, bieten darüber jedoch zusätzliche Signalfilterungen. Hierdurch folgt, dass durch Wahl der Messrate neben der Datendichte insbesondere auch aufgrund der Mittelwertbildung direkt der Rauschanteil und die Detektierbarkeit von Stromdynamiken innerhalb der Messdaten (Mittelwertbildung) beeinflusst wird. Additiv erfor-

¹¹⁹ Bereich 20 mA: $9 \Omega \pm 1 \%$, Bereich 2 mA: $90 \Omega \pm 1 \%$, weitere Bereiche: $9 \text{ k}\Omega \pm 1 \%$

¹²⁰ Zusatzinformationen durch Korrespondenz mit Hersteller in 12/2015: Kurzschlussbrücke auf der Frontseite des genutzten Messgerätes.

¹²¹ Anmerkungen diesbezüglich siehe auch Unterkapitel 5.6.

derliche Messbereichswechsel führen zu einer weiteren Reduktion der erwartbaren Datendichte.

Derartige Zusammenhänge finden sich ebenfalls bei Verwendung des Elektrometers von Keithley, welches es daher allgemein im Zuge des im folgenden Abschnitt 5.1.4 vorgestellten Dokumentations- und Automationskonzept zu beachten gilt. Das Gerät bietet die Möglichkeit, die Auflösung zwischen 3,5 Stellen (3,5 d) und 6,5 Stellen (6,5 d) zu definieren. Die Messgeschwindigkeit ist auch hier wählbar, was mit der Vorgabe einer Integrationszeit einhergeht, welche zwischen 0,2 ms und 200 ms einstellbar ist¹²². Vordefinierte Messgeschwindigkeiten setzen diese Integrationszeiten für hohe Messgeschwindigkeiten zu 0,2 ms, für normale Geschwindigkeiten zu 20 ms und für Messungen mit hoher Präzision zu 200 ms. Die Wahl der Integrationszeiten kann das Rauschverhalten der Messergebnisse beeinflussen.

Zuzüglich zu diesen Zeiten gilt es, additive Laufzeitanteile der geräteinternen Steuerungssoftware, Messbereichswechsel etc. zu berücksichtigen. Auch hier ist die erzielbare Datendichte wiederum eng mit dem Messmodus (insbesondere Messgeschwindigkeit) verknüpft. Eine entsprechende Übersicht der zugehörigen Auflösungen und Genauigkeiten (auf Basis der Angaben in [297]) bietet Tabelle A.7.

5.1.4 Automatisierungs- und Dokumentationskonzept

Aufgrund der Zeitdauer und Sensitivität von Werkstoffuntersuchungen, insbesondere der Kabelisolierstofftechnik, welche sich über Stunden, Tage, Wochen und Monate erstrecken können, ist ein Automatisierungs- und Dokumentationskonzept essentiell. Hierdurch wird eine Rückverfolgung von Beobachtungen aber auch von Störungen und Anomalien gewährleistet. Gleichermaßen wird hierdurch die Grundvoraussetzung für Wiederholbedingungen geschaffen, da (sofern gewünscht) Messungen unter identischer Messgerätekonfiguration wiederholt werden bzw. unter Berücksichtigung unterschiedlicher Konfigurationen verglichen werden können.

Die Automatisierung des Wechselklimaschranks und die zugehörige Erfassung und Dokumentation der Temperatur und Luftfeuchte erfolgt mittels Verwendung geeigneter Herstellersoftware. Die bestehende Schnittstellenlimitation (RS 422) wird in der vorliegenden Ausführung mittels Verwendung eines separaten PC gewährleistet.

Die Automation der Hochspannungserzeugung und Strommesswernerfassung wird programmier-technisch in MATLAB realisiert. Durch Einsatz von GPIB agiert in diesem Fall der Computer inkl. des MATLAB-Programms als Controller. Dieser spricht die nachfolgenden Geräte an, sendet entsprechende Steuerbefehle und fragt Informationen über Gerätezustände und Messwerte ab. In der prototypischen Realisierung wird die neben dem Controller vorhandene Anzahl der Busteilnehmer auf die Hochspannungserzeugung und die zugehörige Strommesstechnik limitiert, sodass resultierende Datendichten keine weitere Einschränkung aufgrund der Fülle der Busteilnehmer erfahren.

Das eingesetzte Automatisierungskonzept erlaubt es, für die Hochspannungserzeugung Sollspannungswerte vorzugeben, sowie die Ausgabe der Spannung zu- und abzuschalten. Darüber hinaus werden zu Dokumentationszwecken die Ausgangsspannung und der Ausgangsstrom festgehalten.

¹²² Die vorliegenden Zeiten wurden auf Basis eines Power Line Cycles (Betriebsspannungsfrequenz) von 50 Hz berechnet.

Durch Dokumentation des Ausgangsstroms wird ein Rückschluss auf die am Prüfling vorliegende Spannung gewährleistet, da diese nun unter Berücksichtigung der Netzwerkelemente berechenbar ist. Hierdurch wird es z. B. möglich einen Zusammenbruch der Spannung am Prüfling z. B. aufgrund eines Durch-/Überschlags der Spannungszuleitung oder des Prüflings selbst zu erkennen. Die erforderlichen Sollspannungen lassen sich im Vorfeld manuell mittels Spannungsmessung bzw. analytisch ermitteln. Erweiterungen der Spannungsmessung finden sich in Unterkapitel 5.6. Beide Elektro-/Pikoamperemeter sind für die Strommessungen vollständig fernsteuerbar, sodass Abfragen der Strommesswerte und Vorgaben für Messbereiche, automatische Messbereichswahl, Messraten, Messmodi und additive Filter automatisiert erfolgen.

Es gilt bei der automatisierten Messwertabfrage zwischen einer Messwertausgabe und der Rückgabe eines Anzeigewerts zu unterscheiden. Eine Messwertausgabe kann sich z. B. in Abhängigkeit des gewählten Messmodi und der Messrate aus mehreren Strommessungen (Sefelec) zusammensetzen und involviert das erforderliche Verstreichen der Integrationszeit (Keithley). Der Anzeigewert des Messgerätes bleibt zwischen zwei Messwertausgaben unverändert. Prinzipiell ist es jederzeit möglich den Anzeigewert z. B. mittels des Kommandos `FETCh?` abzufragen, sodass hierbei wiederholend der selbige Wert zurückgegeben wird, bis eine neue Messwertausgabe erfolgt ist [147]. Hierdurch wird zwar eine erhöhte Datendichte erzeugt, die jedoch im Wesentlichen redundante Informationen enthält. Durch Einsatz des Kommandos `DATA:FRESH?` wird gewährleistet, dass es sich um eine neue Messwertausgabe handelt [147]. Dieser Vorgang führt dazu, dass die erzielbare Datendichte wiederum gekoppelt an Messmodi respektive Auflösung etc. ist. Additiv gilt es u. a. erforderliche Zeitdauern des Messbereichswechsels zu berücksichtigen.

Hieraus folgt, dass eine Messwertabfrage mit exakten zeitlichen Vorgaben (z. B. alle 300 ms) nicht zielführend, sondern gar störanfällig ist, da diese Zeitdauern gemäß [148] durchaus zwischen 150 ms und 950 ms schwanken können. Als zielführend hat es sich diesbezüglich erwiesen eine Messphase mittels `while`-Schleife zu realisieren. Dies ermöglicht es, dass solange die bereits verstrichene Messzeitdauer geringer als die avisierte gesamte Dauer der Messphase ist, die Messdaten beider Geräte abgefragt werden. Der Zeitbezug wird gewährleistet indem diese mit aktualisierten Systemzeitstempel abgespeichert werden. Das hierdurch zur Messdatenanalyse erforderliche Verfahren der Zeitbasenkorrektur („Re-timinigs“) wird in Abschnitt 5.4.1 vorgestellt.

5.1.5 Resümee zur prototypischen Realisierung der Versuchstechnik

Die prototypischen Realisierung der Versuchstechnik wird im Folgenden zusammengefasst.

- Die prototypische Realisierung adressiert die zur (scheinbaren) Leitfähigkeitsermittlung erforderlichen Bau- und Funktionsgruppen und die mit diesen assoziierten Besonderheiten.
 - Eine detaillierte Betrachtung der Hochspannungserzeugung definiert die Notwendigkeit einer Tiefpassfilterung um kapazitive Verschiebestrome während der Messung zu reduzieren. Hierdurch erwächst wiederum die Notwendigkeit die Prüflingsspannung unter Berücksichtigung zusätzlicher Messeinrichtungen (Spannungsteiler) einzustellen und geeignet zu erfassen.

- Definierte Umgebungsbedingungen und temperaturvariable Untersuchungen werden durch Einsatz eines Wechselklimaschranks gewährleistet. Zur Eignungsprüfung der Elektrodenanordnung wird zu Gunsten der Verarbeitung zunächst auf nicht korrosionsbeständiges Aluminium zurückgegriffen. Die Signalausleitung erfolgt mittels „Low Noise“ Signalleitungen um pyro- und triboelektrische Einflüsse zu reduzieren.
 - Verschiedene schutztechnische Konzepte werden (außerhalb des Klimaschranks) realisiert und qualifiziert, aus welchen wiederum Potentialanhebungen der Messelektrode erwachsen können. Zugunsten der Modularität und Referenzierbarkeit wird der Einsatz verschiedener Elektro-/Pikoamperemeter ermöglicht.
 - Der Einsatz von Automations- und Dokumentationskonzepten zur Gewährleistung von Wiederholbedingungen ist essentiell, hierbei ergeben sich insbesondere für die Automation der Strommesswerterfassung Besonderheiten, welche zu zeitlich nicht äquidistanten Ergebnisvektoren führen.
- ⇒ Die prototypische Realisierung eines modularen, skalierbaren und erweiterbaren Versuchskonzepts ist erfolgreich abgeschlossen. Aus dieser wird unmittelbar die Modellbildung der Versuchstechnik und die Methodenentwicklung zur Leistungsfähigkeitsanalyse der Prüftechnik (Unterkapitel 5.2) sowie zur geometrischen Eignungsprüfung, die numerische Modellbildung von Versuchsanordnungen (Unterkapitel 5.3) angeregt. Die versuchstechnische Realisierung schafft die Voraussetzung zum Eignungsnachweis der vorgestellten mathematischen Verfahren zur Messdatenanalyse (Unterkapitel 5.4) auf Basis realer Messergebnisse (Unterkapitel 5.5). Ebenfalls wird durch die Einbindung von Betriebserfahrungen eine nachhaltige Einbringung von Erweiterungen und Optimierungen (Unterkapitel 5.6) geschaffen.

5.2 Modellbildung der Versuchstechnik: Verfahren zur Bewertung der messtechnisch-theoretischen Eignung

Die Modellbildung der Versuchstechnik verfolgt das Ziel die messtechnisch-theoretische Leistungsfähigkeit einer Versuchsumgebung zur Leitfähigkeitsanalyse zu ermitteln. Die hierfür im Folgenden abgeleiteten Verfahren adressieren die in Abschnitt 2.2.2 formulierten normativen Anforderungen, gemäß derer die „elektrischen Eigenschaften des Prüfkreises“ ([108]) eine robuste und reproduzierbare Bestimmung der Leitfähigkeit erschweren können. Zu diesem Zweck wird die Versuchstechnik zunächst in Abschnitt 5.2.1 nachgebildet und im Zeit- (Abschnitt 5.2.2) und Frequenzbereich (Abschnitt 5.2.3) betrachtet. Mit den so erhaltenen Werkzeugen werden die Voraussetzungen zur Eignungsprüfung der Versuchstechnik aus messtechnisch-theoretischer Sicht in allgemeiner Form geschaffen und die prototypische Realisierung in Abschnitt 5.2.4 bewertet. Das Unterkapitel schließt mit einem Resümee in Abschnitt 5.2.5.

Der Einsatz von Übertragungsfunktionen und generischen Modellen im vorliegenden Unterkapitel bietet den Vorteil der allgemeinen Applikabilität und der Verständnisförderung der wechselseitigen Abhängigkeiten auch außerhalb der vorliegenden Arbeit.

Der alternative Einsatz von Schaltkreissimulationen birgt das Risiko, insbesondere bei Verwendung von automatisierten Anpassungen der Simulationsschrittweite, dass bei Simulationen von Schaltkreisen in denen Gleichspannungen im Kilovoltbereich und hochfrequente Wechselspannungsanteile im Kilohertzbereich mit Amplituden von wenigen hundert Millivolt auftreten, die Abbildung der zugehörigen Verschiebungsströme nur unbefriedigend erfolgen kann. Zur adäquaten Berücksichtigung der Restwelligkeit der Spannungsquelle wird in derartigen Simulationen eine entsprechend fein gewählte Zeitschrittauflösung gefordert, welche wiederum mit hohen Simulationszeiten einhergeht. Die Nutzung analytischer Zusammenhänge ermöglicht es bedeutsame Betriebszeitbereiche singular und mit gewünschter Auflösung zu betrachten, ohne eine vollständige Zeitbereichssimulation durchzuführen.

5.2.1 Ersatzschaltbild der Versuchstechnik

Die Versuchstechnik gemäß Abbildung 5.1 wird in ein zugehöriges (vereinfachtes) Ersatzschaltbild gemäß Abbildung 5.5 überführt. Die **Hochspannungserzeugung** und die zugehörige hochfrequente Restwelligkeit (vgl. Abschnitt 5.1.1) werden durch ESB-Modelle einer Gleichspannungsquelle und einer zusätzlichen Wechselspannungsquelle berücksichtigt. Der Innenwiderstand R_i dieser Quelle wird aufgrund der Annahme $R_i \ll R_{TP}$, bei $R_{TP} \approx 280 \text{ M}\Omega$ vernachlässigt. Soll dieser dennoch betrachtet werden, so ist dies durch entsprechende Modifikation von R_{TP} möglich. Der nachfolgende **Tiefpassfilter** wird durch den Widerstand R_{TP} sowie die Kapazität C_{TP} im ESB berücksichtigt. Die Einbringung der **Spannungsmessung** erfolgt mittels des Spannungsteilers R_{M1} und R_{M2} . Die **Zuleitung** zum Prüfling sowie die Messanordnung selbst zeichnen sich durch parasitäre Widerstände R_p und parasitäre Kapazitäten C_p aus. Bei Verwendung von $R_{M1} + R_{M2} = R_M \approx 280 \text{ M}\Omega$ und $C_{TP} = 25 \text{ nF}$, fallen diese parasitären Einflüsse aufgrund der Tatsache $R_p \gg R_M$ und $C_p \ll C_{TP}$ nicht ins Gewicht, bzw. lassen sich durch entsprechende Korrektur von R_M und C_{TP} berücksichtigen.

Der **Prüfling** selbst wird in Anlehnung an die Modellbildung mittels DRT und einer RC-Parallelschaltung, vgl. Abbildung 3.9, nachgebildet. Hierbei wird der Prüfling vereinfacht mit einer Kapazität C_{DUT} und einem diskreten Wert R_{DUT} dargestellt. In diesem Fall ist R_{DUT} identisch mit R_∞ zur Abbildung der Gleichstromleitfähigkeit des Prüflings. Die Modellbildung zielt daher nicht auf eine Abbildung der dielektrischen Antwortfunktion ab, sondern auf resultierende Rahmenbedingungen der Prüftechnik, welche die Bestimmung der (zugewiesenen) Gleichstromleitfähigkeit erschweren.

Die **Schutztechnik** kennzeichnet sich maßgeblich durch einen wirksamen Längswiderstand R_W . Dieser nimmt bei Verwendung schutztechnischer Konzepte gemäß Abbildung 3.15 diskrete Werte an und zeichnet sich bei Einsatz der Schutztechnik gemäß Abbildung 3.14 durch einen variablen Widerstand entsprechend Abschnitt 5.1.3, Abbildung 5.4a aus. Der zusätzliche Einfluss der Dioden (z. B. aufgrund von thermischem Stress), ist bei entsprechender Platzierung außerhalb der Klimatechnik vernachlässigbar.

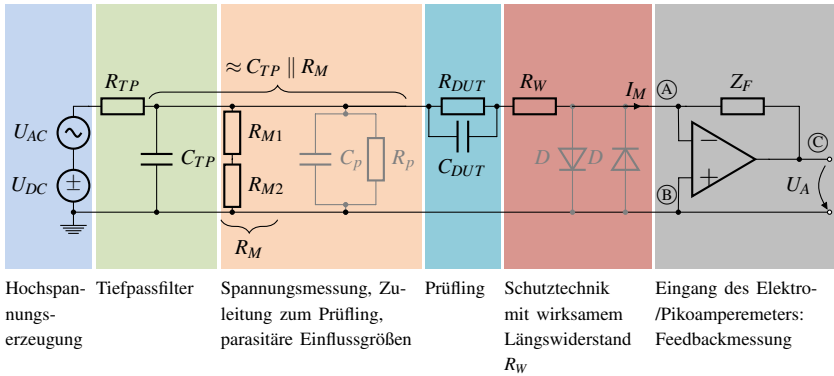


Abbildung 5.5: Vereinfachtes Ersatzschaltbild der prototypischen Laborrealisierung. Darstellung vgl. [K8].

Die Modellbildung des **Elektrometers** erfolgt unter Annahme einer Feedbackmessung. Derartige Messverfahren sind prinzipiell keinen polaritätsabhängigen Limitationen unterworfen, sodass diese zur Nachbildung und für künftige Umsetzungsvorhaben als vorteilhaft angesehen werden (vgl. Abschnitt 3.4.2, Fußnoten 65, 66). Eine Berücksichtigung eines zusätzlichen Eingangswiderstands der Messtechnik (vgl. Abschnitt 5.1.3) erfolgt nicht gesondert, da dieser durch entsprechende Modifikation von R_W berücksichtigt werden kann.

Zur Nachbildung der Messtechnik wird des Weiteren eine Vereinfachung zu Abbildung 3.13 gewählt und lediglich die erste Stufe betrachtet. Auf eine Einbringung einer weiteren Eckfrequenz zur Berücksichtigung des limitierten Verstärkungs-Bandbreite-Produkts des Operationsverstärkers wird verzichtet (siehe auch Abschnitt 3.4.2) ¹²³. Vielmehr wird Gleichung 3.53 als „worst case“ Beschreibung im Hinblick auf die Fähigkeit der Übertragung von hoch- und höherfrequenten Signalanteilen angesehen.

Die **Erweiterbarkeit** und Überführung dieser Ersatzschaltbildmodellierung ist gegeben. In der vorgestellten Umsetzung wird die resultierende Kapazität, welche sich zwischen der Hochspannung und der geerdeten Schutzringelektrode ($w = 6$ mm, vgl. Abschnitt 5.1.2) ausbildet, gegenüber der Tiefpasskapazität C_{TP} vernachlässigt. Sollte z. B. bei Untersuchungen an realen Kabelgeometrien, unter Verwendung einer dann auf zylindrische Gegebenheiten überführten Schutzringanordnung, keine Filterkapazität zur Verfügung stehen, so kann durch wesentliche Verlängerung von w inhärent ein Teil des Prüflings zur Spannungsfilterung genutzt werden. Diese Kapazität lässt sich mit den folgend vorgestellten Zusammenhängen ebenfalls bestimmen und die zugehörige Dimension von w unter Verwendung der mathematischen Zusammenhänge von Zylinderkondensatoren ermitteln. Die Erweiterung der vorliegenden Modellbildung hat dann wiederum z. B. bei Einsatz von

¹²³ Die Berücksichtigung von zwei Eckfrequenzen ist z. B. in der komplexen Übertragungsfunktion des Operationsverstärkers (vgl. [273]) möglich. Alternativ ist die vereinfachte Berücksichtigung des Verstärkungs-Bandbreite-Produkts durch Multiplikation der Ausgangsfunktion mit dem Amplitudengang eines Tiefpasses erster Ordnung: $\frac{1}{\sqrt{1+(oCR)^2}} = \frac{1}{\sqrt{1+(\frac{f}{f_g})^2}}$ denkbar.

Heizströmen zur Kabelerwärmung (vgl. Unterkapitel 2.2, Abbildung 2.3) unter Betrachtung der dann vorliegenden System- und Prüfbedingungen (Prüfsystem, Kapazitätsbelag, Kabelleitmaterial, etc.) zu erfolgen.

5.2.2 Modellbildung - Betrachtungen im Zeitbereich

Zielsetzung der Modellbildung und der zugehörigen Betrachtungen im Zeitbereich ist die Herleitung von „handlichen“ Formeln und mathematischen Zusammenhängen, die die grundlegenden Zusammenhänge des Zusammenspiels der Versuchstechnik abbilden. Die Analyse komplexerer Zusammenhänge bietet sich mittels Betrachtungen im Frequenzbereich an. Die hier vorgestellten Ergebnisse bilden ebenfalls Bestandteile von [K4, K5].

Motiviert werden diese Betrachtungen durch die in [108] getroffene Formulierung, dass „die durch eine Spannungsänderung hervorgerufene Änderung der Stromstärke im Vergleich zum zu messenden Strom vernachlässigbar ist“.

Zunächst wird das in Abbildung 5.5 vorgestellte Ersatzschaltbild vereinfacht, wodurch sich der Einfluss der Restwelligkeit der Spannungsquelle und deren Reduktion durch einen geeignet ausgelegten Tiefpassfilter zeigen lässt. Es resultiert das in Abbildung 5.6 dargestellte vereinfachte ESB. Hierbei werden Einflüsse der Schutztechnik und etwaige Übertragungseigenschaften der Strommesstechnik (inkl. eines Eingangswiderstands) zunächst vernachlässigt. Unter Verwendung der Beziehungen $C = C_{TP} \parallel C_{DUT}$ und $R = R_M \parallel R_{DUT}$ folgt

$$R = \frac{R_{DUT} R_M}{R_{DUT} + R_M} \tag{5.1}$$

sowie

$$C = C_{TP} + C_{DUT} \tag{5.2}$$

welches im weiteren Fortgang eine Betrachtung ermöglicht.

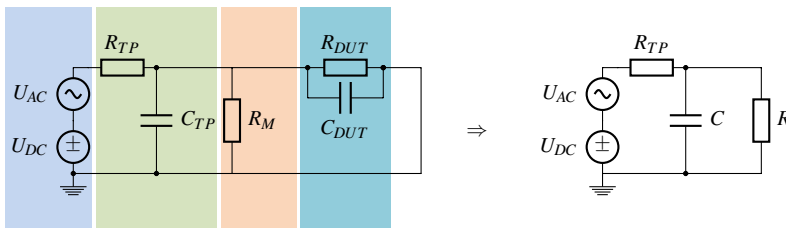


Abbildung 5.6: Reduziertes Ersatzschaltbild, aufbauend auf Abbildung 5.5.

Bei Verzicht auf ein Tiefpassfilter folgt unmittelbar $C = C_{DUT}$, sodass sich ein kapazitiver Verschiebestrom im Prüfling unmittelbar mittels $i_C = C \frac{du(t)}{dt}$ bei Nachbildung der Hochspannungsquelle durch $u_{HVDC}(t) = U_{DC} + \hat{u}_{AC} \sin(\omega t)$ zu

$$i_{C_{DUT}}(t) = C_{DUT} \omega \hat{u}_{AC} \cos(\omega t) \quad (5.3)$$

ergibt und eine direkte Abhängigkeit von der Frequenz der Restwelligkeit zeigt. Hieraus erwächst die unmittelbare Schlussfolgerung, dass das Produkt der Amplitude der Restwelligkeit und der Frequenz ein maßgebliches Kriterium zur Bewertung der Hochspannungserzeugung ist. Dieser Strom ist der Messgröße überlagert. Neben dem Einfluss der Restwelligkeit ($u_{pp} \leq 0,001 \% U_{NOM} \pm 50 \text{ mV}$) sind ebenfalls der Einfluss der Spannungsstabilität ($\leq 0,001 \% U_{NOM}$) und etwaige Temperatureinflüsse zu berücksichtigen ($\leq 0,001 \% U_{NOM}/K$) - Angaben siehe Abschnitt 5.1.1. Zu diesem Zweck wird die Hochspannungsquelle mittels

$$u_{HVDC}(t) = U_{DC} + \sum_{i=1}^3 \hat{u}_i \sin(\omega_i t) \quad (5.4)$$

nachgebildet. Hierbei bildet die Summenfunktion den Einfluss der Restwelligkeit ($i = 1$), Veränderungen der Spannung aufgrund variierender Spannungsstabilität ($i = 2$) und Spannungsschwankungen aufgrund der Labortemperatur ($i = 3$) ab. (vgl. [K4, K5])

Mit Bezug zur verwendeten Spannungsquelle (vgl. Abschnitt 5.1.1) gilt $U_{NOM} = 30 \text{ kV}$. Aufgrund der Restwelligkeit resultiert ein Wechselanteil mit einem Spitze-Spitze Wert von $u_{pp} \leq 0,001 \% U_{NOM} \pm 50 \text{ mV}$ welches fortan mittels $\hat{u}_1 = 175 \text{ mV}$ berücksichtigt wird. Die Frequenz der Restwelligkeit der Hochspannungserzeugung wird aufgrund des dominanten Frequenzmaximums im Bereich von 30 kHz (vgl. Abbildung 5.2b) mit 30 kHz angenähert.

Einflüsse der Stabilität der Spannung werden unter Berücksichtigung der Herstellerangaben ebenfalls auf Basis einer Sinus-Funktion abgeschätzt. Die Angaben der Stabilität gelten für einen Zeitraum von acht Stunden und werden konservativ mit $\hat{u}_2 = 300 \text{ mV}$ bei $f_3 = \frac{1}{8 \cdot 60 \cdot 60} \text{ Hz}$ abgeschätzt. Zur exemplarischen Quantifizierung des Einflusses der Labortemperatur auf die Spannungsstabilität wird der Zeitverlauf der Labortemperatur durch eine entsprechende Sinusfunktion angenähert (Abbildung A.1). Es folgt $T(t) = 24,12 \text{ }^\circ\text{C} + 0,9654 \sin(2\pi f_3 \cdot (t - 50460)) \text{ K}$ mit $f_3 = \frac{1}{24 \cdot 60 \cdot 60} \text{ Hz}$ als zugehörige Temperaturfunktion. Für die zeitabhängige Temperaturschwankung bezogen auf den Einschaltmoment der Quelle gilt entsprechend $\Delta T(t) = 0,9654 \sin(2 \cdot \pi \cdot f_3 \cdot t) \text{ K}$. Aufgrund der Temperaturschwankung folgt eine assoziierte Spannungsveränderung im betrachteten Zeitbereich von $u_3(t) = 289,62 \text{ mV} \sin(2\pi f_3 t)$, welches zu $\hat{u}_3 = 289,62 \text{ mV}$ führt.

Es ergeben sich zusammenfassend folgende Parameter:

$\hat{u}_1 = 175 \text{ mV}$	$f_1 = 30 \text{ kHz}$	Restwelligkeit
$\hat{u}_2 = 300 \text{ mV}$	$f_2 = 34,72 \text{ } \mu\text{Hz}$	Stabilität
$\hat{u}_3 = 289,62 \text{ mV}$	$f_3 = 11,57 \text{ } \mu\text{Hz}$	Temperatureinfluss.

Auf Basis der Beschreibungsgleichung 5.4 ergibt sich, analog zu Gleichung 5.3, ohne Einsatz eines Filters für den überlagerten kapazitiven Stromanteil der Zusammenhang gemäß $i_{CDUT} = C_{DUT} \frac{du_{HVDC}}{dt}$, sodass

$$i_{CDUT}(t) = C_{DUT} \sum_{i=1}^3 \omega_i \hat{u}_i \cos(\omega_i t) \quad (5.5)$$

folgt. (vgl. [K4, K5])

Zur Reduktion dieser Ströme, die aufgrund der Spannungsänderung resultieren, wird ein Tiefpassfilter eingesetzt. Die Eignungsbewertung des Tiefpassfilters wird im Bildbereich mit anschließender Transformation in den Zeitbereich vorgenommen. Für die Spannung am Prüfling gilt unter Verwendung der Beziehungen in Gleichungen 5.1 und 5.2

$$U_{DUT}(s) = \frac{\frac{R}{sRC+1}}{R_{TP} + \frac{R}{sRC+1}} U_{HVDC}(s) = \frac{R}{sRCR_{TP} + R_{TP} + R} U_{HVDC}(s) \quad (5.6)$$

Die Transformation der Quellenspannung u_{HVDC} in den Bildbereich $U_{HVDC}(s)$ folgt [298] zunächst unter Berücksichtigung einer einzelnen Sinusfunktion. Es gilt

$$\mathcal{L}\{U_{DC} + \hat{u}_{AC} \sin(\omega t)\} = \frac{U_{DC}}{s} + \frac{\hat{u}_{AC} \omega}{s^2 + \omega^2} \quad (5.7)$$

welches es erlaubt eine entsprechende Formulierung der Prüflingsspannung im Bildbereich gemäß

$$\begin{aligned} U_{DUT}(s) &= \frac{R}{sRCR_{TP} + R_{TP} + R} \cdot \left(\frac{U_{DC}}{s} + \frac{\hat{u}_{AC} \omega}{s^2 + \omega^2} \right) \\ &= \frac{R}{RCR_{TP}(s + \frac{R_{TP}+R}{RCR_{TP}})} \cdot \left(\frac{U_{DC}}{s} + \frac{\hat{u}_{AC} \omega}{s^2 + \omega^2} \right) \\ &= \frac{1}{R_{TP}C} \cdot \left[U_{DC} \cdot \frac{1}{(s + \frac{R_{TP}+R}{RCR_{TP}})s} + \hat{u}_{AC} \omega \cdot \frac{1}{(s + \frac{R_{TP}+R}{RCR_{TP}})(s^2 + \omega^2)} \right] \end{aligned} \quad (5.8)$$

herzuleiten. Unter Verwendung von

$$\alpha = \frac{R_{TP} + R}{RCR_{TP}} = \frac{1}{C_{TP} + C_{DUT}} \left(\frac{1}{R_{DUT}} + \frac{1}{R_M} + \frac{1}{R_{TP}} \right) \quad (5.9)$$

ist eine Transformation in den Zeitbereich (Transformation gemäß [298]) mit

$$u_{DUT}(t) = \frac{1}{R_{TP}C} \left[U_{DC} \cdot \frac{1 - \exp(-\alpha t)}{\alpha} + \frac{\hat{u}_{AC} \omega}{\alpha^2 + \omega^2} \left(\exp(-\alpha t) + \frac{\alpha}{\omega} \sin(\omega t) - \cos(\omega t) \right) \right] \quad (5.10)$$

möglich. Der Brückenschlag zur Verwendung der formulierten Zusammenhänge (Restwelligkeit, Stabilität, Temperatureinfluss) für die Prüfspannung gemäß Gleichung 5.4 erfordert die Berücksichtigung von drei Sinusfunktionen. Hieraus folgt

$$u_{DUT}(t) = \frac{1}{R_{TP}C} \left[U_{DC} \frac{1 - \exp(-\alpha t)}{\alpha} + \sum_{i=1}^3 \left(\frac{\hat{u}_i \omega_i}{\alpha^2 + \omega_i^2} \left(\exp(-\alpha t) + \frac{\alpha}{\omega_i} \sin(\omega_i t) - \cos(\omega_i t) \right) \right) \right] \quad (5.11)$$

für die Spannung am Prüfling im Zeitbereich. Der zu dieser Spannung zugehörige kapazitive Verschiebungsstrom des Prüflings folgt gemäß $i_C = C \frac{du(t)}{dt}$

$$i_{C_{DUT}}(t) = \frac{C_{DUT}}{R_{TP}C} \left[U_{DC} \exp(-\alpha t) + \sum_{i=1}^3 \left(\frac{\dot{u}_i \omega_i}{\alpha^2 + \omega_i^2} (-\alpha \exp(-\alpha t) + \alpha \cos(\omega_i t) + \omega_i \sin(\omega_i t)) \right) \right] \quad (5.12)$$

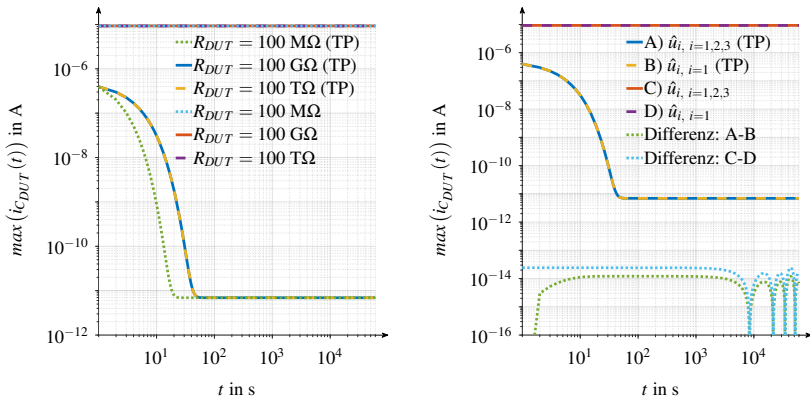
und erlaubt eine entsprechende analytische Berechnung des kapazitiven Verschiebungsstroms bei Einsatz des Tiefpassfilters. Hierbei findet sich ebenfalls im Vergleich zu Gleichung 5.5 zwar eine Frequenzabhängigkeit, diese ist bei entsprechender Dimensionierung des Tiefpassfilters jedoch deutlich geringer ausgeprägt. (vgl. [K4, K5])

Unter Berücksichtigung der Bauteilwerte $R_{TP} = 280 \text{ M}\Omega$, $C_{TP} = 25 \text{ nF}$ und $R_M = 280 \text{ M}\Omega$ gilt es eine Abschätzung für die Prüflingskapazität zu erhalten. Diese lässt sich unter Berücksichtigung der geometrischen Abmessungen (Abschnitt 5.1.2) mittels $C_{DUT} = \epsilon_0 \epsilon_r \frac{A}{h_T}$ bei Vernachlässigung der Feldverzerrungen gemäß Abschnitt 3.3.2 abschätzen. Für die Vakuumkapazität folgt bei Prüfkörpern der Stärke von 0,5 mm ca. 80 pF, welches mit der zugehörigen Dielektrizitätszahl (VPE: 2,3; typ. Silikonelastomere: 2,7-3,5 vgl. Abschnitte 3.1.2 und 3.1.3) multipliziert werden muss, sodass ein Wertebereich von 184 pF bis 280 pF folgt. Durch orientierende Messungen mittels eines LCR Meters (GW Instek LCR-8110G) lässt sich der Wertebereich entsprechend bestätigen, für nachfolgende Betrachtungen wird $C_{DUT} = 280 \text{ pF}$ gewählt. Zur Einflussbilanzierung des Widerstands R_{DUT} , der mittels α in Gleichung 5.12 Berücksichtigung findet, wird dieser im Wertebereich $R_{DUT} = [100 \text{ M}\Omega, 100 \text{ G}\Omega, 100 \text{ T}\Omega]$ betrachtet. Die Ausgangsspannung wird zu $U_{DC} = 10 \text{ kV}$ gewählt. Die Ergebnisse sind in Abbildung 5.7a dargestellt. Zu Berechnungszwecken wird Gleichung 5.12 im Zeitschrittverfahren mit einer Schrittweite von 1 μs gelöst und anschließend der Maximalwert des errechneten kapazitiven Verschiebestroms je Sekunde berechnet und dargestellt.

Es wird aus Abbildung 5.7a unmittelbar ersichtlich, dass bei Verzicht auf eine Tiefpassfilterung die der Messgröße überlagerten kapazitiven Verschiebungsströme (Maximalwerte je Sekunde) die Größenordnung von ca. 10 μA ($\approx 9, 2 \mu\text{A}$) annehmen, wodurch eine präzise Bestimmung der Leitfähigkeit erheblich behindert wird. Würde die Frequenz der Restwelligkeit lediglich 100 Hz betragen, so würde diese Grenze auf ca. 30 nA absinken ([K4]).

Bei Einsatz des Tiefpassfilters wird die charakteristische Ladekurve der Kapazität $C = C_{TP} + C_{DUT}$ ersichtlich. Die zugehörige Spannungsamplitude am Prüfling ist gemäß Gleichung 5.11 bestimmbar, sodass die zugehörige Spannungsabweichung, bezogen auf den Wert der Prüfgleichspannung, bestimmbar ist ¹²⁴. Unter diesen Voraussetzungen ergibt sich z. B. auch für PDC-Analysen ein Spannungsfeld. Es resultieren bei Einsatz einer entsprechenden Tiefpassfilterung zur erforderlichen Reduktion der Anteile des kapazitiven Verschiebungsstroms Diskrepanzen zu einer „idealen“ Sprungantwortmessung, welche die Erfordernis nach Abschnitt 2.2.1 für ideale PDC-Messungen darstellt. Hieraus resultiert ebenfalls, dass die in Abschnitt 3.2.5 dargestellten theoretischen Zusammenhänge zur Bestimmung der Verschiebungsstromdichten unter Annahme eines idealen Einheits-sprungs (vgl. Gleichungen 3.17, 3.18) Gültigkeitseinschränkungen erfahren.

¹²⁴ Ergebnisse diesbezüglich, unter Vernachlässigung der Einflüsse von Temperatur und Stabilität siehe: [K4].



a) Variation von R_{DUT} und Auswirkungen auf den kapazitiven Verschiebungsstrom - mit und ohne Tiefpassfilter (TP). b) Einflussanalyse Restwelligkeit ($i = 1$), Stabilität ($i = 2$) und Temperatureinfluss ($i = 3$) unter Verwendung von $R_{DUT} = 100 \text{ G}\Omega$ - mit und ohne Tiefpassfilter. Darstellung vgl. [K5].

Abbildung 5.7: Maximalwerte des kapazitiven Verschiebestroms je Sekunde gemäß Gleichung 5.5 ohne Einsatz des Tiefpasses und Gleichung 5.12 mit Einsatz des Tiefpasses (TP).

Unter Berücksichtigung von Abbildung 5.7a tragen vermeintlich kleinere Werte von R_{DUT} dazu bei ($R_{DUT} = 100 \text{ M}\Omega$), dass geringere Werte des kapazitiven Verschiebestroms bei Einsatz des Tiefpasses frühzeitiger erreicht werden. Dies ist insofern korrekt, da die erreichbare Prüfgleichspannung geringer wird ($R_{DUT} = 100 \text{ M}\Omega \parallel R_M = 280 \text{ M}\Omega$), wodurch diese frühzeitiger am Prüfling erreicht wird. Die zeitabhängigen Maximalamplituden des kapazitiven Verschiebestroms von ca. 7 pA werden jedoch nahezu unabhängig¹²⁵ von R_{DUT} im jeweils waagrecht verlaufenden Abschnitt in Abbildung 5.7a bei Einsatz des Tiefpasses erreicht.

Der dominante Einfluss der Restwelligkeit (aufgrund der zugehörigen Frequenzkomponente) wird in Abbildung 5.7b ersichtlich. Zu diesem Zweck wird in den Kurven A) und C) der Einfluss der Restwelligkeit, Temperatur und Stabilität visualisiert, wohingegen in Kurven B) und D) jeweils nur der Einfluss der Restwelligkeit dargestellt wird. Visuell lässt sich zunächst kein Unterschied zwischen den Kurven A) und B) respektive C) und D) ausmachen. Um einen Einfluss deutlicher hervorzuheben wird daher jeweils die Differenz gebildet. Hierdurch lässt sich ableiten, dass der betrachtete Einfluss der Stabilität und Temperatur zu einem kapazitiven Verschiebestrom in der Größenordnung im zweistelligen Atoamperebereich ($\lesssim 25 \text{ aA}$) führt, sofern auf ein Tiefpassfilter verzichtet wird. Bei Einsatz des Filters sinkt dieser auf den einstelligen Atoamperebereich ($\lesssim 1,5 \text{ aA}$) ab.

Sofern die Netzwerkgleichungen an Komplexität gewinnen (z. B. bei zweistufigen Filterrealisierungen, vgl. Unterkapitel 5.6), aber dennoch Zeitbereichslösungen erhalten werden sollen, können

¹²⁵ Marginaler Einfluss von R_{DUT} , grundsätzlich gilt, dass die Stromamplitude mit zunehmendem Prüflingswiderstand zunimmt.

Analysen an Bedeutung gewinnen, welche zunächst die netzwerktheoretische Behandlung nur unter Berücksichtigung der Gleichspannungsquelle durchführen und dieser dann die Amplitude aufgrund des Wechselanteils hinzuaddieren. Die Bestimmung des Wechselanteils ist z. B. auch unter Berücksichtigung der in Abschnitt 5.2.3 dargestellten Frequenzbereichsanalysen durchführbar. Ein weiteres geeignetes Vorgehen bietet diesbezüglich z. B. die Nutzung der Kirchhoff'schen Gesetze in Matrixschreibweise und entsprechende Superposition der erzielten Ergebnisse bei Berücksichtigung des Gleich- und Wechselspannungsanteils (vgl. [S-MA9]).

5.2.3 Modellbildung - Betrachtungen im Frequenzbereich

Unter Berücksichtigung von Abbildung 5.5 und den Ausführungen in Abschnitt 5.2.1 erfolgt die Modellbildung des Elektrometers auf Basis der Feedbackmessung. Werden die Zusammenhänge gemäß Gleichung 3.53 berücksichtigt und zur Anwendung im Frequenzbereich in

$$-\hat{u}_A(f) = \hat{i}_M(f) \cdot Z_F(f) \quad (5.13)$$

überführt, so wird es möglich die frequenzabhängigen Ausgangsspannungen der ersten Stufe des Elektrometers abzubilden. Abschätzungen für die bei Feedbackmessungen verwendete Feedbackimpedanzen werden auf Basis derer des Keithley 6517B in Abhängigkeit des Messbereichs gemäß Tabelle 5.1 vorgenommen. Die folgend vorgestellten Ergebnisse sind ebenfalls Bestandteil von [K8] - werden jedoch im Einklang mit Abschnitt 5.2.2 unter Berücksichtigung einer Prüflingskapazität $C_{DUT} = 280 \text{ pF}$ und somit abweichend zu den Ausführungen in [K8] ($C_{DUT} = 300 \text{ pF}$) vorgestellt. Eine exemplarische Möglichkeit zur Implementation der folgend vorgestellten Zusammenhänge in MATLAB findet sich in Anhang A.10.2.

Messbereich (MB)	R_F in Ω	C_F in pF
mA	100	-
μA	100 k	1000
nA	100 M	220
pA	100 G	5

Tabelle 5.1: Inhaltswerte für Feedbackimpedanzen gemäß [147] (vgl. [K8]).

Frequenzbereich: Betrachtung der Feedbackmessung

Wird zunächst lediglich die Feedbackmessung betrachtet, so folgt für die Messbereiche μA , nA und pA aufgrund der Parallelschaltung aus R_F und C_F eine frequenzabhängige Feedbackimpedanz $Z_F(f)$, welches eine frequenzabhängige Ausgangsspannung $\hat{u}_A(f)$ gemäß Gleichung 5.13 zur Folge hat. Der grundsätzliche Verlauf der betragsmäßigen Ausgangsspannung $|\hat{u}_A(f)|$ wird unter Verwendung einer Stromnominalamplitude von $|\hat{i}_M| = [5 \mu\text{A}, 5 \text{ nA}, 5 \text{ pA}]$ in Abbildung 5.8 im Frequenzbereich von $0,1 \text{ mHz} \leq f \leq 1 \text{ MHz}$ dargestellt.

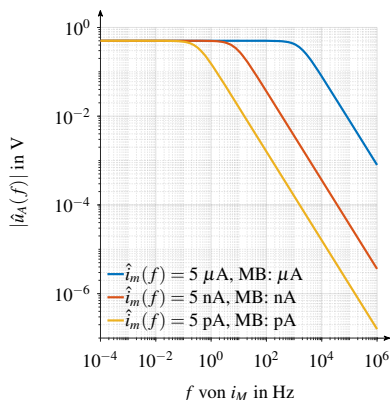


Abbildung 5.8: Betragsfunktion der Ausgangsspannung der Feedbackmessung in Abhängigkeit der Frequenz des zu messenden Stroms. Darstellung vgl. [K8].

Es zeigt sich in Abbildung 5.8, dass sich für die definierten Stromnominalamplituden eine betragsmäßige Ausgangsspannung der Feedbackmessung im Fall von Gleichströmen von $|\hat{u}_A(f=0)| = |U_{A,DC}| = 500 \text{ mV}$ ergibt. Der Frequenzgang zeigt darüber hinaus deutlich, dass hochfrequente Stromanteile in geringeren Ausgangsspannungen münden. Die -3 dB Grenzfrequenzen $\left(1/\sqrt{2} \cdot |U_{A,DC}|\right)$ werden messbereichsabhängig erreicht. Im μA -Bereich erfolgt dies bei $f_{\mu\text{A}} \approx 1,6 \text{ kHz}$, im nA -Bereich bei $f_{\text{nA}} \approx 7,2 \text{ Hz}$ und im pA -Bereich bereits bei $f_{\text{pA}} \approx 0,3 \text{ Hz}$. Dieses Frequenzverhalten ist für die Messung von Gleichströmen insofern positiv, da aufgrund der Übertragungseigenschaft der Messtechnik nun höherfrequent überlagerte Ströme die eigentliche Gleichstrommessung weniger stark beeinflussen. Gleichmaßen bedeutet dies jedoch auch, dass durchaus im Werkstoff hochfrequente Stromanteile auftreten können, welche den Elektronentransport und die werkstoffinterne Feldausprägung beeinflussen, diese messtechnisch jedoch nicht erfasst werden. (vgl. [K8])

Frequenzbereich: Betrachtung Prüfling und Feedbackmessung

Wird der Knotenpunkt \textcircled{A} in Abbildung 5.5 unverändert als „virtual ground“ (Abschnitt 3.4.2) angesehen, so lässt sich $\hat{i}_M(f)$ gemäß der vorliegenden Netzwerkbeziehungen bestimmen. Hierzu wird der Restwelligkeit der Gleichspannungsquelle erneut (vgl. Abschnitt 5.2.2) mit der Nachbildung $u_{\text{HVDC}}(t) = U_{DC} + \hat{u}_{AC} \sin(\omega t)$ mit $\omega = 2\pi f$ Rechnung getragen. Unter Verwendung von

$$Z_{DUT}(f) = \frac{R_{DUT}}{1 + j2\pi f C_{DUT} R_{DUT}} \quad (5.14)$$

wird es ermöglicht die sich ausbildenden Extrema des Stroms \hat{i}_M mittels

$$\hat{i}_M(f) = \underbrace{\frac{U_{DC}}{Z_{DUT}(f=0)}}_{i_{M,DC}} \pm \underbrace{\frac{\hat{u}_{AC}}{Z_{DUT}(f)}}_{\hat{i}_{M,AC}} \quad (5.15)$$

in Abhängigkeit der Amplitude und Frequenz der Restwelligkeit der Gleichspannungsquelle auszudrücken. Unter Verwendung von Gleichung 5.13 und der Beziehung

$$Z_F(f) = \frac{R_F}{1 + j2\pi f C_F R_F}, \quad (5.16)$$

folgt für die Maximal-/Minimalwerte der Ausgangsspannung

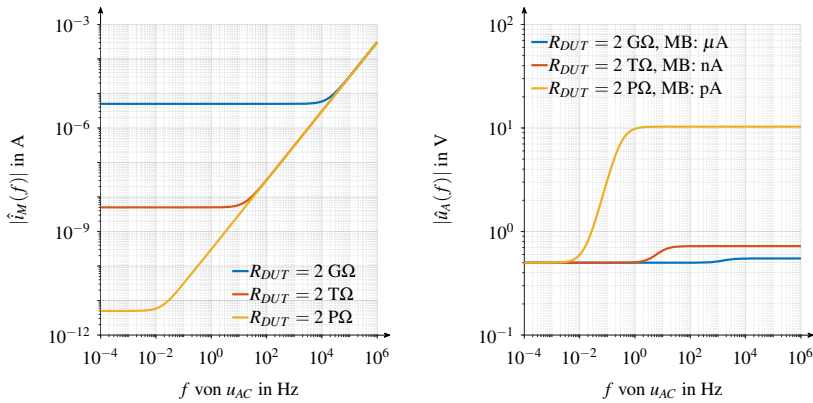
$$-\hat{u}_A(f) = \hat{i}_M(f) \cdot Z_F(f) = \underbrace{\frac{Z_F(f=0) \cdot U_{DC}}{Z_{DUT}(f=0)}}_{U_{A,DC}} \pm \underbrace{\frac{Z_F(f) \cdot \hat{u}_{AC}}{Z_{DUT}(f)}}_{\hat{u}_{A,AC}} \quad (5.17)$$

ebenfalls in Abhängigkeit der Amplitude und Frequenz der Restwelligkeit der Gleichspannungsquelle. (vgl. [K8])

Zur Ergebnisdiskussion wird in Analogie zu Abschnitt 5.2.2 $U_{DC} = 10$ kV, $\hat{u}_{AC} = 175$ mV und $C_{DUT} = 280$ pF gewählt. Um die messbereichssensitiven Einflüsse gemäß Tabelle 5.1 zu adressieren werden für $R_{DUT} = [2 \text{ G}\Omega; 2 \text{ T}\Omega; 2 \text{ P}\Omega]$ gewählt, sodass bei $f = 0$ Hz entsprechend $|\hat{i}_M(f = 0)| = [5 \text{ }\mu\text{A}; 5 \text{ nA}; 5 \text{ pA}]$ folgt. Sollen die Betrachtungen lediglich zur Bestimmung eines kapazitiven Verschiebungsstroms erfolgen, so gilt es eine zugehörige Anpassung von Z_{DUT} durch eine ideale Kapazität $Z_{DUT} = \frac{1}{j2\pi f C_{DUT}}$ vorzunehmen - hierdurch erwächst jedoch die Erschwernis etwaige Interaktionen aufgrund der Messbereichswahl (vgl. Abbildung 5.8) abzubilden.

Die zugehörigen Beträge der Berechnungen nach Gleichung 5.15 zur Bestimmung von $|\hat{i}_M(f)|$ und Gleichung 5.17 zur Ermittlung von $|\hat{u}_A(f)|$ befinden sich in Abbildungen 5.9a und 5.9b. Bei diesen Betragsdarstellungen gilt es zu beachten, dass es sich entsprechend Gleichungen 5.15 und 5.17 folgend um die Betragsbildung einer komplexen Größe handelt, sodass eine entsprechende Vektoraddition erfolgt. Ergänzende Berechnungen werden folgerichtig erhalten, sofern die Einzelbeträge addiert werden $|\hat{i}_M(f)|^\diamond = |\hat{i}_{M,DC}(f)| + |\hat{i}_{M,AC}(f)|$ respektive $|\hat{u}_A(f)|^\diamond = |U_{A,DC}(f)| + |\hat{u}_{A,AC}(f)|$. Bei Verwendung dieser Beziehungen werden die erhaltenen Ergebnisse entsprechend mit dem Zusatz \diamond gekennzeichnet.

Grundsätzlich ist in Abbildung 5.9a ersichtlich, dass die Ausprägung (wie bereits in Abschnitt 5.2.2 angeführt) kapazitiver Verschiebestrome mit zunehmender Frequenz der Restwelligkeit der Spannungsquelle zunimmt. Obwohl höherfrequente Messgrößen gemäß Abbildung 5.8 in einer geringeren Ausgangsspannung $|\hat{u}_A(f)|$ der Feedbackmessung resultieren, wird unter Bezugnahme auf Abbildung 5.9b ersichtlich, dass die durch die Restwelligkeit der Spannungsquelle resultierenden Verschiebungsströme zu erheblichen Verfälschungen des Messsignals führen können. In diesem Kontext sei betont, dass nicht notwendigerweise zugehörige „stabile“ Strommesswerte zu erwarten sein müssen, sondern auch z. B. ein zugehöriges erhöhtes Messrauschen hierdurch begünstigt wird, respektive Messbereichswechsel ausgelöst werden (sofern automatische Messbereichswechsel aktiviert sind) oder Rückgabewerte erhalten werden, welche eine Messbereichsverletzung („Out of Limit“) fälschlicherweise implizieren.



a) Betrag des Gesamtstromes $|\hat{i}_M(f)|$ in Abhängigkeit der Frequenz der Restwelligkeit der Gleichspannungsquelle. b) Betragsfunktion der Ausgangsspannung der Feedbackmessung unter Berücksichtigung der Frequenz der Restwelligkeit der Gleichspannungsquelle und der daraus resultierenden kapazitiven Verschiebungsströme.

Abbildung 5.9: Frequenzabhängiger resultierender Betrag des Gesamtstroms und der Ausgangsspannung der Feedbackmessung bei Berücksichtigung der Funktionsgruppen aus dem Ersatzschaltbild (Abbildung 5.5): Hochspannungserzeugung, Prüfling, Eingang des Elektrometers. Darstellung vgl. [K8].

Für Gleichstrommessungen beträgt, identisch zum vorherigen Abschnitt, $|U_{A,DC}| = 500$ mV. Wird die Ausgangsspannung der Feedbackmessung betrachtet, so nimmt $|\hat{u}_A(f)|$ die +3 dB Frequenz $(\sqrt{2} \cdot |U_{A,DC}|)$ im pA-Messbereich bereits bei Restwelligkeiten der Spannung $f_{pA} \approx 15,5$ mHz und im nA-Messbereich bereits bei $f_{nA} \approx 24,2$ Hz an¹²⁶. Restriktivere Abschätzungen führen entsprechend zu $f_{pA}^\infty \approx 6,7$ mHz und $f_{nA}^\infty \approx 18,3$ Hz (vgl. [K8]).

Frequenzbereich: Betrachtung Prüfling, Schutztechnik und Feedbackmessung

Im nächsten Schritt wird die „Dämpfung“ des kapazitiven Verschiebungsstroms aufgrund des wirksamen Widerstands der Schutztechnik beurteilt. Hierfür werden die Funktionsgruppen Hochspannungserzeugung, Prüfling, Schutztechnik und Eingang des Elektrometers gemäß des Ersatzschaltbildes (Abbildung 5.5) betrachtet. Unter Verwendung von

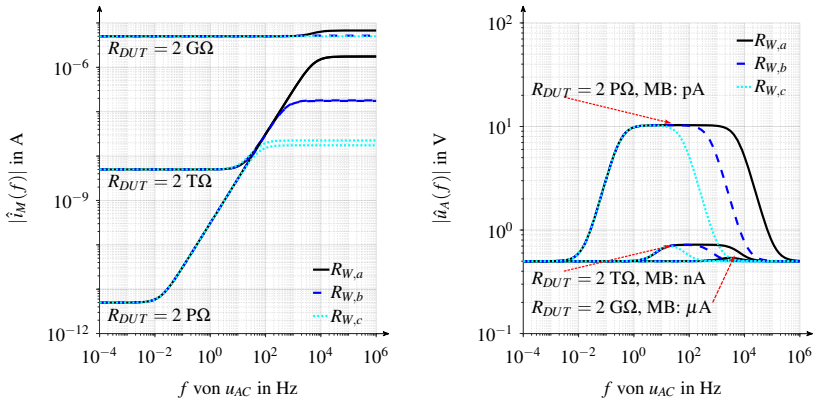
$$Z_A(f) = R_W + Z_{DUT} = R_W + \frac{R_{DUT}}{1 + j2\pi f C_{DUT} R_{DUT}} \quad (5.18)$$

folgt

$$-\hat{u}_A(f) = \hat{i}_M(f) \cdot Z_F(f) = \underbrace{\frac{Z_F(f=0) \cdot U_{DC}}{Z_A(f=0)}}_{U_{A,DC}} \pm \underbrace{\frac{Z_F(f) \cdot \hat{u}_{AC}}{Z_A(f)}}_{\hat{u}_{A,AC}} \quad (5.19)$$

¹²⁶ Diese Angaben sind besonders sensitiv im Hinblick auf das gewählte C_{DUT} . Angaben für $C_{DUT} = 300$ pF, siehe [K8].

zur Abbildung der Abhängigkeit der Ausgangsspannung der Feedbackmessung von Amplitude und Frequenz der Restwelligkeit der Gleichspannungsquelle. (vgl. [K8]) Zur Ergebnisdiskussion wird identisch zum vorherigen Abschnitt $U_{DC} = 10$ kV, $\hat{u}_{AC} = 175$ mV, $C_{DUT} = 280$ pF und $R_{DUT} = [2 \text{ G}\Omega; 2 \text{ T}\Omega; 2 \text{ P}\Omega]$ gewählt. Der wirksame Widerstand der Schutztechnik wird mittels $R_{W,a} = 100$ k Ω , $R_{W,b} = 1$ M Ω und $R_{W,c} = 10$ M Ω variiert. Die zugehörigen Beträge der Berechnungen (siehe Diskussion zur Betragsbildung bereits unter „Prüfung und Feedbackmessung“) für $|\hat{i}_M(f)|$ und $|\hat{u}_A(f)|$ befinden sich in Abbildungen 5.10a und 5.10b. (vgl. [K8])



a) Betrag des Gesamtstromes $|\hat{i}_M|$ in Abhängigkeit der Frequenz der Restwelligkeit der Gleichspannungsquelle. **b)** Betragsfunktion der Ausgangsspannung der Feedbackmessung unter Berücksichtigung der Frequenz der Restwelligkeit der Gleichspannungsquelle und der daraus resultierenden kapazitiven Verschiebungsströme.

Abbildung 5.10: Frequenzabhängiger resultierender Betrag des Gesamtstroms und der Ausgangsspannung der Feedbackmessung bei Berücksichtigung der Funktionsgruppen aus dem Ersatzschaltbild (Abbildung 5.5): Hochspannungserzeugung, Prüfung, Schutztechnik, Eingang des Elektrometers. Darstellung vgl. [K8].

Es wird ersichtlich, dass bereits durch Erhöhung von R_W sowohl die Ausprägung kapazitiver Verschiebungsströme (Abbildung 5.10a) als auch deren Auswirkung auf die Ausgangsspannung der Feedbackmessung (Abbildung 5.10b) begegnet werden kann.

Im pA-Messbereich gilt nun für +3 dB Frequenzgrenzen der Ausgangsspannung der Feedbackmessung bei $R_{W,a}$: $15,5 \text{ mHz} \lesssim f_{pA} \lesssim 116,7 \text{ kHz}$; bei $R_{W,b}$: $15,5 \text{ mHz} \lesssim f_{pA} \lesssim 11,7 \text{ kHz}$ und bei Einsatz von $R_{W,c}$ eine weitere Reduktion auf den Bereich $R_{W,c}$: $15,5 \text{ mHz} \lesssim f_{pA} \lesssim 1,2 \text{ kHz}$. Hieraus folgt im vorliegenden Fall, dass mit jeder Dekade um die der wirksame Schutzwiderstand vergrößert wird, die äußere Grenze des Frequenzbereichs derartiger Störungen aufgrund der Restwelligkeit ebenfalls um eine Größenordnung reduziert wird.

Eine ähnliche Verkleinerung dieses Frequenzbereichs gilt es ebenfalls im nA-Messbereich zu beobachten. Hier gilt bei $R_{W,a}$: $24,1 \text{ Hz} \lesssim f_{nA} \lesssim 1,7 \text{ kHz}$ und eine weitere Reduktion erfolgt unter Verwendung von $R_{W,b}$ auf: $23 \text{ Hz} \lesssim f_{nA} \lesssim 178,5 \text{ Hz}$. Der Einsatz von $R_{W,c}$ führt bereits dazu, dass

eine Zunahme der Ausgangsspannung um +3 dB bereits nicht mehr erfolgt ¹²⁷.

Zwar zeigt sich ein höherer Wert von R_W im Hinblick auf die Ausprägung kapazitiver Verschiebeströme positiv, dennoch gilt es eine entsprechende Ergebnisverfälschung aufgrund von R_W selbst auszuschließen. Die hierfür mindestens notwendige Bedingung umfasst $R_W \ll R_{DUT}$; für prozentuale Fehlerschätzungen sei auf [K8] verwiesen. Die aufgrund des eingebrachten Schutzwiderstands und in Abhängigkeit der erfassten Messgröße einhergehende Potentialanhebung der Messelektrode der Schutzringanordnung wird z. B. im Abschnitt 5.3.3 feldsimulativ betrachtet.

Frequenzbereich: Betrachtung Tiefpassfilter, Spannungsmessung, Prüfling, Schutztechnik und Feedbackmessung

Unter Berücksichtigung aller Funktionsgruppen gemäß Abbildung 5.5 gilt es zunächst die Impedanzzusammenhänge des Netzwerks zu ermitteln. Unverändert gelten die Beziehungen für Z_F (Gleichung 5.16) und Z_A (Gleichung 5.18). Die Impedanz Z_A ist parallel zur Impedanz Z_B , welche sich aus der Tiefpasskapazität und dem Spannungsteiler ergibt. Hieraus folgt, dass bei Zusammenfassung dieser Funktionsgruppen mittels

$$Z_B(f) = \frac{R_M}{1 + j2\pi f C_{TP} R_M} \quad (5.20)$$

entsprechend

$$Z_C(f) = Z_A(f) \parallel Z_B(f) = \frac{Z_A(f) \cdot Z_B(f)}{Z_A(f) + Z_B(f)} \quad (5.21)$$

folgt. Für die Gesamtimpedanz des Netzwerks folgt entsprechend

$$Z_D(f) = R_{TP} + Z_C(f) \quad , \quad (5.22)$$

wohingegen die am Prüfling anliegende Spannung wiederum aus dem Verhältnis Z_C/Z_D folgt. Hieraus ergibt sich für den sich ausbildenden Strom

$$\begin{aligned} \hat{i}_M(f) &= \underbrace{\frac{Z_C(f=0)}{Z_D(f=0)} U_{DC}}_{\hat{i}_{M,DC}} \frac{1}{Z_A(f=0)} \pm \underbrace{\frac{Z_C(f)}{Z_D(f)} \hat{u}_{AC}}_{\hat{i}_{M,AC}} \frac{1}{Z_A(f)} \\ &= \underbrace{\frac{Z_C(f=0)}{Z_D(f=0)Z_A(f=0)} U_{DC}}_{\hat{i}_{M,DC}} \pm \underbrace{\frac{Z_C(f)}{Z_D(f)Z_A(f)} \hat{u}_{AC}}_{\hat{i}_{M,AC}} \quad , \end{aligned} \quad (5.23)$$

welcher unter Verwendung von

$$Z_E(f) = \frac{Z_D(f) \cdot Z_A(f)}{Z_C(f)} \quad (5.24)$$

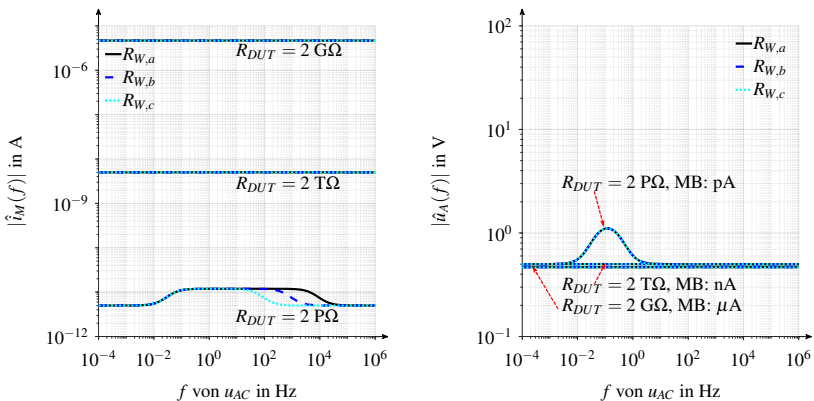
¹²⁷ Diese Angaben sind besonders sensitiv im Hinblick auf das gewählte C_{DUT} . Angaben für $C_{DUT} = 300$ pF, siehe [K8]. Ebenfalls gilt auf Basis ergänzender Berechnungen ([°]) im pA-Messbereich bei $R_{W,a}$: 6,7 mHz \lesssim $f_{pA}^{\circ} \lesssim$ 268,5 kHz; bei $R_{W,b}$: 6,7 mHz \lesssim $f_{pA}^{\circ} \lesssim$ 26,8 kHz und bei $R_{W,c}$: 6,7 mHz \lesssim $f_{pA}^{\circ} \lesssim$ 2,7 kHz sowie im nA-Messbereich bei $R_{W,a}$: 18,3 Hz \lesssim $f_{nA}^{\circ} \lesssim$ 2,2 kHz; bei $R_{W,b}$: 18,4 Hz \lesssim $f_{nA}^{\circ} \lesssim$ 223,7 Hz.

in der Beschreibungsgleichung der Ausgangsspannung der Feedbackmessung mittels

$$-\hat{u}_A(f) = \frac{Z_F(f=0) \cdot U_{DC}}{Z_E(f=0)} \pm \frac{Z_F(f) \cdot \hat{u}_{AC}}{Z_E(f)} \quad (5.25)$$

mündet. (vgl. [K8]) Eine Möglichkeit zur Implementation dieser Zusammenhänge in MATLAB findet sich in Anhang A.10.2.

Zur Ergebnisdiskussion wird identisch zum vorherigen Abschnitt $\hat{u}_{AC} = 175$ mV, $C_{DUT} = 280$ pF und $R_{DUT} = [2 \text{ G}\Omega; 2 \text{ T}\Omega; 2 \text{ P}\Omega]$ gewählt. Der wirksame Widerstand der Schutztechnik wird mittels $R_{W,a} = 100$ k Ω , $R_{W,b} = 1$ M Ω und $R_{W,c} = 10$ M Ω variiert. Für den eingebrachten Tiefpass wird $C_{TP} = 25$ nF und $R_{TP} = 280$ M Ω gewählt; der Widerstandswert R_M ebenfalls zu $R_M = 280$ M Ω . Aufgrund dieses vorherrschenden Spannungsteilers wird der Spannungssollwert der Gleichspannung zunächst vereinfachend verdoppelt: $U_{DC} = 2 \cdot 10$ kV = 20 kV, sodass am Prüfling erneut ≈ 10 kV erwartbar sind. (vgl. [K8]) Die zugehörigen Beträge der Berechnungen (siehe Diskussion zur Betragsbildung bereits unter „Prüfling und Feedbackmessung“) für $|\hat{i}_M(f)|$ und $|\hat{u}_A(f)|$ finden sich in Abbildungen 5.11a und 5.11b.



a) Betrag des Gesamtstromes $|\hat{i}_M|$ in Abhängigkeit der Frequenz der Restwelligkeit der Gleichspannungsquelle. **b)** Betragsfunktion der Ausgangsspannung der Feedbackmessung unter Berücksichtigung der Frequenz der Restwelligkeit der Gleichspannungsquelle und der daraus resultierenden kapazitiven Verschiebungsströme.

Abbildung 5.11: Frequenzabhängiger resultierender Betrag des Gesamtstroms und der Ausgangsspannung der Feedbackmessung bei Berücksichtigung der Funktionsgruppen aus dem Ersatzschaltbild (Abbildung 5.5): Hochspannungserzeugung, Tiefpassfilter, Spannungsmessung, Prüfling, Schutztechnik, Eingang des Elektrometers. Darstellung vgl. [K8].

Werden zunächst die kapazitiven Verschiebestrome in Abbildung 5.11a betrachtet, zeigen sich im μ A und nA-Bereich keine Limitationen. Im pA-Bereich bleibt durchaus das Risiko einer Verfä-

schung aufgrund des verbleibenden kapazitiv überlagerten Stromflusses bestehen. In Einklang mit den vorherigen Einflüssen der Schutztechnik, zeigt sich erneut ein Einfluss vom gewählten wirksamen Widerstand der Schutztechnik R_W . Hieraus folgt im vorliegenden Fall, dass mit jeder Dekade um die der wirksame Schutzwiderstand vergrößert wird, die äußere Grenze des Frequenzbereichs, für welchen kapazitive Verschiebungsströme aufgrund der Restwelligkeit der Spannungsquelle in Erscheinung treten, ebenfalls um ca. eine Größenordnung reduziert wird.

Im μA -Bereich zeigt sich (ähnlich zur Diskussion in Abschnitt 5.2.2 bei Verwendung von $R_{DUT} = 100 \text{ M}\Omega$), dass die vereinfachte Verdopplung der Quellenausgangsspannung nicht ausreichend ist. Aufgrund des gewählten Prüflingswiderstands $R_{DUT} = 2 \text{ G}\Omega$ und der vorliegenden Parallelschaltung mit R_M sinkt der erzielbare Prüfspannungswert am Prüfling. Hieraus folgen messbare Strommaximalwerte von $|\hat{i}_M| \approx 4,65 \dots 4,67 \text{ }\mu\text{A}$, bei theoretisch ideal erwartbaren $5 \text{ }\mu\text{A}$. Der messbare Strom nimmt folgerichtig mit Vergrößerung von R_W , welches mit einer Vergrößerung des Serienwiderstands verbunden ist, ab. Für Fehlerbetrachtungen sei auf [K8] verwiesen. **Hieraus folgt, dass bei unbekanntem Materialen eine Spannungsüberwachung am Prüfling ratsam ist, da somit eindeutige Rückschlüsse auf die Spannung am Prüfling gewährleistet werden** ¹²⁸.

Im nA-Bereich zeigt sich visuell keine wesentliche Beeinflussung des Stroms $|\hat{i}_M|$ in Abhängigkeit von der Frequenz der Restwelligkeit, sodass unverändert $\approx 5 \text{ nA}$ erfasst werden. Durchaus sind diesem Messbereich aber frequenzbereichselektiv Verschiebestrome von $\approx 7 \text{ pA}$ überlagert. Der Einfluss der Frequenz der Restwelligkeit zeigt sich im pA-Bereich deutlich. In einem, wiederum an den Wert des Widerstands R_W geknüpften Frequenzbereich, steigt der sich ausprägende Strom vom idealen Wert von 5 pA um 7 pA auf ca. 12 pA an. Unter Berücksichtigung der Frequenz der Restwelligkeit der Spannungserzeugung mit $f \approx 30 \text{ kHz}$ liegt bei Einsatz von $R_{W,b}$ und $R_{W,c}$ wiederum ein Maximalwert des Stroms $|\hat{i}_M| = 5 \text{ pA}$ vor. Erfolgt der Einsatz von $R_{W,a}$, so ergibt sich $|\hat{i}_M| = 5,4 \text{ pA}$.

Im Hinblick auf die Ausgangsspannung der Feedbackmessung in Abbildung 5.11b zeigt sich eine deutliche Verbesserung der hiermit assoziierten Rauschneigung der Messung, sowohl im Hinblick auf die erwartbare Störspannung als auch im Hinblick auf den Frequenzbereich. Zunächst zeigt sich, dass aufgrund des geringeren erfassten Stroms im μA -Bereich, eine entsprechende Reduktion der Ausgangsspannung folgt. Diese Messgröße unterliegt ebenso wie der nA-Messbereich keinen nennenswerten frequenzabhängigen Einflüssen aufgrund der Restwelligkeit der Spannungsquelle. Im pA-Messbereich gilt für +3 dB Frequenzgrenzen der Ausgangsspannung der Feedbackmessung bei $R_{W,a}$: $22,3 \text{ mHz} \lesssim f_{\text{pA}} \lesssim 640,3 \text{ mHz}$; bei $R_{W,b}$: $22,3 \text{ mHz} \lesssim f_{\text{pA}} \lesssim 638,8 \text{ mHz}$ und eine weitere Reduktion auf den Bereich $R_{W,c}$: $22,3 \text{ mHz} \lesssim f_{\text{pA}} \lesssim 635,9 \text{ mHz}$. Der Maximalwert der Störspannung (1,1 V) ist ca. Faktor 9,3 kleiner als im Vergleich zur Realisierung ohne Tiefpass (Abbildung 5.10b) ¹²⁹.

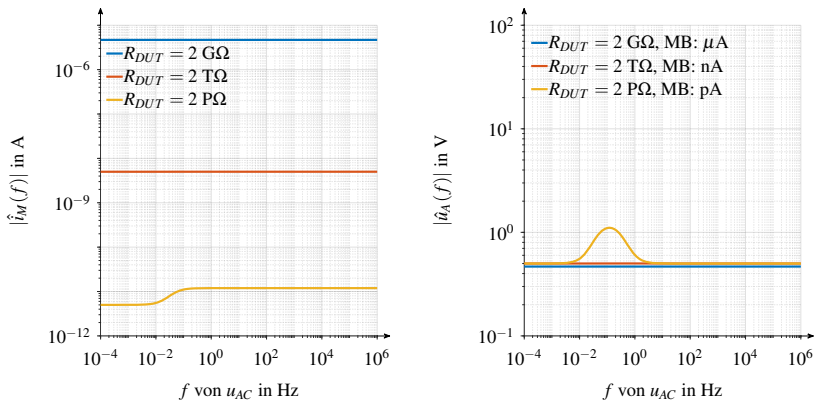
¹²⁸ Dies ist in der prototypischen Realisierung durch Erfassung des Quellenausgangsstromes gegeben (vgl. Abschnitt 5.1.4), weitere Verbesserungen werden bei zusätzlicher Erfassung der Messdaten des Hochspannungsteilers erzielt (Unterkapitel 5.6).

¹²⁹ Diese Angaben sind besonders sensitiv im Hinblick auf das gewählte C_{DUT} , Angaben für $C_{DUT} = 300 \text{ pF}$, siehe [K8]. Ebenfalls gilt auf Basis alternativer Berechnungen (°) im pA-Messbereich bei $R_{W,a}$: $14,1 \text{ mHz} \lesssim f_{\text{pA}}^\circ \lesssim 1 \text{ Hz}$; bei $R_{W,b}$: $14,1 \text{ mHz} \lesssim f_{\text{pA}}^\circ \lesssim 1 \text{ Hz}$ und bei $R_{W,c}$: $14,1 \text{ mHz} \lesssim f_{\text{pA}}^\circ \lesssim 1 \text{ Hz}$; das Verhältnis der Maximalwerte der Störspannung beträgt unverändert maximal ca. 1,1 V und ist unverändert ca. Faktor 9,3 kleiner als im Vergleich zur Realisierung ohne Tiefpass.

Frequenzbereich: Betrachtung Tiefpassfilter, Spannungsmessung, Prüfling und Feedbackmessung

Der Brückenschlag zur Zeitbereichsbetrachtung in Abschnitt 5.2.2, welche unter Vernachlässigung von R_W erfolgt ist, gelingt nun am einfachsten unter Verwendung von $R_W = 0$ in den Beziehungen 5.18, sowie in den vorgestellten Beziehungen 5.20, 5.21, 5.22, 5.23, 5.24, 5.25.

Zur Ergebnisdiskussion wird identisch zum vorherigen Abschnitt $\hat{u}_{AC} = 175$ mV, $C_{DUT} = 280$ pF und $R_{DUT} = [2 \text{ G}\Omega; 2 \text{ T}\Omega; 2 \text{ P}\Omega]$ gewählt. Der wirksame Widerstand der Schutztechnik wird mittels $R_W = 0 \Omega$ abgebildet. Für den eingebrachten Tiefpass wird unverändert $C_{TP} = 25$ nF und $R_{TP} = 280 \text{ M}\Omega$ gewählt; der Widerstandswert R_M ebenfalls zu $R_M = 280 \text{ M}\Omega$. Aufgrund dieses nun vorherrschenden Spannungsteilers wird der Spannungssollwert der Gleichspannung zunächst vereinfacht verdoppelt: $U_{DC} = 2 \cdot 10 \text{ kV} = 20 \text{ kV}$, sodass am Prüfling erneut $\approx 10 \text{ kV}$ erwartbar sind. Die zugehörigen Beträge der Berechnungen (siehe Diskussion zur Betragsbildung bereits unter „Prüfling und Feedbackmessung“) für $|\hat{i}_M(f)|$ und $|\hat{u}_A(f)|$ befinden sich in Abbildungen 5.12a und 5.12b.



a) Betrag des Gesamtstromes $|\hat{i}_M|$ in Abhängigkeit der Frequenz der Restwelligkeit der Gleichspannungsquelle. **b)** Betragsfunktion der Ausgangsspannung der Feedbackmessung unter Berücksichtigung der Frequenz der Restwelligkeit der Gleichspannungsquelle und der daraus resultierenden kapazitiven Verschiebungsströme.

Abbildung 5.12: Frequenzabhängiger resultierender Betrag des Gesamtstroms und der Ausgangsspannung der Feedbackmessung bei Berücksichtigung der Funktionsgruppen aus dem Ersatzschaltbild (Abbildung 5.5): Hochspannungserzeugung, Tiefpassfilter, Spannungsmessung, Prüfling, Eingang des Elektrometers.

Die grundsätzlichen Beobachtungen sind identisch zu denen bei Einsatz der Schutztechnik. Auffallend ist jedoch in Abbildung 5.12a, dass hier im pA-Bereich entgegen Abbildung 5.11a kein erneutes Abflachen des Maximalwerts von $|\hat{i}_M|$ beobachtbar ist, wodurch der Einfluss der betrachteten Schutztechnik auf die Ausbildung kapazitiver Verschiebestrome nicht vernachlässigbar ist. Es

erfolgt lediglich der Anstieg des sich ausprägenden Stroms vom idealen Wert von 5 pA um 7 pA auf ca. 12 pA. Unter Berücksichtigung der Frequenz der Spannungserzeugung mit $f \approx 30$ kHz ergibt sich $|\hat{i}_M| \approx 12$ pA.

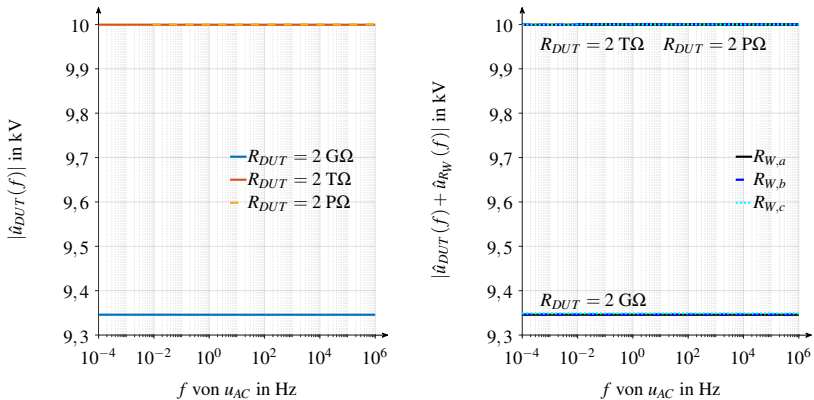
Dies entspricht der direkten Addition der theoretischen Messgröße mit dem in Abschnitt 5.2.2 bestimmten Maximalwert des kapazitiven Verschiebungsstroms. Diese Addition ist für den vorliegenden Fall zulässig, da, bedingt durch die Phasendrehung aufgrund des eingesetzten Tiefpasses, nun $\hat{i}_{M,AC}$ und $i_{M,DC}$ (bei $f \approx 30$ kHz) nahezu phasengleich sind. Diese Betrachtungen bestätigt wiederum die Diskussion (s. o.) zur Betragsbildung für die betrachteten Funktionsgruppen „Prüfling und Feedbackmessung“.

Die Ausgangsspannung der Feedbackmessung in Abbildung 5.12b zeigt sich vom grundsätzlichen Erscheinungsbild vergleichbar zu Abbildung 5.11b. Es liegt ebenfalls eine Verbesserung der Rauschneigung der Messung sowohl im Hinblick auf die erwartbare Störspannung als auch im Hinblick auf den Frequenzbereich gegenüber Abbildung 5.10b vor. Im pA-Messbereich gilt für +3 dB Frequenzgrenzen der Ausgangsspannung der Feedbackmessung: $22,3$ mHz $\lesssim f_{pA} \lesssim 640,3$ mHz oder bei alternativer Betrachtung: $14,1$ mHz $\lesssim f_{pA}^\infty \lesssim 1$ Hz. Der Maximalwert der Spannung der Feedbackmessung beträgt unverändert für beide Fälle ca. 1,1 V.

Frequenzbereich: Spannung am Prüfling

Aufgrund des eingebrachten Tiefpasses und der eingesetzten Spannungsmessung, welche parallel zum Prüfling erfolgt, zeigt sich insbesondere für $R_{DUT} = 2$ G Ω eine Reduktion des sich ausbildenden Stromwerts und der zugehörigen Ausgangsspannung der Feedbackmessung (vgl. Abbildungen 5.12 und 5.11). Diese Reduktion ist dem geschuldet, dass eine vereinfachte Verdopplung der Quellenausgangsspannung nicht mehr ausreichend ist, da sich aufgrund der Parallelschaltung $R_M \parallel R_{DUT}$ eine entsprechende Verstimmung des Spannungsteilers unter Berücksichtigung von R_{TP} ergibt. Zur Ergebnisdiskussion wird identisch zum vorherigen Abschnitt $\hat{u}_{AC} = 175$ mV, $C_{DUT} = 280$ pF und $R_{DUT} = [2$ G Ω ; 2 T Ω ; 2 P $\Omega]$ gewählt. Für den eingebrachten Tiefpass wird unverändert $C_{TP} = 25$ nF und $R_{TP} = 280$ M Ω gewählt; der Widerstandswert R_M ebenfalls zu $R_M = 280$ M Ω . Aufgrund dieses nun vorherrschenden Spannungsteilers wird der Spannungssollwert der Gleichspannung verdoppelt: $U_{DC} = 2 \cdot 10$ kV = 20 kV, sodass am Prüfling erneut ≈ 10 kV erwartbar sind.

Die in Abhängigkeit der Prüflingsimpedanz resultierende betragsmäßige Spannung am Prüfling ist in Abbildung 5.13a unter Berücksichtigung des Tiefpasses, jedoch ohne Schutztechnik ($R_W = 0$ Ω), dargestellt. Wird zusätzlich die Schutztechnik mit $R_{W,a} = 100$ k Ω , $R_{W,b} = 1$ M Ω und $R_{W,c} = 10$ M Ω betrachtet, so ergeben sich die in Abbildung 5.13b dargestellten Zusammenhänge. Diese sind im Einklang mit den jeweils resultierenden Strömen in Abbildungen 5.11a und 5.12a. Bei Einsatz der Schutztechnik (vgl. ESB in Abbildung 5.5) gilt es jedoch den Längsspannungsfall der Prüftechnik (vgl. Abbildung 5.4b) zu berücksichtigen. Eine derartige Betrachtung erfolgt im folgenden Absatz.



- a)** Berücksichtigte Funktionsgruppen aus dem Ersatzschaltbild (Abbildung 5.5): Hochspannungserzeugung, Tiefpassfilter, Spannungsmessung, Prüfling.
- b)** Berücksichtigte Funktionsgruppen aus dem Ersatzschaltbild (Abbildung 5.5): Hochspannungserzeugung, Tiefpassfilter, Spannungsmessung, Prüfling, Schutztechnik.

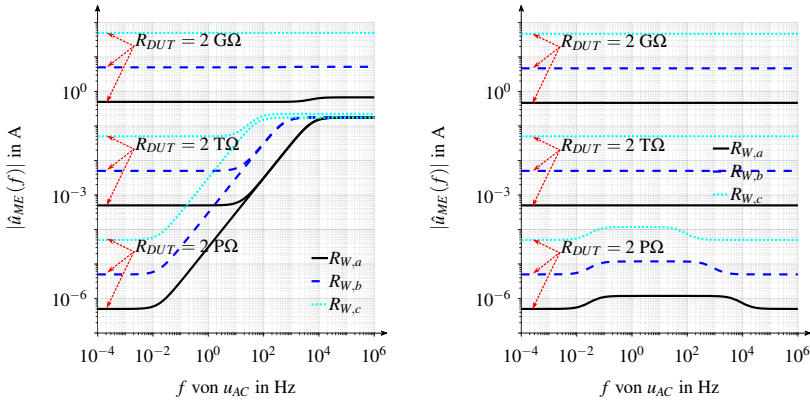
Abbildung 5.13: Betrag der Spannung am Prüfling u_{DUT} in Abhängigkeit der Frequenz der Restwelligkeit der Gleichspannungsquelle und des Prüflings- sowie Schutztechnikwiderstands.

Frequenzbereich: Betrachtung der Potentialanhebung der Messelektrode

Durch Einsatz der Schutztechnik $R_W > 0$ resultiert, bedingt durch den zu messenden Strom, ein Längsspannungsfall an R_W ($|\hat{i}_M(f)| \cdot R_W$), welcher zu einer Potentialanhebung der Messelektrode $|\hat{u}_{ME}(f)|$ führt. Bei unverändertem Einsatz von $\hat{u}_{AC} = 175$ mV, $U_{DC} = 10$ kV, $C_{DUT} = 280$ pF und $R_{DUT} = [2 \text{ G}\Omega; 2 \text{ T}\Omega; 2 \text{ P}\Omega]$ folgt unter Vernachlässigung des Tiefpasses, jedoch bei Betrachtung der wirksamen Widerstände der Schutztechnik $R_{W,a} = 100$ k Ω , $R_{W,b} = 1$ M Ω und $R_{W,c} = 10$ M Ω , die in Abbildung 5.14a dargestellte Potentialanhebung.

Diese Potentialanhebung ist eng mit $|\hat{i}_M(f)|$ verknüpft und somit ebenfalls abhängig von der Frequenz der Restwelligkeit der Spannungserzeugung. Unter Berücksichtigung des Tiefpasses und der Spannungsmessung mit $C_{TP} = 25$ nF, $R_{TP} = 280$ M Ω und $R_M = 280$ M Ω sowie nun abweichend $U_{DC} = 2 \cdot 10$ kV = 20 kV, ergeben sich Ergebnisse entsprechend Abbildung 5.14b.

In beiden Fällen der Abbildung 5.14 folgt eine Potentialanhebung der Messelektrode (Elektrode Nr. I in Abbildung 3.10) gegenüber dem geerdeten Schutzring (Elektrode Nr. II in Abbildung 3.10). Hierdurch kann eine additive Feldverzerrung resultieren, die es gesondert zu untersuchen gilt. Ebenfalls wird aufgrund des resultierenden Längsspannungsfalls die Spannung am Prüfling reduziert, sodass diese Spannung ebenfalls zur Bestimmung der Leitfähigkeit (Gleichung 3.39) Berücksichtigung finden sollte (siehe Abschnitt 5.3.3).



a) Berücksichtigte Funktionsgruppen aus dem Ersatzschaltbild (Abbildung 5.5): Hochspannungserzeugung, Prüfling, Schutztechnik, Eingang des Elektrometers. b) Berücksichtigte Funktionsgruppen aus dem Ersatzschaltbild (Abbildung 5.5): Hochspannungserzeugung, Tiefpassfilter, Spannungsmessung, Prüfling, Schutztechnik, Eingang des Elektrometers.

Abbildung 5.14: Betragsfunktion der Potentialanhebung der Messelektrode bedingt durch den wirksamen Widerstand der Schutztechnik unter Berücksichtigung der Frequenz der Restwelligkeit der Gleichspannungsquelle und der daraus resultierenden kapazitiven Verschiebungsströme. Darstellung vgl. [K8].

Bei Einsatz von $R_{W,c} = 10 \text{ M}\Omega$ folgt $|\hat{i}_{ME}| \approx 49,75 \text{ V}$ lediglich bei Betrachtung der Schutztechnik und $|\hat{i}_{ME}| \approx 46,51 \text{ V}$ bei zusätzlichem Einsatz des Tiefpassfilters, in beiden Fällen lässt sich dies auf $|\hat{i}_{ME}| < 1 \text{ V}$ durch Einsatz von $R_{W,a}$ reduzieren. Hieraus folgt, dass eine Anpassung der Schutztechnik an den, ob des Prüflingswiderstands zu erwartenden Messbereich, vorteilhaft ist, um die resultierenden Potentialanhebungen zu reduzieren. Eine automatische Anpassung (vgl. Abbildung 5.4) ist hierbei zwar komfortabel, hat jedoch zur Folge, dass nun ebenfalls die Bedämpfung kapazitiver Verschiebestrome (automatisch) verstimmt wird, siehe Einfluss von R_W auf $|\hat{i}_M|$ in Abbildungen 5.10a und 5.11a.

Die resultierenden Potentialanhebungen setzen sich aus einem Gleichanteil und einem frequenzabhängigen Anteil, aufgrund des sich ausprägenden Stroms, zusammen. Besonders ersichtlich wird dies in Abbildung 5.14a für $R_{DUT} = 2 \text{ T}\Omega$ und $R_{DUT} = 2 \text{ P}\Omega$ durch den steilen Anstieg der Potentialanhebung $|\hat{i}_{ME}(f)|$. Der durch den Gleichanteil der Potentialanhebung resultierende additive Stromfluss (z. B. zwischen Elektrode Nr. I und Nr. II, respektive Innenleiter und Schirm der Messleitung) scheint bei Einsatz geeigneter Messleitungen und der oben formulierten Begrenzung der Potentialanhebung vernachlässigbar. Gleichermäßen führt der Wechselanteil dieser Potentialanhebung, ebenfalls wiederum z. B. zwischen Elektrode Nr. I und Nr. II, respektive Innenleiter und Schirm der Messleitung, erneut zu assoziierten Verschiebungsströmen, welche das Messergebnis zusätzlich verfälschen. Diese erfahren durch Einsatz des Tiefpasses (Abbildung 5.14b) eine deutliche Reduktion der Amplitude um mehrere Dekaden, sodass sich auch unter dieser Prämisse die Verwendung eines hochspannungsseitig eingebrachten Tiefpassfilters vorteilhaft zeigt. Ebenfalls moti-

viert dieser Abschnitt eine entsprechende Reduktion des wirksamen Widerstands der Schutztechnik auf der Niederspannungsseite und eine Einbringung entsprechender Widerstände hochspannungsseitig vor dem Prüfling. Dies ist in Anlehnung und im Einklang mit der vorgestellten Erweiterungsoption der Schutztechnikkonzepte in Abschnitt 3.4.2, respektive der Position des Schutzwiderstands in Abbildung 3.12a, welches entsprechend in Unterkapitel 5.6 für künftige Weiterentwicklungen vorgesehen ist.

5.2.4 Bewertung der prototypischen Realisierung

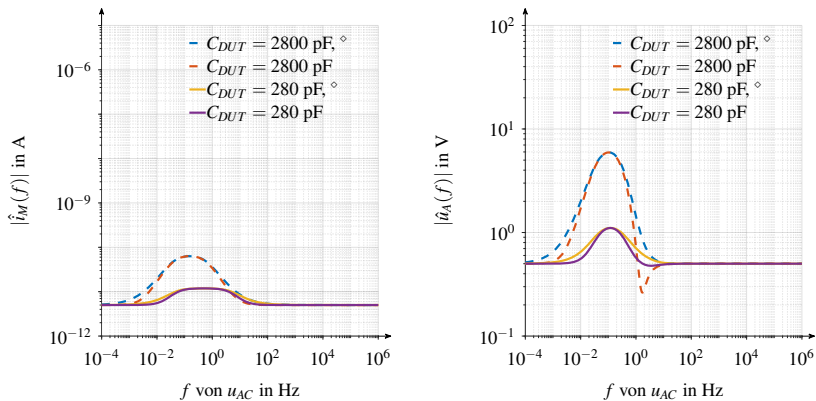
Unter Berücksichtigung von Abschnitt 5.2.2, insbesondere Abbildung 5.7, gilt es einen Maximalwert des kapazitiven Verschiebungsstroms von ca. 7 pA bei Prüflingen mit $C_{DUT} \approx 280$ pF zu formulieren. Hierdurch wird diese Auflösungsgrenze unter konservativer Betrachtung festgestellt.

Wird zusätzlich die Modellbildung im Frequenzbereich (Abschnitt 5.2.3) berücksichtigt, so ist festzustellen, dass, bei Verwendung der Schutztechnik, welche für Ströme unterhalb des nA-Bereichs ca. 111 M Ω beträgt (Abbildung 5.4), die in Abbildung 5.11 unter Verwendung von $R_{W,c} = 10$ M Ω dargestellten Ergebnisse noch als zu pessimistisch anzusehen sind. Hieraus folgt, dass zwar durchaus kapazitive Verschiebestrome von ca. 7 pA resultieren können, das Auftreten dieser Ströme und die damit verbundenen Störeinflüsse jedoch anregende Amplituden und Frequenzen voraussetzen, welche außerhalb des für die Hochspannungsquelle relevanten Frequenzbereichs (Abbildung 5.2b) liegen. Daraus resultiert eine theoretische Einsatztauglichkeit der Messtechnik auch für Ströme unterhalb von 7 pA, welche nun detaillierter betrachtet wird.

Werden entsprechende Berechnungen für die prototypische Realisierung durchgeführt und die zugehörigen Parameter zu $\hat{u}_{AC} = 175$ mV, $U_{DC} = 2 \cdot 10$ kV = 20 kV, $C_{DUT} = 280$ pF unter Berücksichtigung des Tiefpasses mit $C_{TP} = 25$ nF, $R_{TP} = 280$ M Ω und der Spannungsmessung $R_M = 280$ M Ω gewählt, so ergeben sich nun mit dem abweichenden $R_W = 111$ M Ω die in Abbildung 5.15 dargestellten Ergebnisse im pA-Bereich. Diese wurden zur Vergleichbarkeit mit den vorherigen Analysen mit $R_{DUT} = 2$ P Ω erhalten.

Zusätzlich wird der Einfluss der Prüflingskapazität und das Verfahren der Betragsbildung betrachtet. Entgegen der Betragsbildung von $|\hat{i}_M(f)|$ und $|\hat{u}_A(f)|$ wird additiv die komponentenweise Betragsbildung, gekennzeichnet mit $^\circ$, unter Verwendung von $|\hat{i}_M(f)|^\circ = |\hat{i}_{M,DC}(f)| + |\hat{i}_{M,AC}(f)|$ respektive $|\hat{u}_A(f)|^\circ = |U_{A,DC}(f)| + |\hat{u}_{A,AC}(f)|$ vorgestellt.

Aus Abbildung 5.15a folgt für Prüflinge mit $C_{DUT} = 280$ pF, dass kapazitive Verschiebungsströme von max. ca. 7 pA, welche der idealen Messgröße von 5 pA überlagert sind, resultieren. Dieser Maximalwert ist unabhängig davon wie die Betragsbildung erfolgt. Einzig die Frequenzbereiche dieser Erscheinung nehmen mit der komponentenweisen Betragsbildung zu. Vergleichbares ist für $C_{DUT} = 2800$ pF zu beobachten, der idealen Messgröße von 5 pA überlagert sich nun ein kapazitiver Verschiebestrom von maximal ca. 58 pA. Dieser setzt bei wesentlich kleineren Frequenzen ein. Erneut ist auch hier der Frequenzbereich dieser Erscheinung für die komponentenweise Betragsbildung größer.



a) Betrag des Gesamtstroms $|\hat{i}_M(f)|$ in Abhängigkeit der Frequenz der Restwelligkeit der Gleichspannungsquelle, Prüflingskapazität und Berechnungsart. **b)** Betragsfunktion der Ausgangsspannung der Feedbackmessung unter Berücksichtigung der Frequenz der Restwelligkeit der Gleichspannungsquelle und der daraus resultierenden kapazitiven Verschiebeströme, der Prüflingskapazität und der Berechnungsart.

Abbildung 5.15: Frequenzabhängiger resultierender Betrag des Gesamtstroms und der Ausgangsspannung der Feedbackmessung bei Berücksichtigung der Funktionsgruppen aus dem Ersatzschaltbild (Abbildung 5.5): Hochspannungserzeugung, Tiefpassfilter, Spannungsmessung, Prüfling, Schutztechnik, Eingang des Elektrometers. Berechnungen die mit \diamond gekennzeichnet sind nutzen $|\hat{i}_M(f)|^\diamond = |i_{M,DC}(f)| + |\hat{i}_{M,AC}(f)|$ respektive $|\hat{u}_A(f)|^\diamond = |U_{A,DC}(f)| + |\hat{u}_{A,AC}(f)|$.

Wird die Ausgangsspannung der Feedbackmessung in Abbildung 5.15b betrachtet, so betragen die +3 dB Frequenzgrenzen für $C_{DUT} = 280 \text{ pF}$: $22,3 \text{ mHz} \lesssim f_{pA} \lesssim 589,4 \text{ mHz}$ und bei konservativerer Betrachtung: $14,1 \text{ mHz} \lesssim f_{pA}^\diamond \lesssim 991,7 \text{ mHz}$. Der Maximalwert der Spannung der Feedbackmessung beträgt unverändert für beide Fälle ca. 1,1 V.

Deutlicher zeigt sich der Einfluss der Betragsbildung bei einer Zunahme der Prüflingskapazität auf $C_{DUT} = 2800 \text{ pF}$. Aufgrund der Phasenlage kommt es nun zu einer stärkeren Ausprägung eines Unterschwingers. Die +3 dB Frequenzgrenzen für $C_{DUT} = 2800 \text{ pF}$ betragen nun $3 \text{ mHz} \lesssim f_{pA} \lesssim 1 \text{ Hz}$; additiv ergeben sich nun entsprechende -3 dB Frequenzgrenzen von $1,3 \text{ Hz} \lesssim f_{pA} \lesssim 2,6 \text{ Hz}$. Wird die komponentenweise Betragsbildung betrachtet, so ergeben sich für die +3 dB Frequenzgrenzen: $1,3 \text{ mHz} \lesssim f_{pA}^\diamond \lesssim 2,3 \text{ Hz}$. Der Maximalwert der Spannung der Feedbackmessung beträgt für beide Fälle ca. 5,9 V. An diesen Ausprägungen lassen sich insbesondere die Herausforderungen für transiente Kleinststrommessungen bei kapazitiven Prüflingen erkennen. In diesem Kontext sei erneut betont, dass nicht notwendigerweise zugehörige „stabile“ Strommesswerte zu erwarten sind, sondern z. B. ein erhöhtes Messrauschen begünstigt wird, respektive Messbereichswechsel ausgelöst werden (sofern automatische Messbereichswechsel aktiviert sind) oder Rückgabewerte erhalten werden, welche eine Messbereichsverletzung („Out of Limit“) fälschlicherweise implizieren.

Es gilt somit festzuhalten, dass für die gewählte prototypische Versuchstechnik ein Maximalwert des kapazitiven Verschiebungsstroms von ca. 7 pA bei Prüflingen mit $C_{DUT} \approx 280 \text{ pF}$ grundsätzlich

zu erwarten ist. Dieser tritt jedoch lediglich in Erscheinung, sofern anregende Frequenzen (vgl. Abbildung 5.15a) innerhalb des Frequenzbereichs $10^{-4} \lesssim f \lesssim 10^2$ Hz vorliegen. Ein messtechnische Erfassung und damit verbundene Störeinkopplung in die Ausgangsspannung \hat{u}_A (+3 db) wird bei anregenden Wechselamplituden von 175 mV im Frequenzbereich 14,1 mHz $\lesssim f_{\text{pA}}^\infty \lesssim 991,7$ mHz festgestellt. Die eingesetzte Hochspannungsquelle zeichnet sich maßgeblich durch Frequenzkomponenten im kHz-Bereich (vgl. Abbildung 5.2b) aus, sodass grundsätzlich aus messtechnisch-theoretischer Sicht eine Stromerfassung auch im pA-Bereich zuverlässig gewährleistet ist.

5.2.5 Resümee der vorgestellten Verfahren zur Bewertung der messtechnisch-theoretischen Eignung der Versuchstechnik

Die Bestimmung der Leistungsfähigkeit der Prüftechnik ist bei Leitfähigkeitsanalysen von Relevanz, um eine Ergebnisverfälschung aufgrund der elektrischen Eigenschaften des Prüfkreises auszuschließen. Die hier vorgestellten Verfahren erlauben die Bestimmung messtechnischer Limitationen im Zeit- und Frequenzbereich. Diese, ausgehend von der Ersatzschaltbildarstellung der Versuchstechnik in Abschnitt 5.2.1, dargestellten Verfahren zur Bewertung und Eignungsprüfung in den Abschnitten 5.2.2 und 5.2.3 erlauben die folgende Zusammenfassung.

- Die in Abschnitt 5.2.2 vorgestellten Zusammenhänge im Zeitbereich erlauben, unter Verwendung verhältnismäßig kompakter analytischer Zusammenhänge sowohl die Spannung am Prüfling als auch den kapazitiven Verschiebungsstrom zu ermitteln.
 - Unter Berücksichtigung der gewählten Prüfkreisparameter ist die Leistungsfähigkeit des Aufbaus direkt ersichtlich. Ein Rückschluss über die am Prüfling resultierende Prüfspannung (inkl. des zeitlichen Verlaufs) ist direkt mittels Gleichungen 5.8, 5.10 und 5.11 bestimmbar. Hierdurch ist ersichtlich, ob die im Zuge von PDC-Analysen oft getroffene Annahme einer Sprungantwortmessung (vgl. Abschnitt 3.2.5) zutreffend ist oder ob z. B. Gleichungen 3.17 und 3.18 Korrekturen erfahren müssen.
 - Unter Verwendung von Gleichung 5.12 ist es direkt möglich, die durch Spannungsänderungen hervorgerufenen Ströme und deren Größenordnung zu bestimmen. Derartige Ströme sind der Messgröße überlagert und können so zu Ergebnisverfälschungen führen.
 - Die Nutzung analytischer Zusammenhänge und deren geeignete funktionsbasierte Implementation in Berechnungsprogramme ermöglicht es relevante Zeitbereiche mit geeigneten gewählten Zeitschritten aufzulösen. Hierdurch wird es z. B. möglich bedeutsame Betriebszeitbereiche singular und mit gewünschter Auflösung zu betrachten, ohne eine vollständige Zeitbereichssimulation durchzuführen. Dies ist insbesondere deswegen positiv, da bei typischer Schaltungssimulation, die Berücksichtigung der Restwelligkeit der Spannungsquelle eine entsprechend fein gewählte Zeitschrittauflösung erfordert, welche wiederum mit hohen Simulationszeiten einhergeht.
- Die vorgestellten Verfahren der Betrachtungen im Frequenzbereich erlauben weiterführende, flexibilisierte Analysen.

- Die Betrachtungen im Zeitbereich erlauben zwar gemäß Gleichungen 5.11 und 5.12 die gewichtete Betrachtung verschiedener Frequenzanteile, der Einfluss etwaig vorliegender Frequenzkomponenten mit einer zugehörigen Abschätzung der Maximalamplitude (vgl. Frequenzkomponenten der eingesetzten DC-Quelle, Abbildung 5.2b) wird jedoch nun über ganze Frequenzbereiche ermöglicht.
 - Analysen werden komponentensensitiv ermöglicht, wodurch Einflüsse der Feedbackmessung, der Schutztechnik, Tiefpassfilterung und des Prüflings gesondert, aber auch im Verbund und deren wechselseitige Beeinflussung erschlossen werden. Dies umfasst neben der Ausprägung überlagerter Ströme, auch Analysen der ausschließlich kapazitiven Verschiebeströme. Zusätzlich werden unmittelbar die sich einstellenden Potentiale am Prüfling sowie etwaige Längsspannungsfälle an der Schutztechnik ersichtlich.
 - Eine Unterscheidbarkeit zwischen der Ausprägung und Überlagerung kapazitiver Verschiebeströme und der Detektierbarkeit mittels Feedbackmessung wird unmittelbar deutlich. Dies erlaubt eine differenzierte Auseinandersetzung. So können messtechnische Anforderungen zur transienten Stromerfassung abgeschätzt werden. Zusätzlich wird hierdurch auch die Betrachtung etwaiger Auswirkungen dieser Stromtransienten im Hinblick auf die Ausprägung etwaiger Feldverteilungen und Werkstoffinteraktionen angeregt, welche sich nun stationärer Modellvorstellungen (vgl. Abschnitt 3.2.4 sowie Anhang A.2) überlagern können.
- Die Betrachtungen der resultierenden Verschiebungsströme sind wesentlich, da diese zu Verfälschungen des Messsignals führen können. Hierbei gilt es zu betonen, dass nicht notwendigerweise zugehörige „stabile“ Strommesswerte zu erwarten sein müssen, sondern auch z. B. ein zugehöriges erhöhtes Messrauschen begünstigt wird, respektive Messbereichswechsel ausgelöst werden (sofern automatische Messbereichswechsel aktiviert sind) oder Rückgabewerte erhalten werden, welche eine Messbereichsverletzung fälschlicherweise implizieren.
 - Eine Kombinationsfähigkeit beider Ansätze (im Zeit- und Frequenzbereich) ist gegeben. Unter Berücksichtigung der Betragsbildung der Einzelkomponenten (Gleichanteil und Wechselanteil des Stroms i_M sowie der Ausgangsspannung der Feedbackmessung u_A) ist eine entsprechende Überführbarkeit gewährleistet. Hierdurch wird es ermöglicht z. B. den grundsätzlichen zeitabhängigen Verlauf der Prüfspannung und des hiermit verbundenen Verschiebungsstroms lediglich unter Betrachtung der Gleichspannung am Prüfling im Zeitbereich durchzuführen. Zur Abschätzung der Messlimitationen kann diesem Ergebnis nun die im Frequenzbereich bestimmte Frequenzkomponente von i_M hinzuaddiert werden.
 - Dieses Vorgehen ist als Ergänzung zu dem in Abschnitt 5.2.2 genannten Verfahren zu sehen, welches bei Zunahme der Komplexität der Netzwerkgleichungen zur Bestimmung der Zeitbereichslösung die entsprechende Nutzung der Kirchhoff'schen Gesetze in Matrixschreibweise (z. B. bei zweistufigen Filterkreisen) anbietet.
- ⇒ Mit den vorgestellten Verfahren zur Bewertung der messtechnisch-theoretischen Eignung des Prüfkreises sind nun entsprechende Werkzeuge verfügbar, mit denen die in [108] geforderte „Berücksichtigung der elektrischen Eigenschaften des Prüfkreises“ erfolgen kann.

Darüber hinaus sind entsprechende messtechnische Limitationen der Versuchstechnik bestimmbar und die Ableitung etwaiger Designregeln ist mit den vorliegenden funktionalen Zusammenhängen möglich. Eine exemplarische Möglichkeit zur Implementation der vorgestellten Zusammenhänge im Frequenzbereich in MATLAB findet sich in Anhang A.10.2.

5.3 Numerische Modellbildung von Versuchsanordnungen zur Leitfähigkeitsanalyse

Die folgend vorgestellte feldtheoretische Modellbildung der Elektrodenanordnung schließt die Lücke für Simulationsframeworks, welche die innerhalb von Schutzringanordnungen vorliegenden Feldverteilungen verifiziert ermitteln (vgl. Abschnitt 3.3.2). Mit der vorgestellten Modellierung können somit Aussagen über mögliche Unsicherheiten in der messtechnischen Bestimmung von Leitfähigkeiten getroffen werden und mögliche Verbesserungen im Design von Schutzringanordnungen evaluiert werden.

Zu diesem Zweck werden notwendige Verfahren eingeführt, welche es erlauben, die Leistungsfähigkeit von Elektrodenanordnungen zur Leitfähigkeitsbestimmung und deren Modellbildung unter feldtheoretischen Gesichtspunkten zu bewerten. Darüber hinaus bildet dieser Abschnitt die wesentliche Grundlage zur Anforderungsableitung an erforderliche Netzwerkdichten, um der Abbildung von geometrisch bedingten Feldverzerrungen in numerischen Feldberechnungen zuverlässig gerecht zu werden. Hieraus lassen sich somit auch erste Rückschlüsse auf die erforderlichen Netzwerkdichten ableiten, welche mindestens gefordert werden müssen, sofern Raumladungsverteilungen (bestimmter geometrischer Ausdehnungen) hinsichtlich der mit ihnen assoziierten Feldverteilungen bewertet werden sollen. Die vorgestellten Ergebnisse sind teilweise Bestandteile der Veröffentlichungen [Z3, K10].

Innerhalb von Schutzringanordnungen tritt oberhalb des Schutzspalts ein multifaktoriellen Einflüssen unterworfenen Effekt der Feldschwächung in Erscheinung, welcher an den Kanten der Messelektroden zu deutlichen Feldüberhöhungen führt. Daher ist die numerische Simulation der Anordnung insbesondere für Leitfähigkeitsuntersuchungen von Isolationsmaterialien der HGÜ-Kabeltechnologie von besonderem Interesse. Bei diesen Materialien ist die stationäre Komponente der Leitfähigkeit u. a. deutlichen Einflüssen der Feldstärke unterworfen (vgl. Abschnitte 3.2.1, 3.2.4, sowie Anhang A.2), sodass Feldinhomogenitäten wiederum Leitfähigkeitsunterschiede im Material und somit die (zeitabhängige) Bildung von Raumladungen begünstigen (vgl. Gleichungen 3.37 und 3.38). Diese Raumladungsverteilung interagiert wiederum mit der transienten Komponente der Leitfähigkeit (vgl. Abschnitt 3.2.5, z. B. Abbildung 3.7), sodass die Feldverteilung in der Anordnung selbst die gemessene zeitabhängige scheinbare Leitfähigkeit, respektive die messtechnisch ermittelten dielektrischen Antwortfunktionen (vgl. z. B. Gleichungen 3.20, 3.21 und 3.22), beeinflussen kann. Neben der Analyse der auftretenden Feldverzerrungen motivieren diese Zusammenhänge daher maßgeblich die Bestrebung, die Feldverteilung durch konstruktive Maßnahmen innerhalb der Anordnung zu homogenisieren.

Wesentlich für das vorliegende Unterkapitel ist insbesondere die Erstellung des Simulationsframeworks in Abschnitt 5.3.1 sowie dessen Verifikation unter Berücksichtigung der Diskretisierung des Feldraumes gemäß Abschnitt 5.3.2. Das bestehende Framework schafft somit die Basis für künftige Weiterentwicklungen und regt Diskussionen, z. B. hinsichtlich etwaiger Rundungsradien und Designoptimierungen, Berücksichtigung von Oberflächenleitfähigkeiten, Raumladungsverteilungen etc., an.

Die nachfolgend in Abschnitten 5.3.3, 5.3.4 und 5.3.5 vorgestellten Parameterstudien und das Verfahren der modellbasierten effektiven Flächenkorrektur in Abschnitt 5.3.6 illustrieren eine mögliche Anwendbarkeit und zeigen insbesondere die Bereichswechsel zwischen den Gleichungen nach Tabelle 3.4 sowie die Vielfältigkeit an einflussnehmenden Parametern auf. Die oft im Zuge von Leitfähigkeitsanalysen erwachsenden spezifischen Fragestellungen (für konkrete genutzte Elektrodenanordnungen und Konfigurationen) werden im Rahmen dieser Arbeit nur grundsätzlich diskutiert. Das Unterkapitel schließt mit einem Resümee in Abschnitt 5.3.7.

5.3.1 Simulationsframework und Auswertungsmethoden

Zur möglichst flexiblen Betrachtung unterschiedlicher Einflüsse wird ein parametrisiertes und generisches Simulationsframework innerhalb von COMSOL Multiphysics implementiert. Ein Überblick bietet diesbezüglich Abbildung 5.16.

Das Modell wird als zweidimensionales rotationssymmetrisches Modell umgesetzt. Sämtliche Geometrieaspekte werden gemäß der u. a. in Abbildung 5.16 dargestellten Größen parametrisiert eingepflegt. Um numerischen Limitationen aufgrund der äußeren Begrenzung des Simulationsgebietes begegnen zu können, werden die additiven Längen l_S und l_T eingeführt. Hierbei kennzeichnet l_T den Überstand des Prüflings über die äußere Elektrodenkante und l_S den zusätzlichen Abstand zur äußeren Grenze des Simulationsgebiets. Darüber hinaus wird das die Anordnung umgebende Simulationsgebiet, durch Einbringung einer zusätzlichen Einstellung innerhalb der Software, als unendlich ausgedehnt betrachtet.

Neben der Umsetzung der Schutzringanordnung (vgl. Abbildung 3.10) wird eine zusätzliche Schirmung der Messelektrode für Modelle, welche mit M_B gekennzeichnet werden, eingeführt. Diese Modelle sehen somit die in Abschnitt 3.3.1 benannten geometrischen Erweiterungen der Messelektrodenschirmung vor. Zu diesem Zweck wird die Messelektrode durch Einbringung eines zusätzlichen Isolators gegenüber der Schirmelektrode isoliert, die hierfür erforderlichen additiven Höhen des Isolators h_I sowie der Schirmelektrode h_{ES} finden sich in Abbildung 5.16. (vgl. [Z3, K10])

Die Kopplung der Physikern *electrical currents* und *electrical circuits* innerhalb der Simulationsumgebung erlaubt zusätzlich die Einbringung elektrischer Randbedingungen und Simulationsaspekte¹³⁰. Hierdurch lassen sich entsprechende Stromdichten komfortabel in zugehörige elektrische Netzwerkgrößen überführen. Zu diesem Zwecke wird ein Widerstand R_E virtuell mit Elektrode

¹³⁰ Während sich diese Kopplung in den vorliegenden stationären Studien vorteilhaft darstellt, zeigt sich insbesondere bei zeitabhängigen Studien (vgl. Abschnitt 5.3.5) der Einsatz von „Messsonden“ als zielführender (siehe auch [S-MA9]).

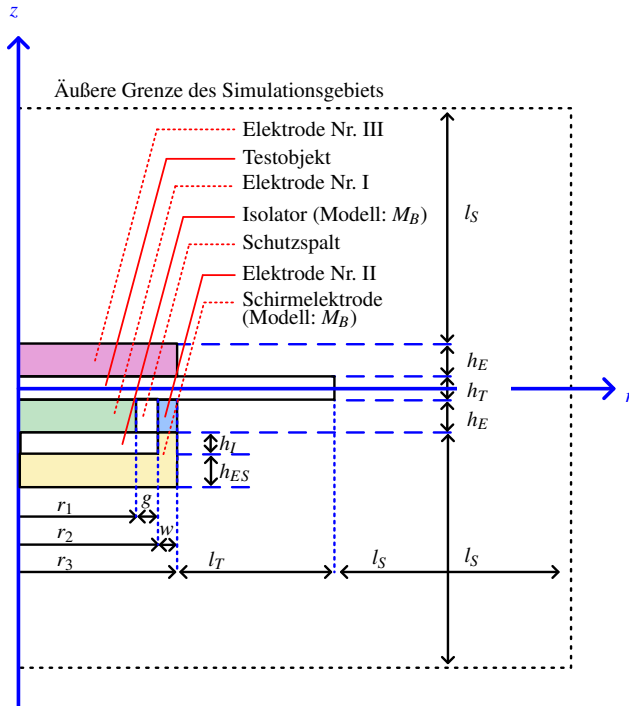


Abbildung 5.16: Überblick über das genutzte parametrisierte Simulationsmodell der Schutzringanordnungen. Modell M_B beinhaltet eine zusätzliche Schirmung der Messelektrode (Elektrode Nr. I). Darstellung vgl. [Z3, K10].

Nr. I verbunden (Anschlussstyp „Schaltkreis“), sodass der Stromfluss I_M durch Elektrode I unmittelbar in eine Klemmengröße überführt wird. Zusätzlich wird es hierdurch ermöglicht durch additive Einbringung einer entsprechenden Spannungsquelle das Potential der Messelektrode gegenüber der geerdeten Schutzringelektrode mittels des Parameters U_{ME} (siehe Diskussion oben, u. a. Abschnitt 5.2.3, bzw. Abbildung 5.4b) anzuheben. Die Definition des Potentials der Hochspannungselektrode (Elektrode Nr. III) erfolgt mittels einer Spannungsvorgabe U_{DC} . (vgl. [Z3, K10]) Zur Reduktion der Berechnungsdauer werden die Elektrodengebiete (Elektroden I, II, III) aus der Simulation entfernt und lediglich durch Vorgabe der Randbedingungen (Dirichlet-Randbedingung) betrachtet.

Verschiedene Einflussanalysen werden zunächst unter Verwendung der Geometrien $M_{i...iii}$ gemäß Abschnitt 3.3.1 durchgeführt. Eine Zusammenfassung der Konfigurationen des Basismodells findet sich in Tabelle 5.2. Für r_2 und r_3 gelten unverändert die mathematischen Beziehungen $r_2 = r_1 + g$ sowie $r_3 = r_1 + g + w$. Zusätzliche Angaben bezüglich der Modelldomänen befinden sich in Ta-

belle 5.3. Um der in Abschnitt 3.3.1 genannten minimalen Schutzspaltbreite von 1 mm Rechnung tragen zu können, werden additiv in Anlehnung an die Geometrien $M_{i...iii}$ die Anordnungen $M_{i...iii}^*$ betrachtet, welche nun lediglich über eine Schutzspaltbreite $g = 1$ mm verfügen. (vgl. [Z3, K10])

Die Nutzung der vollständigen Parametrierbarkeit des Frameworks erlaubt es unter Verwendung des Parameters $f_V = g/h_T$ innerhalb von COMSOL Multiphysics verschiedene Studien durchzuführen. So lassen sich z. B. unter Vorgabe von g parametrische Sweeps über f_V durchführen, welche es erlauben den Korrekturfaktor B_c zur Bestimmung der effektiven Elektrodenfläche für verschiedene g/h_T Verhältnisse (vgl. Abbildung 3.11) zu bestimmen. Dies geht aufgrund der gemäß Abschnitt 3.3.1 vorgegebenen Schutzspaltbreite mit einer Variation der Höhe des Prüfobjekts (h_T) und somit mit einem Neuaufbau der Geometrie einher. Die zugehörigen geometrischen Anpassungen, respektive der Neuaufbau der Geometrie, die Zuweisung der Elementeneigenschaften und

Parameter	Beschreibung	M_i	M_{ii}	M_{iii}	
f_V	Verhältnissfaktor (Parameterstudien)	$f_V = g/h_T$			
g	Schutzspaltbreite	6,5	5	6	mm
g^*	Schutzspaltbreite für $M_i^*, M_{ii}^*, M_{iii}^*$	1	1	1	mm
h_T	Höhe des Testobjekts	$h_T = g/f_V$			
h_E	Höhe der Elektroden	0,1	0,1	0,1	mm
h_{ES}	Höhe der Schirmelektroden (nur für M_B)	0,1			mm
h_I	Abstand zur Schirmelektrode (nur für M_B)	g			
l_T	Überstand des Testobjekts	100			mm
l_S	Abstand zur Grenze des Simulationsgebiets	150			mm
r_1	Radius der Messelektrode	12,5	25	38	mm
R_ϵ	Infinitesimaler ohmscher Widerstand	10^{-50}			Ω
U_{DC}	Potential der Hochspannungselektrode	10			kV
U_{ME}	Potentialanhebung der Messelektrode	$I_M R_\epsilon \approx 0$			V
w	Auflagebreite der Schutzringelektrode	6	10	6	mm
κ_T	Leitfähigkeit des Testobjekts	10^{-15}			S/m
κ_U	Leitfähigkeit der Umgebung	$10^{-60} \triangle$			S/m
κ_G	Leitfähigkeit des Schutzspalts (sowie des Isolators bei M_B)	$10^{-60} \triangle$			S/m

Anmerkungen:

\triangle Die Leitfähigkeiten der Umgebung und des Schutzspalts sowie des Isolators bei M_B werden im Rahmen der numerischen Analyse zunächst für die Basismodelle konservativ, mit dem Fokus der Einhaltung der gemäß Abschnitt 3.3.2 formulierten mathematischen Randbedingungen, formuliert. Eine Einflussanalyse dieser Parameter erfolgt im Rahmen der Parameterstudien.

Tabelle 5.2: Zusammenfassung der Parameter der Basismodelle $M_{i...iii}$ sowie der Erweiterungen für $M_{B,i...iii}$ (vgl. [Z3, K10]).

die Erstellung des Berechnungsnetzwerks erfolgen unter Nutzung der in Tabelle 5.2 dargestellten Parameter bei entsprechender parametrisierter Abbildung der Geometrie automatisiert.

Domäne	Koordinaten	Eigenschaften und Einstellungen
Elektroden		
Elektrode Nr. III	$0 \leq r \leq r_3$ $\frac{h_T}{2} \leq z \leq \frac{h_T}{2} + h_E$	Randauswahl, Anschlussstyp: Spannung
Elektrode Nr. II	$r_2 \leq r \leq r_3$ $-\frac{h_T}{2} - h_E \leq z \leq -\frac{h_T}{2}$	Randauswahl, Anschlussstyp: Erdung
Elektrode Nr. I	$0 \leq r \leq r_1$ $-\frac{h_T}{2} - h_E \leq z \leq -\frac{h_T}{2}$	Randauswahl, Anschlussstyp: Schaltkreis (Einbringungsmöglichkeit: R_E, U_{ME}).
Testobjekt	$0 \leq r \leq r_3 + l_T$ $-\frac{h_T}{2} \leq z \leq \frac{h_T}{2}$	Materialeigenschaften: $\kappa_T, \varepsilon_r = 1$
Schutzspalt	$r_1 \leq r \leq r_2$ $-\frac{h_T}{2} - h_E \leq z \leq -\frac{h_T}{2}$	Materialeigenschaften: $\kappa_G, \varepsilon_r = 1$
Umgebung	$0 \leq r \leq r_3 + l_T + l_S$ $-\frac{h_T}{2} - h_E - l_S \leq z \leq \frac{h_T}{2} + h_E + l_S$	Materialeigenschaften: $\kappa_U, \varepsilon_r = 1$, Domänen Elektroden, Testobjekt, Schutzspalt zählen nicht zur Domäne Umgebung

Tabelle 5.3: Modelldomänen und Eigenschaften, die relativen Permittivitäten wurden im Zuge der stationären Studie vernachlässigt und mit $\varepsilon_r = 1$ betrachtet (vgl. [Z3, K10]).

Auswertungs- und Verifikationsmethoden

Die Bestimmung der effektiven Elektrodenoberfläche folgt der Anwendung der Grundgleichung zur Bestimmung der Leitfähigkeit (Gleichung 3.39) in mathematischer „Rückwärtsanwendung“¹³¹. Hieraus folgt unter Verwendung von $\sigma = \kappa_T$ und $A = A_{eff}$ für die effektive Elektrodenfläche

$$A_{eff} = \frac{I_M h_T}{U_{DC} \kappa_T} . \quad (5.26)$$

Wird nun in Einklang mit Gleichung 3.40 der simulationsbasierte Korrekturfaktor $B_{c,S}$ eingeführt folgt

$$A_{eff} = \pi \left(r_1 + B_{c,S} \frac{g}{2} \right)^2 , \quad (5.27)$$

sodass für $B_{c,S}$ wiederum

$$B_{c,S} = \frac{2}{g} \left(\sqrt{\frac{I_M h_T}{\kappa_T U_{DC} \pi}} - r_1 \right) \quad (5.28)$$

¹³¹ vgl. Methodik in [158]

gilt. Innerhalb dieser Beziehungen sind bei Verwendung der numerischen Feldsimulation sämtliche Parameter ($g, h_T, \kappa_T, U_{DC}, r_1$) bekannt bzw. simulativ bestimmbar (I_M), sodass der Parameter $B_{c,S}$ simulationsbasiert bestimmbar wird. Diese Berechnungen können sowohl in COMSOL selbst oder auch in MATLAB durch einen entsprechenden Datenexport durchgeführt werden. Aufgrund der Flexibilität weiterer Betrachtungen (vgl. Berechnungen und Visualisierungen in Abschnitt 3.3.2 und Anhang A.10.1) wird der Datenexport gewählt. (vgl. [Z3])

Die Modellverifikation ist grundsätzlich auf Basis der in Tabelle 3.4 zusammengefassten Beziehungen möglich. Ausgangspunkt der Verifikation bildet das ausdrücklich für Leitfähigkeiten formulierte Verfahren gemäß Gleichung 3.45 für $B_{c,i}$ nach Amey. Da zunächst $\kappa_G \ll \kappa_T$ und $\kappa_U \ll \kappa_T$ angenommen wird, können im Rahmen der Verifikation etwaige Umgebungseffekte zunächst vernachlässigt werden. Grundsätzlich wird dem Korrekturverfahren nach Amey (vgl. Abschnitt 3.3.2, gemäß [154]) eine Unabhängigkeit von der Elektrodenhöhe zugesprochen. Die zugehörige Bestimmung der Simulationsabweichung δ_S lässt sich mittels

$$\delta_S = \frac{B_{c,i} - B_{c,S}}{B_{c,i}} \cdot 100 \% \tag{5.29}$$

in Prozent ausdrücken. (vgl. [Z3])

Für derartige Vergleichsrechnungen gilt es zunächst die in Tabelle 3.4 festgehaltenen Gültigkeitsannahmen der analytischen Berechnungen zu prüfen und entsprechende Gültigkeitseinschränkungen abzuleiten. Für die Bestimmung von Gleichung 3.45 gelten folgenden Annahmen (vgl. Tabelle 3.4) $\frac{r_1}{h_T} \geq 2$; $\frac{w}{h_T} \geq 2$; $g \leq 2r_1$; $\kappa_G \ll \kappa_T$; $\kappa_U \ll \kappa_T$. Während die Leitfähigkeitsverhältnisse und das Verhältnis $g \leq 2r_1$ gemäß Tabelle 5.2 sicher für alle Anordnungen erfüllt sind, bedürfen die Forderungen $\frac{r_1}{h_T} \geq 2$; $\frac{w}{h_T} \geq 2$ gesonderter Überprüfung. Ob der Tatsache, dass mittels f_V verallgemeinert das Verhältnis g/h_T ausgedrückt wird, ergeben sich folgende Forderungen für die Gültigkeit der analytischen Beziehung:

$$\frac{r_1}{h_T} \geq 2 \quad \Rightarrow \quad \frac{g}{h_T} = f_V \geq \frac{2g}{r_1} \tag{5.30}$$

sowie

$$\frac{w}{h_T} \geq 2 \quad \Rightarrow \quad \frac{g}{h_T} = f_V \geq \frac{2g}{w} , \tag{5.31}$$

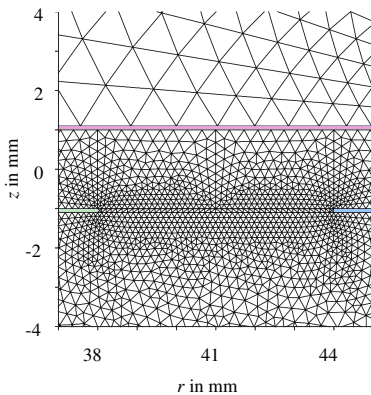
welche zunächst für die Anordnungen $M_{i...iii}$ und $M_{i...iii}^*$ überprüft werden. Es ergeben sich die in Tabelle 5.4 dargestellten Gültigkeitseinschränkungen. Hierbei zeigt sich, dass für die betrachteten Anordnungen die Limitation nach Beziehung 5.31 stets restriktiver sind als gemäß Gleichung 5.30.

	M_i	M_{ii}	M_{iii}	M_i^*	M_{ii}^*	M_{iii}^*
Gleichung 5.30: $f_V \geq$	1,04	0,4	0,32	0,16	0,08	0,05
Gleichung 5.31: $f_V \geq$	2,17	1	2	0,33	0,2	0,33

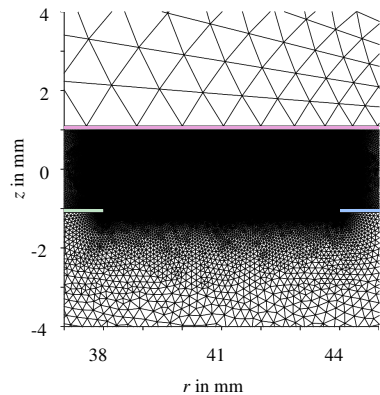
Tabelle 5.4: Gültigkeitseinschränkungen der analytischen Berechnung von $B_{c,i}$ auf Basis von Gleichungen 5.30 und 5.31.

5.3.2 Verifikation, Einfluss der Netzwerkdichte und Simulationsfehlerbetrachtung

Die Genauigkeit einer numerischen Berechnung ist mit der räumlichen Diskretisierung und somit der Qualität des Berechnungsnetzes (Netzwerkelemente und Netzwerkdichte) verknüpft. Der Einfluss dieses Berechnungsnetzes wird in dem hier betrachteten Sonderfall, welcher die Auflösung von geometriebedingten Feldverzerrungen adressiert, deutlich und unter Verwendung von Gleichung 5.29 quantifizierbar. In erster Instanz wird eine Vernetzung des Berechnungsbereichs auf Basis der in COMSOL vorhandenen automatischen hochauflösenden Vernetzungsroutine „extrem fein“ gewählt. Ein Auszug des Berechnungsnetzwerks (mit besonderem Fokus auf den Geometriebereich des Schutzspalts) ist in Abbildung 5.17a dargestellt. Die Leistungsfähigkeit dieser Modellierungsvariante wird ermittelt indem Parameter f_V feinschrittig im Bereich $f_V = [0, 1 : 0, 1 : 10]$ aufgelöst wird. Zusätzlich erfolgen Berechnungen für $f_V = [15 : 5 : 30]$ zur weiterführenden Analyse, sodass in Summe je Geometrie $M_{i...iii}$ und $M_{i...iii}^*$ Ergebnisse von 104 numerischen Feldberechnungen vorliegen und ausgewertet werden. Die zugehörigen Simulationsergebnisse finden sich in Abbildung 5.18.



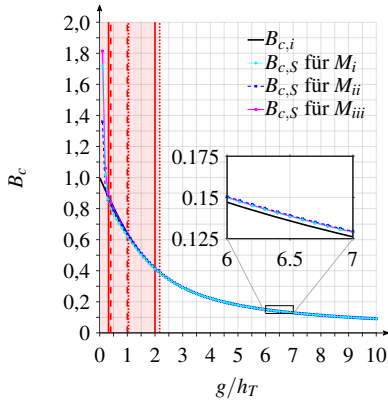
a) Voreinstellung „extrem fein“.



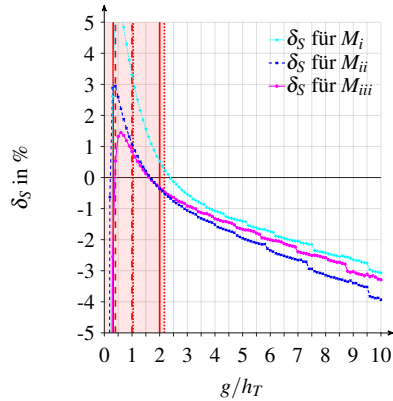
b) Erstelltes Berechnungsnetz zur Auflösung der Feldverzerrungen.

Abbildung 5.17: Darstellung der verwendeten Berechnungsnetze im Geometrieausschnitt des Schutzspalts. Farbwahl der Elektroden gemäß der Farbgebung in Abbildung 5.16. Verwendete Anordnung: M_{iii} , bei $f_V = 3$, sodass die Höhe des Testobjekts 2 mm beträgt.

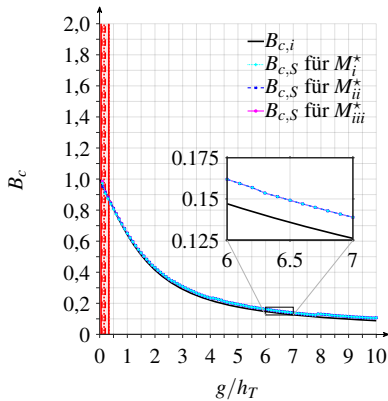
Bei Betrachtung von Abbildung 5.18a zeigt sich vorerst eine grundsätzlich zufriedenstellende Darstellung von $B_{c,s}$, welche in Einklang mit der analytischen Berechnung von $B_{c,i}$ zu sein scheint. Wird die ausschnittsweise Vergrößerung betrachtet, so ist ersichtlich, dass die Simulationsergebnisse meist oberhalb der Lösung von Amey einzuordnen sind. Unter Berücksichtigung von Abbildung 5.18b bestätigt sich dies, da der Simulationsfehler innerhalb des Gültigkeitsbereichs der



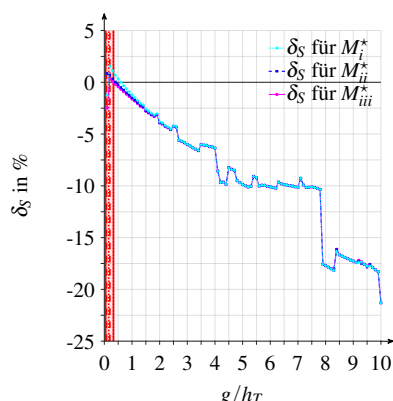
a) Vergleich der analytischen und numerischen Bestimmung von B_c für $M_{i...iii}$.



b) Simulationsabweichung δ_S für $M_{i...iii}$.



c) Vergleich der analytischen und numerischen Bestimmung von B_c für $M_{i...iii}^*$.



d) Simulationsabweichung δ_S für $M_{i...iii}^*$.

Abbildung 5.18: Vergleich der analytischen und numerischen Bestimmung (Gleichung 5.28) von B_c sowie Bestimmung der Simulationsabweichung δ_S (Gleichung 5.29) unter Verwendung der Vernetzung „extrem fein“ (vgl. Abbildung 5.17a). Gültigkeitseinschränkungen gemäß Tabelle 5.4 sind in rot, ebenfalls unter Beachtung der zugehörigen Liniendarstellung, visualisiert.

analytischen Beschreibung überwiegend negativ ist, welches $B_{c,S} > B_{c,i}$ bestätigt. Auffallend ist, dass dieser Fehler mit zunehmenden $f_V = g/h_T$ betragsweise zunimmt. In Tabelle 5.5 wird dieser Eindruck greifbar. Maximale betragsmäßige Abweichungen finden sich unter Betrachtung aller f_V zunächst für alle Anordnungen ($M_{i...iii}$) bei $f_V = 0, 1$. Der maximale durchschnittliche betragsmäßige Simulationsfehler beträgt dennoch lediglich $\forall f_V : |\overline{\delta_S}| \lesssim 2,9 \%$. Innerhalb des Wertebereichs $1 \leq f_V \leq 10$ sinkt dieser auf $|\overline{\delta_S}| \lesssim 2,1 \%$. Im Wertebereich $f_V \geq 10$ steigen die Fehlerterme erneut deutlich an, welches den Schluss nahelegt, dass für extrem dünne Prüflinge die Simulation an die Auflösungsgrenzen stößt. Die Beurteilung außerhalb des Gültigkeitsbereichs der analytischen Beziehungen (Grenzbeziehungen vgl. Tabelle 5.4) gestaltet sich schwierig, da für diese Fälle der Simulationsfehler nicht bewertet werden kann.

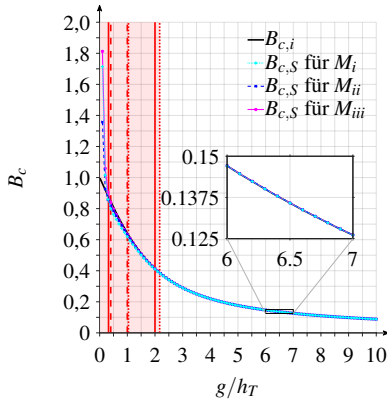
Zur Vergrößerung des Bewertungsbereichs, im Hinblick auf das g/h_T Verhältnis wird $g = 1$ mm gewählt. Auch hier bildet die Simulation den grundsätzlichen Trend von $B_{c,S}$ ab (vgl. Abbildung 5.18c), die betragsmäßigen Simulationsabweichungen steigern sich jedoch erheblich, siehe Abbildung 5.18d. Dies zeigt sich ebenfalls in Tabelle 5.5. Es zeigen sich maximal durchschnittliche Abweichungen $\forall f_V : |\overline{\delta_S}| \lesssim 9,4 \%$, welche nun auch für $1 \leq f_V \leq 10 : |\overline{\delta_S}| \lesssim 9,9 \%$ betragen und ebenfalls erneut für $f_V \geq 10$ zunehmen. **Aufgrund der resultierenden Simulationsabweichungen in Abbildung 5.18 und Tabelle 5.5 wird der Verwendung des Berechnungsnetzes in Abbildung 5.17a die Eignung zur zuverlässigen Abbildung der Feldverzerrungen innerhalb von Schutzringanordnungen abgesprochen.**

	$\forall f_V$		$1 \leq f_V \leq 10$		$f_V \geq 10$	
	$\max(\delta_S)$ in %	$ \overline{\delta_S} $ in %	$\max(\delta_S)$ in %	$ \overline{\delta_S} $ in %	$\max(\delta_S)$ in %	$ \overline{\delta_S} $ in %
M_i	78,71 $f_V = 0, 1$	2,91	3,31 $f_V = 1$	1,71	9,83 $f_V = 30$	5,96
M_{ii}	41,56 $f_V = 0, 1$	2,68	3,93 $f_V = 10$	2,07	10,13 $f_V = 25$	7,3
M_{iii}	88,85 $f_V = 0, 1$	2,92	3,29 $f_V = 10$	1,77	9,56 $f_V = 30$	6,49
M_i^*	21,31 $f_V = 10$	9,37	21,31 $f_V = 10$	9,86	21,31 $f_V = 10$	18,32
M_{ii}^*	21,30 $f_V = 10$	9,37	21,30 $f_V = 10$	9,88	21,30 $f_V = 10$	18,31
M_{iii}^*	21,30 $f_V = 10$	9,39	21,30 $f_V = 10$	9,88	21,30 $f_V = 10$	18,27

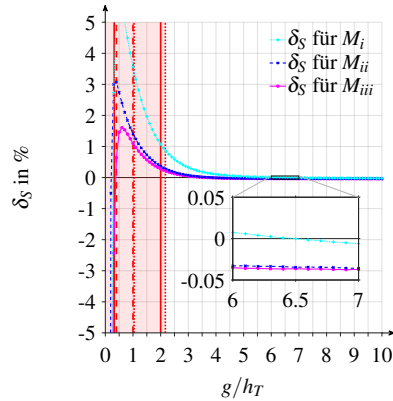
Tabelle 5.5: Simulationsabweichung δ_S bei Verwendung des Berechnungsnetzwerks gemäß Abbildung 5.17a.

Eine deutliche Verbesserung der Simulationsergebnisse lässt sich durch eine Anpassung des Berechnungsnetzwerks erzielen. Wird das in Abbildung 5.17b dargestellte Berechnungsnetz verwendet, so ergeben sich die Lösungen in Abbildung 5.19.

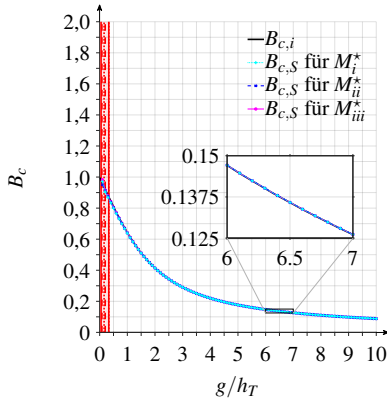
Es zeigt sich deutlich, dass die Simulationsergebnisse für $B_{c,S}$ im Einklang mit den Berechnungsergebnissen nach $B_{c,i}$ sind. Werden die Vergrößerungen in den Abbildungen 5.19a und 5.19c be-



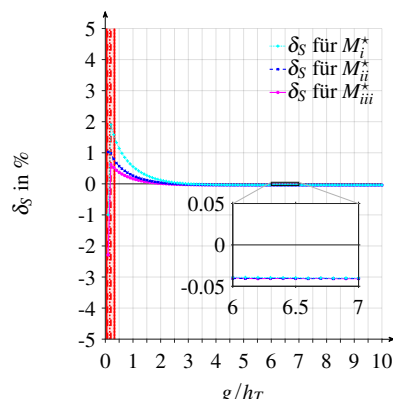
a) Vergleich der analytischen und numerischen Bestimmung von B_c für $M_{i...iii}$.



b) Simulationsabweichung δ_S für $M_{i...iii}$.



c) Vergleich der analytischen und numerischen Bestimmung von B_c für $M_{i...iii}^*$.



d) Simulationsabweichung δ_S für $M_{i...iii}^*$.

Abbildung 5.19: Vergleich der analytischen und numerischen Bestimmung (Gleichung 5.28) von B_c sowie Bestimmung der Simulationsabweichung δ_S (Gleichung 5.29) unter Verwendung der vorgestellten Vernetzungsmethodik (vgl. Abbildung 5.17b). Gültigkeitseinschränkungen gemäß Tabelle 5.4 sind in rot, ebenfalls unter Beachtung der zugehörigen Liniendarstellung, visualisiert.

	$\forall f_V$		$1 \leq f_V \leq 10$		$f_V \geq 10$	
	$\max(\delta_S)$ in %	$ \delta_S $ in %	$\max(\delta_S)$ in %	$ \delta_S $ in %	$\max(\delta_S)$ in %	$ \delta_S $ in %
M_i	78,45 $f_V = 0,1$	1,48	3,56 $f_V = 1$	0,35	0,04 $f_V = 30$	0,04
M_{ii}	41,28 $f_V = 0,1$	0,69	1,41 $f_V = 1$	0,14	0,04 $f_V = 30$	0,04
M_{iii}	88,62 $f_V = 0,1$	1,19	1,10 $f_V = 1$	0,11	0,04 $f_V = 30$	0,04
M_i^*	1,91 $f_V = 0,2$	0,16	0,56 $f_V = 1$	0,07	0,04 $f_V = 25$	0,04
M_{ii}^*	1,02 $f_V = 0,1$	0,10	0,26 $f_V = 1$	0,05	0,04 $f_V = 25$	0,04
M_{iii}^*	2,29 $f_V = 0,1$	0,09	0,16 $f_V = 1$	0,04	0,04 $f_V = 25$	0,04

Tabelle 5.6: Simulationsabweichung δ_S bei Verwendung des Berechnungsnetzwerks gemäß Abbildung 5.17b.

trachtet, so liegen die Ergebnisse der Simulation und der Berechnung scheinbar ideal aufeinander. Werden die Vergrößerungen in den Abbildungen 5.19b und 5.19d betrachtet, so zeigt sich auch hier, dass mit zunehmenden g/h_T ebenfalls $B_{c,S} > B_{c,i}$ gilt. Gleichermaßen betragen die Simulationsabweichungen in Abbildungen 5.19b und 5.19d lediglich Bruchteile derer in Abbildungen 5.18b und 5.18d. Eine detaillierte Betrachtung der Simulationsabweichungen findet sich in Tabelle 5.6.

Werden alle f_V betrachtet, so zeigt sich, dass die maximalen Simulationsabweichungen nun im Bereich der größten Prüflingshöhen erreicht werden $f_V \approx 0,1 \dots 0,2$ und mit steigenden $f_V = g/h_T$ abnehmen. Der maximale durchschnittliche betragsmäßige Simulationsfehler beträgt für $M_{i\dots iii}$ lediglich $\forall f_V : |\overline{\delta_S}| \lesssim 1,5 \%$. Werden nun die Modelle mit reduzierter Schutzspaltbreite $M_{i\dots iii}^*$ betrachtet, so sinkt dieser Fehler auf $\forall f_V : |\overline{\delta_S}| \lesssim 0,16 \%$. Für den Wertebereich $1 \leq f_V \leq 10$, welcher noch außerhalb des Gültigkeitsbereichs der analytischen Beschreibungen für M_i und M_{iii} liegt (vgl. Tabelle 5.4), sinkt der maximale durchschnittliche betragsmäßige Simulationsfehler auf $|\overline{\delta_S}| \lesssim 0,35 \%$ bei $M_{i\dots iii}$ und $|\overline{\delta_S}| \lesssim 0,07 \%$ bei $M_{i\dots iii}^*$. Im Hinblick auf die äußeren Gültigkeitseinschränkungen gemäß Tabelle 5.4, jeweils aufgerundet auf den nächsten Simulationsschritt, ergeben sich die maximalen Simulationsabweichungen innerhalb des analytischen Gültigkeitsbereichs zu $M_i : \delta_S(2,2) = 0,84 \%$, $M_{ii} : \delta_S(1) = 1,41 \%$, $M_{iii} : \delta_S(2) = 0,28 \%$ und $M_i^* : \delta_S(0,4) = 1,33 \%$, $M_{ii}^* : \delta_S(0,2) = 0,98 \%$, $M_{iii}^* : \delta_S(0,4) = 0,44 \%$. Diese maximal vorherrschenden Abweichungen, welche lediglich an den äußeren Gültigkeitsgrenzen (Gleichungen 5.30 und 5.31) der analytischen Beziehung nach Gleichung 3.45 auftreten und danach weiter absinken, sind zufriedenstellend. Vor allem liegen gegenüber den Ergebnissen in Abbildung 5.18 keine wesentlichen Geometrieinflüsse mehr vor. Die Simulationsabweichung sinkt nun für alle Modelle mit zunehmenden f_V . Maximale Abweichungen werden lediglich an der Gültigkeitsgrenze der analytischen Beschreibungsgleichung festgestellt. **Aufgrund der nun resultierenden Simulationsabweichungen in Abbildung 5.19 und Tabelle 5.6 wird der Verwendung des Berechnungsnetzes nach Abbildung 5.17b die Eignung zur zuverlässigen Abbildung von Feldverzerrungen in Schutzringanordnungen zugesprochen.**

Vorgehen zur Erstellung des Berechnungsnetzes

Das für die Simulationen in Abbildung 5.19 genutzte Berechnungsnetzwerk wird unter Verwendung gebietssensitiver Vernetzungsverfahren erstellt. Hierbei ist eine geeignete Reihenfolge der Gebietsdiskretisierung zu wählen, sodass auch bei Vernetzungen anderer Bereiche der Geometrie weiterhin stets zulässige Vernetzungsobjekte erstellt werden können. Zu diesem Zwecke wird folgendes Vorgehen gewählt:

- Das Testobjekt wird zur Vernetzung in verschiedene Bereiche unterteilt. Insbesondere im Prüflingsvolumen oberhalb des Schutzspalts werden signifikante Feldverzerrungen erwartet, sodass innerhalb dieses Bereichs zwei Teilbereiche erstellt werden. Diese umfassen jeweils die volle Höhe des Testobjektes $\left(-\frac{h_T}{2} \leq z \leq \frac{h_T}{2}\right)$ sowie die radialen Bereiche $r_1 \leq r \leq r_1 + \frac{g}{2}$ und $r_1 + \frac{g}{2} \leq r \leq r_1 + g$.
 - Zunächst werden die Teilgebiete des Prüflings vernetzt. Hierfür werden entlang der vertikalen Gebietsgrenzen jeweils 500 Dreieckselemente gefordert. Die horizontalen Gebietsgrenzen fordern jeweils 250 Dreieckselemente, sodass sich an den Gebietsgrenzen im Bereich $r_1 \leq r \leq r_1 + g$ jeweils 500 vertikale sowie horizontale Netzwerkelemente befinden. Innerhalb der Teilgebiete wird die Element-Wachstumsrate auf 1,05, der Krümmungsfaktor auf 0,2 und die maximale Element-Größe auf $\frac{g}{500}$ begrenzt. Hieraus erfolgt eine erwartbare horizontale und vertikale Geometrieauflösung von ca. 0,2 % von g , respektive h_T . Insbesondere wird aufgrund der Gebietsteilung eine feine Diskretisierung in der Mitte des Schutzspalts erzielt. Diese Forderung stellt daher einen Kompromiss zwischen Diskretisierung und damit assoziierter Berechnungsdauer, gekoppelt an Prüflingshöhe h_T und Schutzspaltbreite g , dar. Insbesondere für Leitfähigkeitsanalysen bei plattenförmigen Prüfkörpern (meist $g \gg h_T$ und somit $f_V \gg 1$) ergeben sich somit die in Abbildung 5.19 gezeigten marginalen Simulationsabweichungen $\delta_S \ll 0,35$ %.
 - Ausgehend von diesem nun extrem diskretisierten Bereich wird der restliche Bereich des Testobjektes vernetzt. Hier wird die maximale Element-Wachstumsrate ebenfalls zu 1,05 und der Krümmungsfaktor zu 0,2 gewählt. Die weiteren Parameter orientieren sich an den Voreinstellungen der vordefinierten Vernetzung „extrem fein“. Durch Einsatz der formulierten Wachstumsbedingungen propagiert die hohe Netzwerkdichte zunächst ebenfalls über die geometrische Einschränkung des Schutzspaltendes hinweg, sodass entsprechende Eckeffekte in angrenzenden Gebieten ebenfalls sensitiver aufgelöst werden (vgl. Abbildung 5.17b).
- Die Diskretisierung der verbleibenden Gebiete erfolgt unter Verwendung der Voreinstellung „extrem fein“. Die hinterlegten Wachstumsraten führen nun dazu, dass die Netzwerkdichte z. B. innerhalb des Schutzspalts (insbesondere in der Nähe zum Testobjekt) ebenfalls noch signifikant gegenüber der restlichen Geometrie vergrößert ist; gleichermaßen in Gebieten die weniger akkurate Vernetzungen erfordern (z. B. oberhalb der Hochspannungselektrode) entsprechend große Netzwerkelemente gewählt werden, sodass die Berechnungszeitdauer sich zeiteffizient gestaltet (vgl. Abbildung 5.17b).

Einfluss additiver Schirmungen

Die Nutzung der additiven Schirmung M_B stellt sich ebenfalls für alle Modelle $M_{B,i...iii}$ und $M_{B,i...iii}^*$ bei Einsatz des vorgestellten Vorgehens des Berechnungsnetzwerks mit identischen Abweichungen gemäß Abbildung 5.19 und Tabelle 5.6 dar. Die absolute betragsmäßige numerisch vorhandene maximale Abweichung der Ergebnisse zwischen $M_{B,i...iii}$ und $M_{i...iii}$ sowie $M_{B,i...iii}^*$ und $M_{i...iii}^*$ zueinander beträgt: $|\Delta B_{c,s}| \lesssim 1,84 \cdot 10^{-6}$ respektive $|\Delta \delta_S| \lesssim 2,08 \cdot 10^{-4} \%$ und wird daher als vernachlässigbar angesehen.

Hierdurch wird zunächst die grundsätzliche geometrische Erweiterung der Anordnung und deren numerische Behandlung im Hinblick auf die resultierenden Simulationsabweichungen bestätigt. Die Eignung der Schirmung lässt sich hierdurch noch nicht quantifizieren, da aufgrund der hohen Leitfähigkeitsunterschiede $\kappa_{U,G} \ll \kappa_T$ (vgl. Tabelle 5.2) etwaige Störströme etc. während des Verifikationsprozesses vernachlässigbar sind. Diese Einflüsse werden in Parameterstudien (vgl. Abschnitt 5.3.4) adressiert.

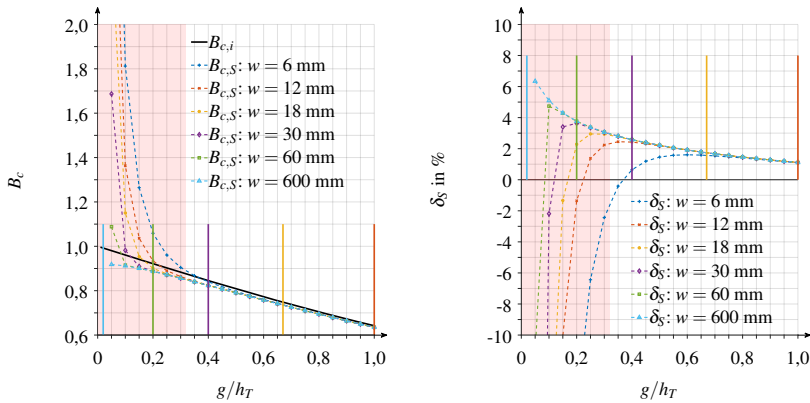
Einfluss der Schutzringweite

Gemäß Gleichung 5.31 bildet die Schutzringweite einen veritablen Einfluss auf die Gültigkeit der analytischen Beziehungen gemäß Gleichung 3.45. Eine Erweiterung von w bietet die Möglichkeit den Gültigkeitsbereich der analytischen Beziehungen zu vergrößern und somit die resultierenden maximalen Simulationsabweichungen allgemeiner zu quantifizieren. Dieser Zusammenhang gewinnt insbesondere dann an Interesse, wenn Untersuchungen an realen Isolierwandstärken von Energiekabeln mit den hiermit verbundenen großen Prüflingshöhen ($f_V < 1$) avisiert werden. Anschaulich ist dies hiermit erklärbar, dass in Abhängigkeit der Schutzringweite die durch die Beendigung der Elektroden (r_3) zwangsläufig vorherrschenden Feldverzerrungen, insbesondere bei großen Prüflingshöhen, auch die innerhalb des Prüflings vorliegenden Feldverteilungen beeinflussen können. Diesem Einfluss wird durch eine Vergrößerung von w entgegengewirkt.

Daher wird der Einfluss der Schutzringweite w in einer separaten Studie analysiert. Zu diesem Zweck wird für die Anordnungen M_{iii} und $M_{B,iii}$ bei Beibehaltung der Parameter gemäß Tabelle 5.2 die Schutzringweite w im Bereich $w = [6; 12; 18; 30; 60; 600]$ mm und ebenfalls f_V im Wertebereich $f_V = [0,05 : 0,05 : 0,95; 1 : 1 : 10; 15 : 5 : 30]$ betrachtet.

Wesentliche Änderungen im Hinblick auf $B_{S,c}$ und δ_S ergeben sich lediglich für den Grenzbereich der analytischen Beziehung gemäß Gleichung 5.31. Zu diesem Zweck wird insbesondere der Bereich $f \leq 1$ in Abbildung 5.20 betrachtet. Hierbei kennzeichnen der rot hinterlegte Bereich die Gültigkeitsgrenze gemäß Gleichung 5.30 und die jeweils farblich abgestimmten vertikalen Linien die Gültigkeitsgrenzen nach Gleichung 5.31. Eine Zusammenfassung dieser Grenzen bietet Tabelle 5.7. Die Darstellung in Abbildung 5.20 gilt für $M_{B,iii}$ und M_{iii} gleichermaßen, die identifizierten numerischen Abweichungen zwischen beiden Geometrien betragen für $|\Delta B_{c,s}| \lesssim 2,1 \cdot 10^{-5}$, die maximale prozentuale Abweichung beträgt $|\Delta \delta_S| \lesssim 2,2 \cdot 10^{-3} \%$.

Es zeigt sich in Abbildung 5.20a deutlich, dass mit zunehmender Schutzringweite die grundsätzliche Annäherung an die analytische Funktion $B_{c,i}$ auch für kleinere f_V besser erfüllt ist und die assoziierten Simulationsabweichungen in Abbildung 5.20b betragsmäßig abnehmen. Ebenfalls ist



a) Vergleich der analytischen und numerischen Bestimmung von B_c für M_{iii} und $M_{B,iii}$.
 b) Simulationsabweichung δ_S für M_{iii} und $M_{B,iii}$.

Abbildung 5.20: Vergleich der analytischen und numerischen Bestimmung (Gleichung 5.28) von B_c sowie Bestimmung der Simulationsabweichung δ_S (Gleichung 5.29) unter Verwendung der vorgestellten Vernetzungsmethodik (vgl. Abbildung 5.17b) und Variation der Schutzringweite w . Rot hinterlegter Bereich: Gültigkeitsgrenze gemäß Gleichung 5.30, farblich abgestimmte vertikalen Linien: Gültigkeitsgrenzen nach Gleichung 5.31.

w in mm	6 mm	12 mm	18 mm	30 mm	60 mm	600 mm
Gleichung 5.30: $f_V \geq$	0,32	0,32	0,32	0,32	0,32	0,32
Gleichung 5.31: $f_V \geq$	2	1	0,67	0,4	0,2	0,02

Tabelle 5.7: Gültigkeitseinschränkungen der analytischen Berechnung von $B_{c,i}$ auf Basis von Gleichungen 5.30 und 5.31 bei Variation der Schutzringweite w für M_{iii} .

insbesondere für $w = [30; 60; 600]$ mm eine Abnahme des Maximalwerts von $B_{c,S}$, innerhalb des durch Gleichung 5.30 eingeschränkten Gültigkeitsbereichs ersichtlich. Im dargestellten Bereich $f_V \leq 1$ gilt $B_{c,S} < B_{c,i}$ immer dann, wenn die Gültigkeitseinschränkungen gemäß Gleichung 5.31 erfüllt sind. In Abbildung 5.20b kennzeichnet sich dies durch eine positive Simulationsabweichung. Ebenfalls lässt sich weiterhin eine mit abnehmenden f_V zunehmende Simulationsabweichung identifizieren, welche von $\approx 1,1\%$ bei $f_V = 1 \forall w$ auf $\approx 3,1\%$ bei $f_V = 0,3, w = [60; 600]$ mm, unter Berücksichtigung der Gültigkeitseinschränkung durch Gleichung 5.30, anwächst. Dies ist ein Indikator dafür, dass für extreme Höhen des Testobjektes ($f_V = 0,3 \Rightarrow h_T = 20$ mm) eine erneute Verfeinerung des Berechnungsnetzwerks erforderlich werden kann, um die Simulationsabweichung auf unter drei Prozent zu reduzieren. Alternativ kann dies den Schluss nahelegen, dass außerhalb der Gültigkeitsgrenzen der analytischen Beziehungen eine simulationsbasierte Bestimmung der Faktoren $B_{c,S}$ es noch erlaubt, die vorliegende reale Situation korrekt zu bewerten, jedoch die Gültigkeit der analytischen Beziehungen und die hiermit assoziierte Simulationsabweichung δ_S an

ihre Grenzen stoßen bzw. eine weitere Vergrößerung von r_1 (vgl. Gleichung 5.30) erforderlich wird.

Werden die in Abbildung 5.19 und 5.20 vorgestellten Geometriestudien zusammengefasst, so folgen unter Berücksichtigung der analytischen Gültigkeitseinschränkungen (Gleichungen 5.30 und 5.31), die in Tabelle 5.8 maximalen Simulationsabweichungen für M_{iii} und $M_{B,iii}$. Hierbei ist $f_{V,min}$ der analytisch bestimmte Verhältnissfaktor $f_V = g/h_T$ zur Erfüllung der zugehörigen Gültigkeitseinschränkungen und $f_{V,min,S}$ der in der Simulation betrachtete Verhältnissfaktor. Die Simulationsabweichungen nehmen für steigende $f_V > f_{V,min,S}$ ab, unterschreiten jedoch spätestens für $f_V \geq 3$ unabhängig von der gewählten Schutzringweite w das Fehlerband $\pm 0,05\%$. Hierdurch lassen sich im Hinblick auf die Abbildung der Feldverzerrungen und die Eignung des Berechnungsnetzwerks folgende Ergänzungen vornehmen. **Innerhalb des Gültigkeitsbereichs der analytischen Beziehung gemäß Gleichung 3.45 ergeben sich für M_{iii} und $M_{B,iii}$ maximal die betragsmäßigen Simulationsabweichungen gemäß Tabelle 5.8, welche mit steigendem $f_V > f_{V,min,S}$ sinken. Für $3 \leq f_V \leq 30$ beträgt die betragsmäßige Simulationsabweichung für alle Konfigurationen gemäß Tabelle 5.8 $|\delta_S| < 0,05\%$. Dies bekräftigt die Eignung des Simulationsframeworks zur Abbildung von Feldverzerrungen in Schutzringanordnungen. Darüber zeigen sich die hier vorgestellten Verfahren zur Prüfung der Simulationsabweichung als geeignet und erlauben eine Anwendbarkeit auch bei abweichenden Anordnungen wie z. B. $M_{i,ii}$ und $M_{B,i,B,ii}$.**

w in mm	6 mm	6 mm	12 mm	18 mm	30 mm	60 mm	600 mm
g in mm	1 mm	6 mm	6 mm	6 mm	6 mm	6 mm	6 mm
$f_V \geq f_{V,min}$	0,33	2	1	0,67	0,4	0,32	0,32
$f_{V,min,S}$	0,4	2	1	0,7	0,4	0,35	0,35
$\delta_S(f_{min,S})$ in %	0,44	0,28	1,11	1,67	2,58	2,80	2,80

Tabelle 5.8: Maximale Simulationsabweichungen für M_{iii} und $M_{B,iii}$ unter Berücksichtigung der Gültigkeitseinschränkungen gemäß Gleichungen 5.30 und 5.31. Hierbei kennzeichnet $f_{V,min}$ die äußere Bereichsgrenze (Tabellen 5.4, 5.7) und $f_{V,min,S}$ den zugehörig betrachteten Simulationsdatensatz.

5.3.3 Einfluss von Elektrodenhöhe und Potentialanhebungen der Messelektrode

Der Einsatz des in Abschnitt 5.3.1 vorgestellten und in Abschnitt 5.3.2 verifizierten Simulationsframework erlaubt es nun den Einfluss verschiedener Parameter zu untersuchen. Dies wird exemplarisch für den Einfluss der Elektrodenhöhe und für den Einfluss von Potentialanhebungen der Messelektrode erfolgen.

Einfluss der Elektrodenhöhe

Im Folgenden wird der isolierte Einfluss der Elektrodenhöhe adressiert. Zu diesem Zweck wird unter Beibehaltung der Parameter in Tabelle 5.2 für das Modell M_{iii} , welches das Referenzmodell für Messungen an Prüflingen mit sehr hohem spezifischen Widerstand darstellt (vgl. Abschnitt 3.3.1),

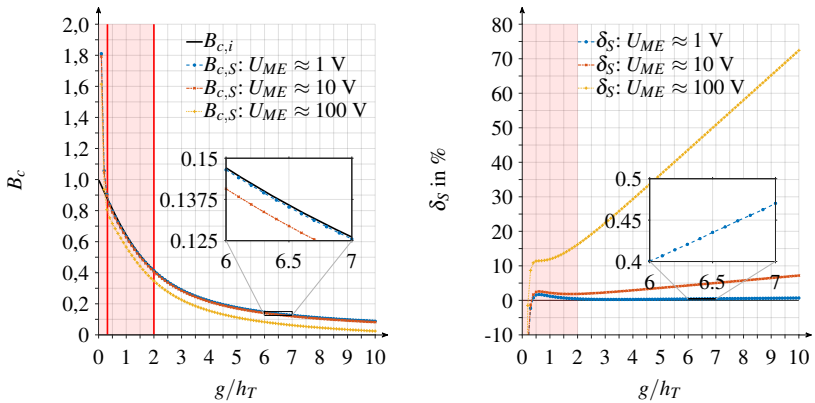
neben Parameter $f_V = [0, 1 : 0, 1 : 10; 15 : 5 : 30]$ ebenfalls $h_E = [0, 1; 1; 10; 100]$ mm variiert. Die Ergebnisse finden sich in Abbildung A.2, sowohl für M_{iii} als auch für $M_{B,iii}$. Es zeigen sich keine nennenswerten Unterschiede in Abhängigkeit von der Elektrodenhöhe. Identifizierte Abweichungen zwischen $h_E = 0,1$ mm und den weiteren Elektrodenhöhen betragen bei M_{iii} und $M_{B,iii}$ für $|\Delta B_{c,S}| \lesssim 2 \cdot 10^{-6}$, welches sich in einer maximalen prozentualen Abweichung für $|\Delta \delta_S| \lesssim 8,4 \cdot 10^{-4} \%$ äußert und somit vernachlässigbar ist. Die in Tabelle 5.6 für M_{iii} dargestellten Simulationsabweichungen sind daher unabhängig von h_E (auch für $M_{B,iii}$) gültig, sofern weiterhin die in Tabelle 5.2 fixierten Randbedingungen (insbesondere die der Leitfähigkeitsverhältnisse) applizierbar sind. Somit lässt sich simulationsbasiert die Unabhängigkeit des Korrekturverfahrens nach Amey von der Elektrodenhöhe (vgl. Abschnitt 3.3.2, gemäß [154]) bestätigen.

Einfluss von Potentialanhebungen der Messelektrode

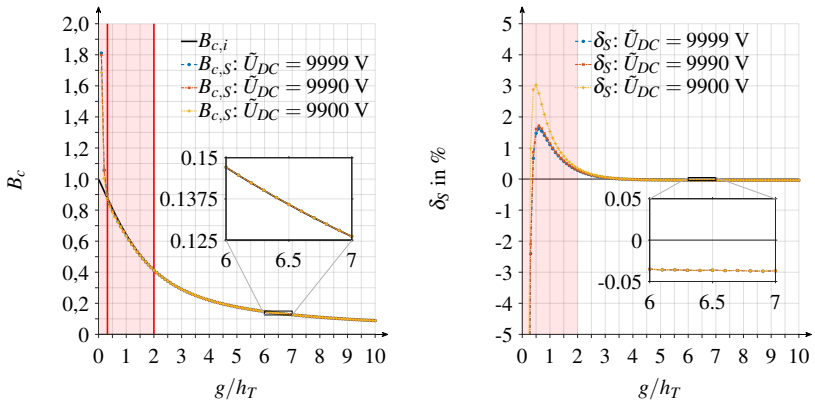
Aufgrund der eingebrachten Schutztechnik kann (vgl. Abschnitte 5.1.3) eine Potentialanhebung der Messelektrode gegenüber des geerdeten Schutzrings resultieren (vgl. Abbildung 5.14).

Zunächst wird diese Potentialanhebung als isolierter Einfluss betrachtet. Daher wird, bei ansonsten identischen Rahmenbedingungen gemäß Tabelle 5.2, das Potential der Messelektrode erhöht. Dieses setzt sich nun zusammen aus $U_{ME} = I_M R_e + \Delta U_{ME} \approx \Delta U_{ME}$. Zur Parameterstudie wird $\Delta U_{ME} = [1; 10; 100]$ V und $f_V = [0, 1 : 0, 1 : 10; 15 : 5 : 30]$ sowohl für M_{iii} als auch $M_{B,iii}$ gewählt. Aufgrund der Potentialanhebung der Messelektrode resultiert, neben der Veränderung der Feldverteilung zusätzlich eine veränderte Potentialdifferenz zwischen der Hochspannungselektrode und der Messelektrode. Dies führt gemäß Gleichung 5.28 zu einem reduzierten $B_{c,S}$ und bestätigt sich gemäß Abbildung 5.21a. Hierbei zeigt sich, dass mit zunehmendem f_V die hiermit assoziierte Simulationsabweichung gegenüber der analytisch mittels $B_{c,i}$ beschreibbaren Konfiguration zunimmt. Die Ergebnisabweichung zwischen $M_{B,iii}$ und M_{iii} ist erneut vernachlässigbar ($|\Delta B_{c,S}| \lesssim 3 \cdot 10^{-7}$, $|\Delta \delta_S| \lesssim 3,2 \cdot 10^{-5} \%$).

Die Diskussion auf Basis von $B_{c,S}$ ist in dieser Form insofern kritisch zu sehen, da es sich ursächlich nicht (in der vorliegenden Konfiguration) um eine maßgebliche Veränderung der effektiven Elektrodenfläche handelt, sondern hauptsächlich um eine verändert vorliegende Potentialdifferenz, welche bei Ermittlung der Leitfähigkeit in Gleichungen 5.26 (ausgehend von Gleichung 3.39) respektive Gleichung 5.28 Berücksichtigung finden muss. Durch Korrektur von U_{DC} in Gleichung 5.28 mittels $\tilde{U}_{DC} = U_{DC} - U_{ME}$ lässt sich in vorliegender Konfiguration dieser Einfluss nahezu vollständig egalalisieren (vgl. Abbildungen 5.21c und 5.21d). Dennoch ist nun in Abbildung 5.21d für kleine f_V ersichtlich, dass sich demnach für große Prüflingshöhen offensichtlich bei ansteigenden Potentialdifferenzen dennoch veränderte Feldverteilungen ergeben, da die maximale positive Simulationsabweichung potentialabhängig eine Veränderung erfährt. Dieser Einfluss der Feldverdrängung ist wiederum abhängig von den Leitfähigkeitsverhältnissen der eingesetzten Materialien. Daher werden auch diese zunächst singular in den folgenden Studien betrachtet.



a) Vergleich der analytischen und numerischen Bestimmung von B_c für M_{iii} und $M_{B,iii}$ bei Variation von U_{ME} . b) Simulationsabweichung δ_S für M_{iii} und $M_{B,iii}$ bei Variation von U_{ME} .



c) Vergleich der analytischen und numerischen Bestimmung von B_c für M_{iii} und $M_{B,iii}$ bei Variation von U_{ME} und Verwendung geeigneter Korrekturen. d) Simulationsabweichung δ_S für M_{iii} und $M_{B,iii}$ bei Variation von U_{ME} und Verwendung geeigneter Korrekturen.

Abbildung 5.21: Vergleich der analytischen und numerischen Bestimmung (Gleichung 5.28) von B_c sowie Bestimmung der Simulationsabweichung δ_S (Gleichung 5.29) unter Betrachtung und Korrektur der Potentialanhebung der Messelektrode. Gültigkeits-einschränkungen gemäß Tabelle 5.4 sind in rot visualisiert.

5.3.4 Einfluss der Leitfähigkeit des Umgebungsmediums und des Schutzspaltmediums

Aus den Annahmen der analytischen Herleitungen zur Berücksichtigung der Feldverzerrungen in Schutzringanordnungen (vgl. Tabelle 3.4) wird ersichtlich, dass diese Beziehungen lediglich unter Einhaltung bestimmter Randbedingungen applizierbar sind. Insbesondere nehmen auch die Leitfähigkeiten (respektive Permittivitäten) der Umgebungs- und Schutzspaltmedien Einfluss auf die resultierende Feldverteilung in der Anordnung. Daher wird zunächst der Einfluss der Leitfähigkeit des Umgebungsmediums betrachtet, aus welchem sich insbesondere Aspekte der Notwendigkeit der rückseitigen Elektrodenschirmung ableiten lassen.

Im Anschluss wird analytisch der grundsätzliche Einfluss der Leitfähigkeit des Schutzspaltmaterials betrachtet. Unter Annahme identischer Leitfähigkeiten des Schutzspalt- und Testobjektmaterials, welche z. B. bei vergossenen Elektroden (vgl. tassenförmige Prüfkörperumgebungen in Abschnitt 3.4.3) oder bei Untersuchungen von Isolierflüssigkeiten in Erscheinung treten, werden die Anwend- und Erweiterbarkeit der Beziehungen gemäß Tabelle 3.4 illustriert und entsprechend eingegrenzt. Da aus diesen Studien bereits weitere einflussnehmende Parameter ersichtlich sind, werden im Folgenden allgemeine Leitfähigkeitsverhältnisse, die sich zwischen Prüfungs- und Schutzspaltleitfähigkeit ergeben, adressiert. Diese variierenden Leitfähigkeitsverhältnisse resultieren auch innerhalb der Messanordnung, sofern die dielektrische Antwortfunktion bzw. die transienten Komponenten der Leitfähigkeit sowie der Feldstärkeabhängigkeit der Leitfähigkeit Berücksichtigung findet. Verschiedene Fallstudien zeigen die Einflüsse sowie konstruktive Aspekte um derartigen Einflüssen begegnen zu können.

Abschließend wird neben dem Verhältnis der variierenden Schutzspalt- und Testobjektleitfähigkeiten zusätzlich noch der vernachlässigbare Einfluss der Umgebungsleitfähigkeit auf die Feldverteilung innerhalb des Prüfungs vorgestellt, sofern die Messanordnung entsprechend geschirmt wird.

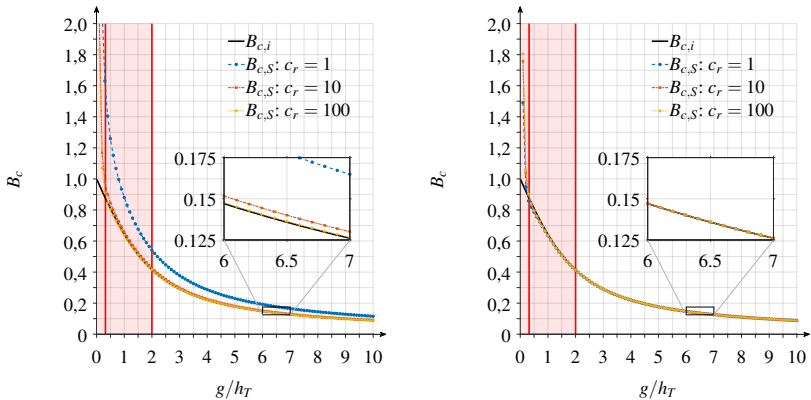
Einfluss der Leitfähigkeit des Umgebungsmediums

Zunächst wird der Einfluss der Leitfähigkeit des Umgebungsmediums κ_U adressiert. Sinkt das Verhältnis $c_r = \frac{\kappa_r}{\kappa_U}$ vom in Tabelle 5.2 fiktiv angenommenen Verhältnis $c_r = 10^{45}$ ab, (Sicherstellung der Voraussetzungen/Herleitungsannahmen gemäß Tabelle 3.4 für $B_{c,i}$), ist zu erwarten, dass in der ungeschirmten Anordnung M_{iii} ein zusätzlicher Strom durch das Umgebungsmedium resultiert. Dieser Strom wird dazu beitragen, dass der simulationsbasiert erfasste Strom I_M zunimmt, wodurch nun hier in den Simulationen $B_{c,S}$ ansteigen wird. Auch hierbei handelt es sich daher nicht klassischerweise um eine Veränderung der effektiven Elektrodenfläche aufgrund von Feldverzerrungen, sondern vielmehr um einen konstruktionsbedingten Aspekt, welcher sich mittels des vorliegenden Frameworks bewerten und bei vorliegendem systematischem Auftreten, durch Verwendung von $B_{c,S}$ korrigieren lässt.

Für die geschirmte Anordnung ist eine Einkopplung von additiven Strömen konstruktionsbedingt auszuschließen. Zur Analyse wird daher zunächst (unter Beibehaltung der Parameter gemäß Tabelle 5.2) die Leitfähigkeit der Umgebung

$$\kappa_U = \frac{1}{c_r} \kappa_T \quad (5.32)$$

mit $c_r = [1; 10; 100]$ variiert. Die Ergebnisse befinden sich in Abbildung 5.22, die zugehörigen Simulationsabweichungen in Abbildung A.3.



a) Vergleich der analytischen und numerischen Bestimmung von B_c für M_{iii} . b) Vergleich der analytischen und numerischen Bestimmung von B_c für $M_{B,iii}$.

Abbildung 5.22: Vergleich der analytischen und numerischen Bestimmung (Gleichung 5.28) von B_c unter Verwendung der vorgestellten Vernetzungsmethodik (vgl. Abbildung 5.17b) bei Variation der Umgebungsleitfähigkeit mittels $c_r = \frac{\kappa_T}{\kappa_U}$ (Gleichung 5.32). Gültigkeitseinschränkungen gemäß Tabelle 5.4 sind in rot visualisiert.

Wie eingangs diskutiert, führt in Anordnung M_{iii} ein zusätzlicher Stromfluss in der Umgebung, welcher sich mit Elektrode I schließt, zu einer Erhöhung von I_M und damit zu einem Fehler bei der Bestimmung der scheinbaren Leitfähigkeit des Prüfobjektes. Dieser Effekt ist für geringere c_r besonders ausgeprägt. Ebenfalls scheint diese Beobachtung zunächst für kleine f_V dominanter und für steigende f_V abnehmend zu sein. Dies ist zwar absolut gesehen korrekt, prägt sich jedoch gemäß Abbildung A.3a mit nahezu konstanten Simulationsabweichungen aus, deren Größenordnung wiederum durch c_r beeinflusst werden. Für die geschirmte Anordnung zeigen sich diese Einflüsse wie erwartet nicht. Die Simulationsabweichungen (Abbildung A.3b) zeigen sich analog zu denen, die während der Verifikationsphase in Abschnitt 5.3.2 bestimmt wurden, sodass auch hier für $3 \leq f_V \leq 30$ eine betragsmäßige Simulationsabweichung von $|\delta_S| < 0,05 \%$ gilt. Erste Indikationen im Hinblick auf die Rückwirkung der äußeren Feldverteilung auf die innere Feldverteilung im Prüfkörper, was maßgeblich wiederum mit der verwendeten Länge der Schutzringweite w korreliert

(vgl. Abbildung 5.20), zeigen sich ebenfalls in Abbildung A.3b, da diese nun für kleine f_V ebenfalls einem Einfluss von c_r unterworfen ist.

Im gezeigten Beispiel ist ersichtlich, dass ab einem Verhältnis $c_r < 10$, bei der Bestimmung von B_c , mindestens mit einer relativen Abweichungen $\geq 3\%$ gerechnet werden muss¹³². Diese Einflüsse werden ebenfalls durch die Länge l_T beeinflusst, da hierdurch der für parasitäre Ströme erforderliche Strompfad verändert wird, sodass bei geringeren Längen von l_T Schirmungsmaßnahmen oder Maßnahmen gegenüber additiver Einkopplungen durch Umgebungsströme deutlicher an Bedeutung gewinnen, bzw. grundsätzlich ratsam sind¹³³.

Analytische Betrachtung des Einflusses der Leitfähigkeit des Schutzspaltmaterials

Im Folgenden wird der Einfluss der Leitfähigkeit des Schutzspaltmaterials analysiert. In diesem Kontext wurden in Abschnitt 3.3.2 bereits gemäß [157] analytische Zusammenhänge zur Berücksichtigung von Prüflingspermittivitäten, welche gegenüber der Umgebungs- und Schutzspaltpermittivität verschieden sind, mittels Gleichungen 3.51 und 3.52 bei dünnen Elektroden $h_E \ll h_T$ eingeführt. Diese mathematischen Zusammenhänge werden erneut aufgegriffen. Gleichung 3.52 besagt

$$B_{c,vi} = 1 - \frac{H_c - 1}{\left(1 - \frac{1}{\epsilon_{r,T}}\right)(H_c + 1) + \frac{1}{\epsilon_{r,T}} \frac{\pi g H_c}{h_T (H_c - 1)}} \quad , \quad (5.33)$$

wobei unverändert für H_c gemäß Gleichung 3.51

$$\pi \frac{g}{h_T} = H_c - \frac{1}{H_c} + 2 \ln(H_c) \quad , \quad (5.34)$$

erfüllt sein muss. Insbesondere Gleichung 5.33 motiviert die Erweiterung des Faktors $\frac{1}{\epsilon_{r,T}}$ mittels des Verhältnisses der Permittivitäten der Umgebung und des Schutzspaltmaterials bezogen auf die Permittivität des Prüflings durch $\frac{\epsilon_{G,U}}{\epsilon_T}$, um nun unter Berücksichtigung der Zusammenhänge des stationären Strömungsfeldes den Zusammenhang $\frac{\kappa_{G,U}}{\kappa_T}$ (ähnlich der von Lauritzen durchgeführten Grenz- und Gültigkeitsbetrachtungen von Ameys Formeln [154]) zu substituieren. Durch Einbringung des bereits oben eingeführten Parameters zur Abbildung der Leitfähigkeitsverhältnisse c_r (engl. conductivity ratio), für welchen nun $c_r = \frac{\kappa_T}{\kappa_{G,U}}$ gilt, erscheint die resultierende Feldverzerrung und deren Auswirkung auf die effektive Elektrodenfläche mittels

$$B_{c,vii} = 1 - \frac{H_c - 1}{\left(1 - \frac{1}{c_r}\right)(H_c + 1) + \frac{1}{c_r} \frac{\pi g H_c}{h_T (H_c - 1)}} \quad (5.35)$$

analytisch berücksichtigbar (vgl. [S-MA7]). Die Gleichungen 5.33 und 5.35 präsentieren sich mathematisch mit Ausnahme des Faktors $\frac{1}{\epsilon_{r,T}}$ respektive $\frac{1}{c_r}$ identisch. Unter Berücksichtigung der in Anhang A.10.1 dargestellten und bereits bei der Ermittlung von $B_{c,v}$ genutzten Lösungsbestimmung lassen sich die Zusammenhänge gemäß Abbildung 5.23 für verschiedene c_r visualisieren. Ebenfalls

¹³² Der Einfluss auf die hieraus resultierenden Unsicherheiten bei der experimentellen Bestimmung der Leitfähigkeit κ_T ist nicht direkt übertragbar. Eine Diskussion diesbezüglich findet sich in Abschnitt 5.3.6.

¹³³ Bei Nutzung der Elektrodengeometrie gemäß Abschnitt 5.1.2 werden derartige Einkopplungen durch die Trage- und Zentrierkonstruktion minimiert, dennoch bietet sich für künftige Anordnungen eine metallische Ausführung (vgl. Abschnitt 5.5.1) an.

erlaubt dies nun eine Einbeziehung und einen Vergleich zu den Gleichungen 3.46 und 3.47, welche unter der Annahme $\frac{hE}{g} \rightarrow 0$ und $\varepsilon_T = \varepsilon_G$ die Flächenkorrektur für „dünne“ Elektroden mittels $B_{c,ii}$ und unter der Annahme $\frac{hE}{g} \rightarrow \infty$ für „dicke“ Elektroden mittels $B_{c,iii}$, Gleichung 3.48, (vgl. Abbildung 3.11) ermöglichen.

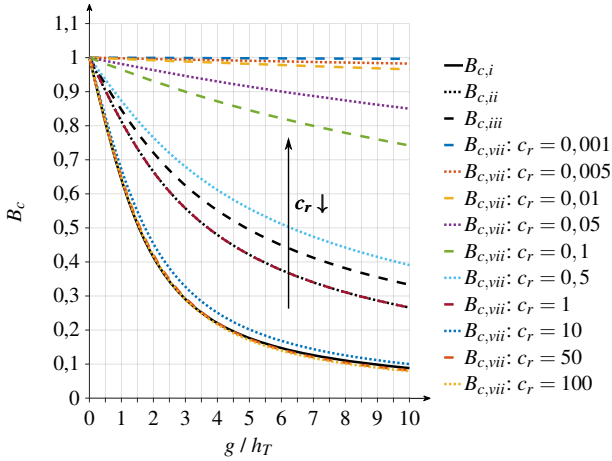


Abbildung 5.23: Einfluss des Parameters c_r (Gleichung 5.35) respektive $\varepsilon_{r,T}$ (Gleichung 5.33) auf die zu berücksichtigende Feldverzerrungskorrektur in Schutzringanordnungen gemäß Gleichungen 5.33, 5.34, 5.35 bzw. in Anlehnung an die Beziehungen 3.52 und 3.51. Darstellung in Anlehnung und Erweiterung an [157].

Es zeigt sich, wie bereits in [157] erwähnt, dass mit steigendem $\varepsilon_{r,T}$, welches bei Verwendung der Beziehung nach Gleichung 5.35 gleichzusetzen mit c_r ist, eine Annäherung der Lösung $B_{c,vii}$ an die von Amey vorgeschlagene Lösung $B_{c,i}$ erfolgt. In Abbildung 5.23 erfolgt in Einklang mit [157] in Abhängigkeit des Verhältnisses $f_V = g/h_T$ auch eine Unterschreitung von $B_{c,i}$. So ist für $f_V = 10$ die Kurve mit $c_r = 10$ die letzte dargestellte Kurve oberhalb von $B_{c,i}$, wohingegen die zu $c_r = 50$ zugehörige Kurve bereits unterhalb von $B_{c,i}$ einzuordnen ist. Diese Beobachtungen können in den numerischen Berechnungen, z. B. im Zuge der Verifikation bei Verwendung von $c_r = 10^{45}$, welches hierbei sowohl für κ_U und auch für κ_G galt (vgl. Abbildung 5.19), nicht bestätigt werden¹³⁴. Eine Diskussion des Absinkens unter die von Amey formulierten Zusammenhänge wird jedoch im Folgenden (für besondere Elektrodenkonfigurationen, vgl. Abbildung 5.33) diskutiert werden. Es zeigt sich des Weiteren, dass für den Fall $c_r = 1$ die analytischen Lösungen für $B_{c,vii}; c_r = 1$ sowie $B_{c,ii}$ zusammenfallen, welches zunächst die Überführbarkeit der Beziehungen gemäß Tabelle 3.4 sowie die Verwendung der Beziehung 5.35 für stationäre Strömungsfelder bestätigt. **Darüber hinaus wird durch Beziehung $B_{c,iii}$ ersichtlich, dass bei Variationen der Leitfähigkeiten des Schutzspaltmaterials ebenfalls ein Einfluss der Elektrodenhöhe in Erscheinung tritt.**

¹³⁴ Die numerischen Simulationen sind daher in Einklang mit der Aussage gemäß [154], welche Gleichung 3.41 und somit das resultierenden $B_{c,i}$ (Gleichung 3.45) als Grenzterm betrachtet.

Wird lediglich das Umgebungsmedium mittels κ_U betrachtet, so zeigt sich einzig für die ungeschirmte Anordnung ein nennenswerter Einfluss der Umgebungsleitfähigkeit (vgl. Abbildung 5.22), welches aufgrund dessen maßgeblich parasitären Strömen durch die Prüflingsumgebung zugeschrieben wird. Während in der ursprünglichen Formulierung nach Gleichung 5.33 lediglich die Prüflingspermittivität betrachtet wird, welche gegenüber der Schutzspalt- und Umgebungspermittivität verschieden ist, erscheint es, insbesondere unter Berücksichtigung der Erkenntnisse in Abbildung 5.22, zielführend, zunächst singular den Einfluss der Leitfähigkeit κ_G des verwendeten Schutzspaltmaterials zu betrachten¹³⁵. Hierdurch besteht ebenfalls eine Vergleichbarkeit zu den Beziehungen 3.46, 3.47 und 3.48. Dies erfolgt erneut unter Verwendung entsprechender Parameterstudien. Zu diesem Zweck wird die Leitfähigkeit des Schutzspalts in Analogie zu Gleichung 5.32 mittels

$$\kappa_G = \frac{1}{c_r} \kappa_T \quad (5.36)$$

variiert.

Einfluss der Elektroden- und Schutzspalthöhe bei $\kappa_G = \kappa_T$

Unter Verwendung von $c_r = 1$ gemäß Gleichung 5.36 wird zunächst der Einfluss der Elektrodenhöhe betrachtet (vgl. Kurven $B_{c,ii}$ und $B_{c,iii}$ in Abbildung 3.11). Hierzu wird bei $c_r = 1$: $\kappa_T = \kappa_G = 10^{-15}$ S/m sowie $\kappa_U = 10^{-60}$ S/m angenommen, sodass parasitäre Stromflüsse vernachlässigbar sind. Die Elektrodenhöhe wird mit $h_E = [0,001; 0,01; 0,1; 1; 10; 100]$ mm und $f_V = [0,1 : 0,1 : 10; 15 : 5 : 30]$ für $M_{B,iii}$ und M_{iii} variiert. Für die weiteren Modellparameter gelten weiterhin (sofern nicht anders ausgewiesen) die Angaben gemäß Tabelle 5.2. Eine Gegenüberstellung der Ergebnisse und der Vergleich zu den analytischen Beziehungen für „dünne Elektroden“ $B_{c,ii}$ und „dicke Elektroden“ $B_{c,iii}$ befindet sich in Abbildung 5.24.

Es zeigt sich zunächst, dass scheinbar ein Einfluss der Elektrodenhöhe vorliegt, für $h_E = 1$ mm erfolgt eine Annäherung an $B_{c,ii}$ und für $h_E \geq 10$ mm fallen die Kurven mit $B_{c,iii}$ zusammen. Die Variation der Elektrodenhöhe h_E ist im vorliegenden Fall gleichbedeutend mit einer Variation der Schutzspalthöhe (vgl. Abbildung 5.16), daher gilt es zu klären, ob der beobachtete Effekt maßgeblich von der Elektrodenhöhe oder von der Schutzspalthöhe abhängt. Aufgrund der Leitfähigkeitsverhältnisse $\kappa_T = \kappa_G \gg \kappa_U$ wird gemäß der Beziehungen 3.31 wiederum eine Feldverdrängung in dem die Anordnung umgebenden Bereich, insbesondere bei geringen Schutzspalthöhen und der Verwendung der ungeschirmten Anordnung, begünstigt.

Wird die Elektrodenhöhe unabhängig von der Schutzspalthöhe mit $h_E = [0,001; 0,01; 0,1; 1; 10; 100]$ mm und $f_V = [0,1 : 0,1 : 10; 15 : 5 : 30]$ für M_{iii} variiert und gleichermaßen die Höhe des Schutzspalts mit 10 mm angenommen, so zeigt sich gemäß Abbildung 5.25 tatsächlich eine weitgehende Unabhängigkeit (marginale numerische Abweichungen der Simulationsergebnisse: $|\Delta B_{c,s}| \lesssim 2 \cdot 10^{-6} \forall h_E$) von der Elektrodenhöhe. Selbiges bestätigt sich, sofern erneut die Elektrodenhöhe variiert, die Schutzspalthöhe jedoch bei 1 mm fixiert wird (vgl. Abbildung 5.26), in

¹³⁵ Der Wechsel der mathematischen Formulierungen unter Verwendung von Permittivitäten erfolgt bei Übertragung der Zusammenhänge auf das stationäre Strömungsfeld unter Verwendung von Leitfähigkeiten (vgl. Überführung Gleichung 5.33 zu Gleichung 5.35).

diesem Fall erfolgt eine von der Elektrodenhöhe unabhängige Annäherung (marginale numerische Abweichungen der Simulationsergebnisse: $|\Delta B_{c,S}| \lesssim 1,9 \cdot 10^{-6} \forall h_E$) an die analytische Beziehung $B_{c,ii}$.

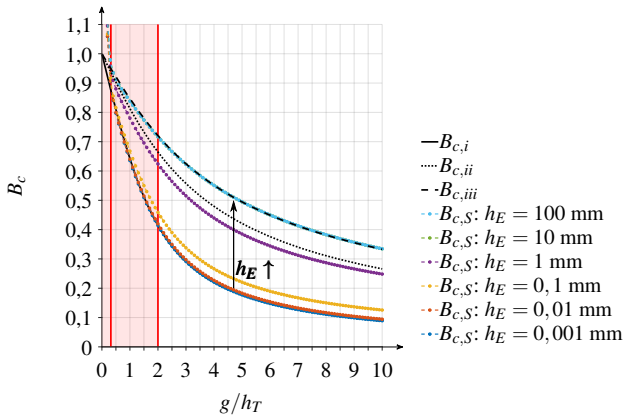


Abbildung 5.24: Simulationsbasierte Analyse des Einflusses der „Elektrodenhöhe“ auf die zu berücksichtigende Feldverzerrungskorrektur in Schutzringanordnungen bei M_{iii} und $c_r = \frac{\kappa_T}{\kappa_G} = 1$ (Gleichung 5.36). Gültigkeitseinschränkungen gemäß Tabelle 5.4 sind in rot visualisiert.

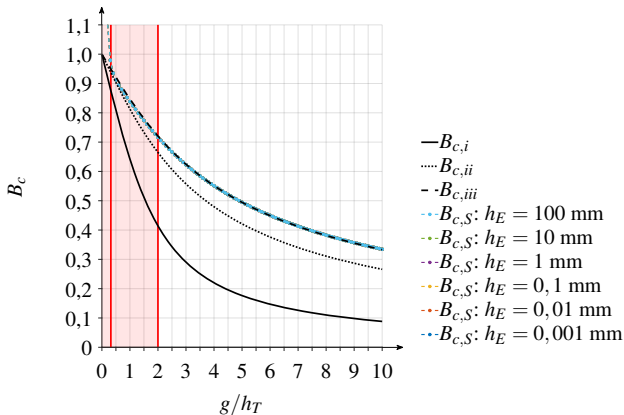


Abbildung 5.25: Simulationsbasierte Analyse des Einflusses der „Elektrodenhöhe“ auf die zu berücksichtigende Feldverzerrungskorrektur in Schutzringanordnungen bei M_{iii} und einer Schutzspalthöhe von 10 mm sowie $c_r = \frac{\kappa_T}{\kappa_G} = 1$ (Gleichung 5.36). Gültigkeitseinschränkungen gemäß Tabelle 5.4 sind in rot visualisiert.

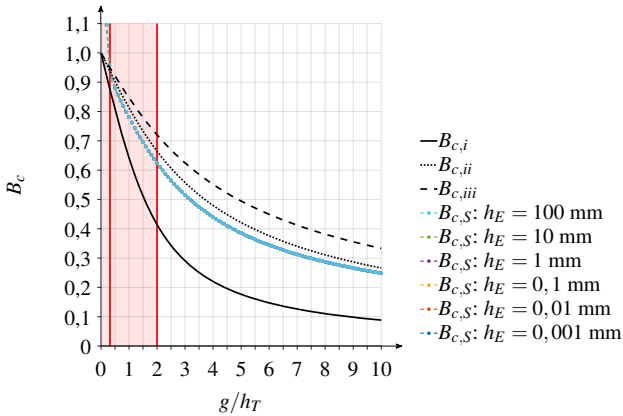


Abbildung 5.26: Simulationsbasierte Analyse des Einflusses der „Elektrodenhöhe“ auf die zu berücksichtigende Feldverzerrungskorrektur in Schutzringanordnungen bei M_{iii} und einer Schutzspalthöhe von 1 mm sowie $c_r = \frac{\kappa_T}{\kappa_G} = 1$ (Gleichung 5.36). Gültigkeits Einschränkungen gemäß Tabelle 5.4 sind in rot visualisiert.

Hieraus folgt, dass die Anwendung der Gleichungen 3.46, 3.47 und 3.48 nicht einzig auf Basis der Elektrodenhöhe, sondern auch unter Berücksichtigung der wirksamen Schutzspalthöhe klassifiziert werden sollten.

Ein weiterer interessanter Aspekt tritt in Erscheinung, sofern die geschirmte Anordnung $M_{B,iii}$ betrachtet wird. Erneut wird $c_r = 1$: $\kappa_T = \kappa_G = 10^{-15}$ S/m sowie $\kappa_U = 10^{-60}$ S/m angenommen. Die Elektrodenhöhe wird mit $h_E = [0,001; 0,01; 0,1; 1; 10; 100]$ mm und $f_V = [0,1; 0,1; 10; 15; 5; 30]$ variiert. Die Einbringung der Schirmung (vgl. Abbildung 5.16) führt dazu, dass der für Abbildung 5.24 diskutierte Effekt der Feldverdrängung aus dem Schutzspalt in den Umgebungsbereich aufgrund der Schirmelektrode nicht erfolgen kann. Dies äußert sich durch ein höheres $B_{c,S}$ nun auch bei geringeren Elektrodenhöhen und damit assoziierte Schutzspalthöhen (vgl. Abbildung 5.27). Erneut bestätigt sich, dass für $h_E \geq 10$ mm die simulativ bestimmten $B_{c,S}$ mit der analytischen Beziehung für $B_{c,iii}$ zusammenfallen.

Identische Ergebnisse zu Abbildung 5.27 ergeben sich, sofern bei $M_{B,iii}$ ebenfalls bei $h_E = [0,001; 0,01; 0,1; 1; 10; 100]$ mm und $f_V = [0,1; 0,1; 10; 15; 5; 30]$ sowie $c_r = 1$ sowohl gemäß Gleichung 5.36 als auch nach Gleichung 5.32 Anwendung finden. Hierdurch gilt $\kappa_T = \kappa_G = \kappa_U = 10^{-15}$ S/m. Die numerische Abweichung der Simulationsergebnisse beträgt für $f_V > 1$ und somit, ohne Berücksichtigung etwaiger Rückwirkung der äußeren Feldverteilung auf die innere Feldverteilung bei extremen Prüflingshöhen (siehe Diskussion unter Verwendung von Abbildung A.3b und Berücksichtigung der Schutzringweite w), maximal absolut $|\Delta B_{c,S}| \lesssim 2,8 \cdot 10^{-4} \forall h_E$.

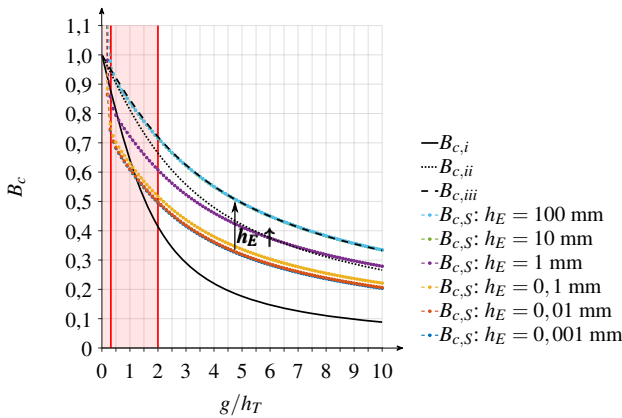


Abbildung 5.27: Simulationsbasierte Analyse des Einflusses der Elektroden- und Schutzspalthöhe auf die zu berücksichtigende Feldverzerrungskorrektur in Schutzringanordnungen bei $M_{B,iii}$ und $c_r = \frac{\kappa_T}{\kappa_G} = 1$ (Gleichung 5.36). Gültigkeitseinschränkungen gemäß Tabelle 5.4 sind in rot visualisiert.

Modellbasierte Betrachtung des Einflusses der Leitfähigkeit des Schutzspaltmaterials, der Elektrodenhöhe und konstruktiver Aspekte

Die vorherigen Erkenntnisse, dass bereits bei identischer Leitfähigkeit des Schutzspalt- und Testobjektmaterials Abhängigkeiten der Feldverteilung von der Elektroden- und Schutzspalthöhe vorliegen, weisen auf die multifaktoriellen Einflüsse auf die Feldverteilung innerhalb von Schutzringanordnungen hin. Die Aspekte der Feldverteilung sind darüber hinaus konstruktionsabhängig, da die Feldverdrängung aus dem Schutzspalt z. B. wiederum auch abhängig von der rückseitig eingebrachten Schirmung und der zugehörigen Schutzspalthöhe (vgl. Abbildungen 5.24 und 5.27) ist. Hierdurch wird deutlich, dass die in Tabelle 3.4 zusammengefassten und gemäß Gleichung 5.35 erweiterten Zusammenhänge zwar grobe Konstruktionsanhaltspunkte bieten aber realere Abbildungen der Feldverteilung wiederum numerische Analysen erfordern.

In den weiteren Schritten werden variierende Leitfähigkeitsverhältnisse gemäß Gleichung 5.36 mit $0,001 \leq c_r \leq 100$ betrachtet. Insbesondere variierende Leitfähigkeitsverhältnisse sind unter Berücksichtigung der dielektrischen Antwortfunktion, respektive der transienten Komponente der Leitfähigkeit (vgl. Abschnitt 3.2.5), zeitlich gekoppelt in der Messanordnung zu erwarten. Für die Modellparameter gelten weiterhin (sofern nicht anders ausgewiesen) die Angaben gemäß Tabelle 5.2. Der Parameter f_V wird sowohl für M_{iii} als auch $M_{B,iii}$ im Bereich $f_V = [0,1; 0,1; 10; 15; 5; 30]$ variiert. Für c_r folgt der Variationsbereich: $c_r = [0,001; 0,005; 0,01; 0,05; 1; 10; 50; 100]$, sodass sowohl die Fälle, in denen das Schutzspaltmaterial besser leitfähig als der Prüfling ist ($c_r < 1$) als auch die Fälle in denen das Schutzspaltmaterial geringere oder identische Leitfähigkeitseigenschaften vorweist ($c_r \geq 1$) betrachtet werden.

Wird das Umgebungsmedium weiterhin mit $\kappa_U = 10^{-60}$ S/m angenommen und die ungeschirmte Anordnung M_{iii} betrachtet, so ergeben sich simulationsbasiert die in Abbildung 5.28 dargestellten Ergebnisse.

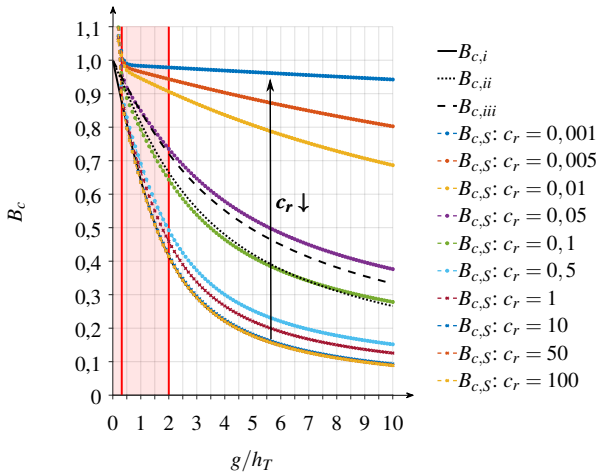


Abbildung 5.28: Simulationsergebnisse für den Einfluss des Parameters $c_r = \frac{\kappa_T}{\kappa_G}$ (Gleichung 5.36) auf die zu berücksichtigende Feldverzerrungskorrektur in Schutzringanordnungen gemäß Gleichung 5.28 bei M_{iii} . Weitere Parameter gemäß Tabelle 5.2. Gültigkeitseinschränkungen gemäß Tabelle 5.4 sind in rot visualisiert.

Hierbei ist ersichtlich, dass der grundsätzliche Trend gemäß Abbildung 5.23, bzw. Gleichung 5.35 erkennbar ist. Erneut wird (ähnlich der Verifikation) keine Unterschreitung der Kurve $B_{c,i}$ festgestellt. Die simulierten Einflüsse aufgrund c_r fallen gegenüber Gleichung 5.35 weniger stark ausgeprägt aus, da in Einklang mit Abbildung 5.24 eine geringe Elektroden- und Schutzspalthöhe $h_E = 0,1$ mm Anwendung findet. Dies zeigt sich insbesondere auch hierdurch (wie oben unter Verwendung von $c_r = 1$ und $\kappa_G = \kappa_T$ diskutiert), dass die Kurve $B_{c,S} : c_r = 1$ unterhalb derer von B_{ii} respektive B_{iii} angeordnet ist. Wird der Parameter h_E weiter reduziert, so erfolgt aufgrund der Feldverdrängung aus dem Schutzspalt (ungeschirmte Anordnung M_{iii}) in das hochohmige Umgebungsmedium eine immer stärkere Annäherung an die Ergebnisse nach Amey (vgl. Abbildung 5.29 unter Verwendung von $h_E = 0,01$ mm und Abbildung 5.30 unter Verwendung von $h_E = 0,001$ mm).

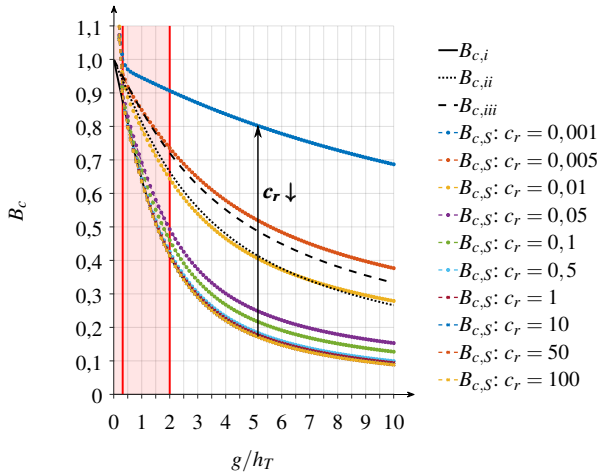


Abbildung 5.29: Simulationsergebnisse für den Einfluss des Parameters $c_r = \frac{k_T}{k_G}$ (Gleichung 5.36) auf die zu berücksichtigende Feldverzerrungskorrektur in Schutzringanordnungen gemäß Gleichung 5.28 bei M_{iii} und $h_E = 0,001$ mm. Weitere Parameter gemäß Tabelle 5.2. Gültigkeitseinschränkungen gemäß Tabelle 5.4 sind in rot visualisiert.

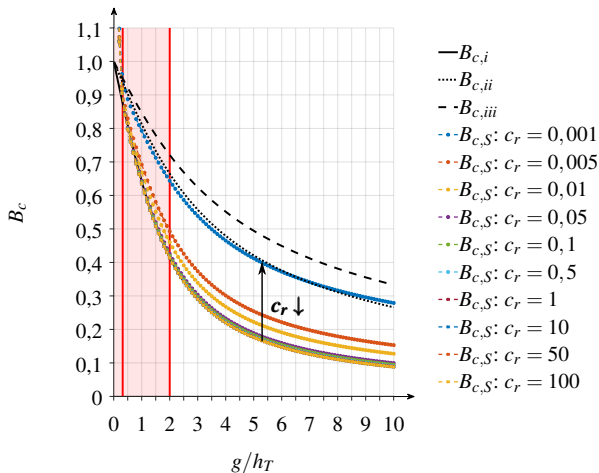


Abbildung 5.30: Simulationsergebnisse für den Einfluss des Parameters $c_r = \frac{k_T}{k_G}$ (Gleichung 5.36) auf die zu berücksichtigende Feldverzerrungskorrektur in Schutzringanordnungen gemäß Gleichung 5.28 bei M_{iii} und $h_E = 0,0001$ mm. Weitere Parameter gemäß Tabelle 5.2. Gültigkeitseinschränkungen gemäß Tabelle 5.4 sind in rot visualisiert.

Wird die geschirmte Anordnung $M_{B,iii}$ betrachtet, so zeigt sich ebenfalls ein Einfluss der Elektroden- und Schutzspalthöhe h_E , respektive des Abstandes h_I .

Für $h_E = 10$ mm und $h_I = 6$ mm folgen bei $M_{B,iii}$ die Ergebnisse in Abbildung 5.31. Diese stellen z. B. einen Repräsentanten für die Messungsdurchführung unter Verwendung aufgelegter dicker geschirmter Metallelektroden dar. Es zeigt sich (wie oben unter Verwendung von $c_r = 1$ und $\kappa_G = \kappa_T$ diskutiert), dass die Kurve $B_{c,S} : c_r = 1$ mit der von B_{iii} zusammenfällt, sodass Abbildung 5.31 die Einflüsse variierender Leitfähigkeitsverhältnisse für große Elektroden- und Schutzspalthöhen (bei geschirmten Anordnungen) darstellt.

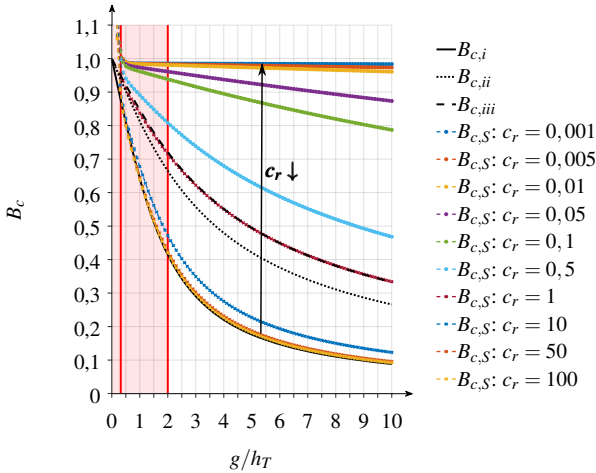


Abbildung 5.31: Simulationsergebnisse für den Einfluss des Parameters $c_r = \frac{\kappa_T}{\kappa_G}$ (Gleichung 5.36) auf die zu berücksichtigende Feldverzerrungskorrektur in Schutzringanordnungen gemäß Gleichung 5.28 bei $M_{B,iii}$ bei exemplarischen dicken Elektroden. Insbesondere gilt: $h_E = 10$ mm und $h_I = 6$ mm, weitere Parameter gemäß Tabelle 5.2. Gültigkeitseinschränkungen gemäß Tabelle 5.4 sind in rot visualisiert.

Die resultierenden Feldbilder, mit besonderem Fokus auf den Bereich des Schutzspalts, finden sich für $c_r = [100; 1; 0,01]$ in Abbildung 5.32. Es zeigt sich, dass mit abnehmendem c_r die Feldverteilung homogenisiert wird. Dies bedeutet, dass ein Schutzspaltmaterial, welches Faktor 100 leitfähiger als das Material des Testobjektes ist ($\frac{1}{c_r} \Rightarrow c_r = 0,01$), bereits zu einer erheblichen Reduktion der Feldverzerrung beiträgt. Dies äußert sich bei $B_{c,S}$ mittels $B_{c,S} \approx 1$, sodass die effektive Elektrodenfläche um die halbe Schutzspaltbreite vergrößert angesehen werden kann. Diese Annahme ist jedoch lediglich zutreffend, sofern ausreichende Elektroden- und Schutzspalthöhen ≈ 10 mm (vgl. Diskussion im Hinblick auf Abbildung 5.27) im Design der Schutzringanordnung berücksichtigt werden.

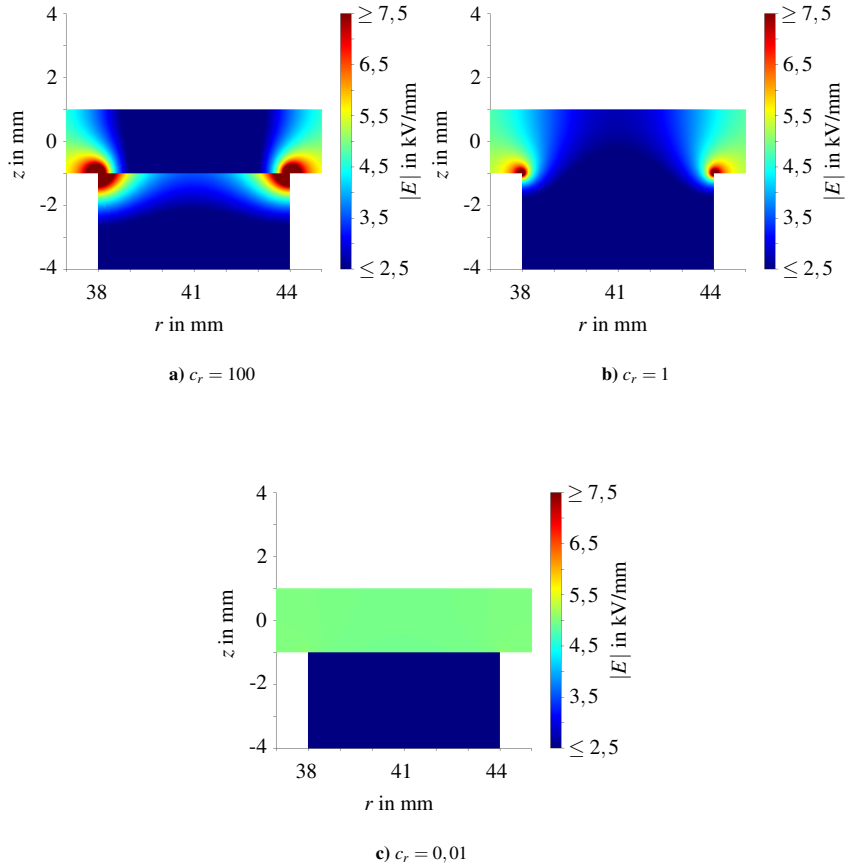


Abbildung 5.32: Falschfarbendarstellung in Abhängigkeit des verwendeten $c_r = \frac{\kappa_T}{\kappa_G}$ (Gleichung 5.36) für Anordnung: $M_{B,iii}$ bei $f_V = 3$, sodass die Höhe des Testobjekts 2 mm beträgt. Es gilt: $h_E = 10$ mm und $h_I = 6$ mm, weitere Parameter gemäß Tabelle 5.2. Die Elektrodenbereiche sind jeweils weiß dargestellt, vgl. diesbezüglich ebenfalls die Darstellung in 5.17b.

Werden dünne Elektroden betrachtet, so stellen sich veränderte Zusammenhänge dar. Für $h_E = 0,1$ mm und $h_I = 0,1$ mm folgen bei $M_{B,iii}$ die Ergebnisse in Abbildung 5.33. Diese sind exemplarisch für eine Messungsdurchführung unter Verwendung geschirmter Metallelektroden, welche z. B. unter Einsatz von Dünnschichttechnologien zur Erzielung einer entsprechenden Mehrschichtanordnung erzielbar wären. Die Simulationsergebnisse zeigen erstmals eine Unterschreitung der Bezugsgleichung nach Amey. Diese nimmt mit abnehmenden c_r erheblich zu und nähert sich einer waagerechten Linie. Aufgrund der nun vorliegenden geringen Schutzspalthöhe, in Kombination mit der geringen Höhe h_I , somit der zusätzlichen Höhe des additiven Isolators vor Vorhandensein der geerdeten Schirmelektrode (Leitfähigkeit des Isolators identisch mit κ_G , vgl. Tabelle 5.2), tritt deutlicher in z -Richtung orientierter Stromanteil innerhalb des Schutzspalts in Erscheinung. Hierdurch wird insbesondere für $c_r \leq 1$ das zu betrachtende Gebiet der effektiven Elektrodenfläche nahezu ausschließlich auf die geometrische Fläche von Elektrode I beschränkt ($B_{c,S} \approx 0$).

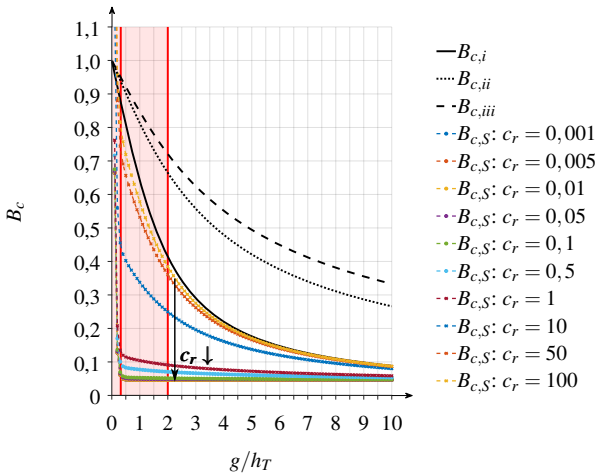


Abbildung 5.33: Simulationsergebnisse für den Einfluss des Parameters $c_r = \frac{\kappa_r}{\kappa_G}$ (Gleichung 5.36) auf die zu berücksichtigende Feldverzerrungskorrektur in Schutzringanordnungen gemäß Gleichung 5.28 bei $M_{B,iii}$ bei exemplarischen dünnen Elektroden. Insbesondere gilt: $h_E = 0,1$ mm und $h_I = 0,1$ mm, weitere Parameter gemäß Tabelle 5.2. Gültigkeitseinschränkungen gemäß Tabelle 5.4 sind in rot visualisiert.

Die resultierenden Feldbilder, mit besonderem Fokus auf den Bereich des Schutzspalts, finden sich für $c_r = [100; 1; 0,01]$ in Abbildung 5.34. Auch hier stellt sich eine erhebliche Homogenisierung der Feldverteilung mit abnehmenden c_r ein. Während nun bei $c_r = 100$ aufgrund der geringen Schutzspalthöhe, welche sich im vorliegenden Fall zu $h_E + h_I = 0,2$ mm ergibt, der Prüfling im Bereich des Schutzspalts eine erhebliche Belastungsreduktion ($|E| \leq 2,5$ kV/mm) erfährt, wird das Schutzspaltmaterial erheblich ($|E| \geq 7,5$ kV/mm) belastet. Auch für $c_r = 1$ liegt nun noch eine Feldschwächung im Prüfling vor (vgl. Abbildung 5.34b). Wird wiederum ein Schutzspaltmaterial eingesetzt, welches einen Faktor 100 leitfähiger als das Material des Testobjektes ist ($\frac{1}{c_r} \Rightarrow c_r = 0,01$), liegen nun nahezu ideale Feldverhältnisse vor. Aufgrund der nun geringen

Schutzspalthöhe wird ein Stromfluss durch den Schutzspalt begünstigt, welches sich somit für geringe Schutzspalt- und Elektrodenhöhen mittels $B_{c,S} \approx 0$ äußert (vgl. Abbildung 5.33). Diese Ergebnisse motivieren daher für zukünftige Anordnungen eine weitere Eignungsprüfung entsprechender mehrschichtiger Dünnschichttechnologien, um so auch die in Abschnitt 2.2.3 vorgestellten Fragestellungen der Kontaktierungseinflüsse abzuwägen.

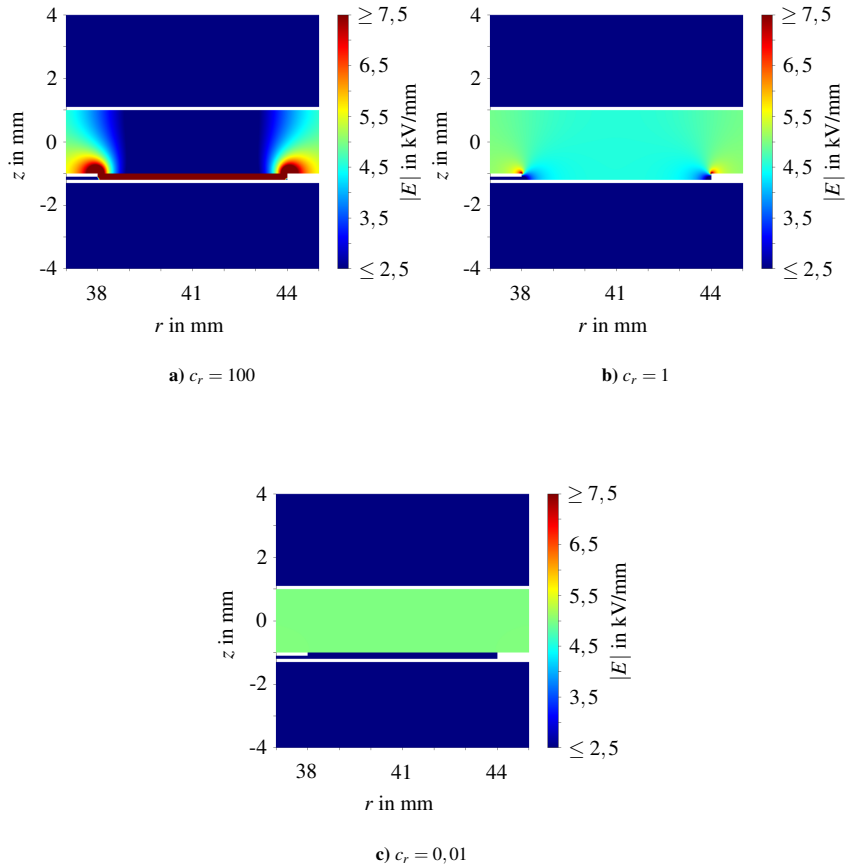


Abbildung 5.34: Falschfarbendarstellung in Abhängigkeit des verwendeten $c_r = \frac{\kappa_T}{\kappa_G}$ (Gleichung 5.36) für Anordnung: $M_{B,iii}$ bei $f_V = 3$, sodass die Höhe des Testobjekts 2 mm beträgt. Es gilt: $h_E = 0,1$ mm und $h_I = 0,1$ mm, weitere Parameter gemäß Tabelle 5.2. Die Elektrodenbereiche sind jeweils weiß dargestellt, vgl. diesbezüglich ebenfalls die Darstellung in 5.17b.

Werden nun asymmetrische Elektrodenhöhen betrachtet, welche sich für $M_{B,iii}$ ergeben, sofern $h_E = 0,1$ mm und $h_I = 6$ mm betrachtet wird, welches z. B. Testobjekte betrifft, die zwar über metallisierte Oberflächen verfügen, jedoch auf eine externe Schirmstruktur aufgelegt/aufgepresst werden, so folgen exemplarisch die Ergebnisse in Abbildung 5.35.

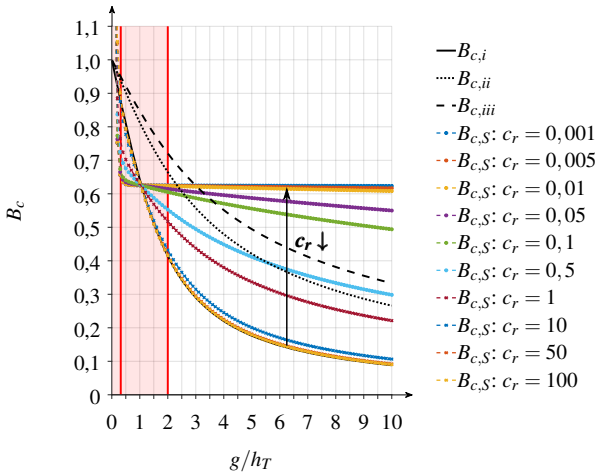


Abbildung 5.35: Simulationsergebnisse für den Einfluss des Parameters $c_r = \frac{\kappa_T}{\kappa_G}$ (Gleichung 5.36) auf die zu berücksichtigende Feldverzerrungskorrektur in Schutzringanordnungen gemäß Gleichung 5.28 bei $M_{B,iii}$ bei exemplarischen asymmetrischen Elektroden. Insbesondere gilt: $h_E = 0,1$ mm und $h_I = 6$ mm, weitere Parameter gemäß Tabelle 5.2. Gültigkeitseinschränkungen gemäß Tabelle 5.4 sind in rot visualisiert.

Aufgrund der vorliegenden asymmetrischen geometrischen Verhältnisse, welche durch den Höhenunterschied zwischen Messelektrode (Elektrode II) und der durch die eingebrachte Schirmung verlängerten Schutzlektrode (Elektrode Nr. II) bedingt sind, erfolgt eine asymmetrische Verlagerung des Feldgebietes. Dies zeigt sich in Abbildung 5.35 besonders an der Horizontalisierung der Kurven von $B_{c,S}$ mit abnehmendem c_r . Diese Kurven streben jedoch nicht mehr (wie für $h_E = 10$ mm in Abbildung 5.31) gegen $B_{c,S} \approx 1$, sondern gegen $B_{c,S} \approx 0,62$. In Einklang mit den Abbildungen 5.36 resultiert dennoch eine Homogenisierung der Feldbelastung. Die effektive Fläche der Messelektrode ist nun jedoch wie bei „dicken“ Elektroden nicht mehr um $g/2$ vergrößert (Abbildung 5.31), oder wie bei „dünnen“ Elektroden auf die geometrische Fläche beschränkt (Abbildung 5.33), sondern nun lediglich um einen Bruchteil der halben Schutzspaltbreite vergrößert. Dies ist der Elektrodenasymmetrie geschuldet. Während bei $B_c = 1$ eine hälftige Aufteilung der effektiven Flächen der Mess- (Elektrode Nr. I) und Schutzringelektroden (Elektrode Nr. II) resultiert, erfolgt nun eine überproportionale Vergrößerung der Schutzringelektrode.

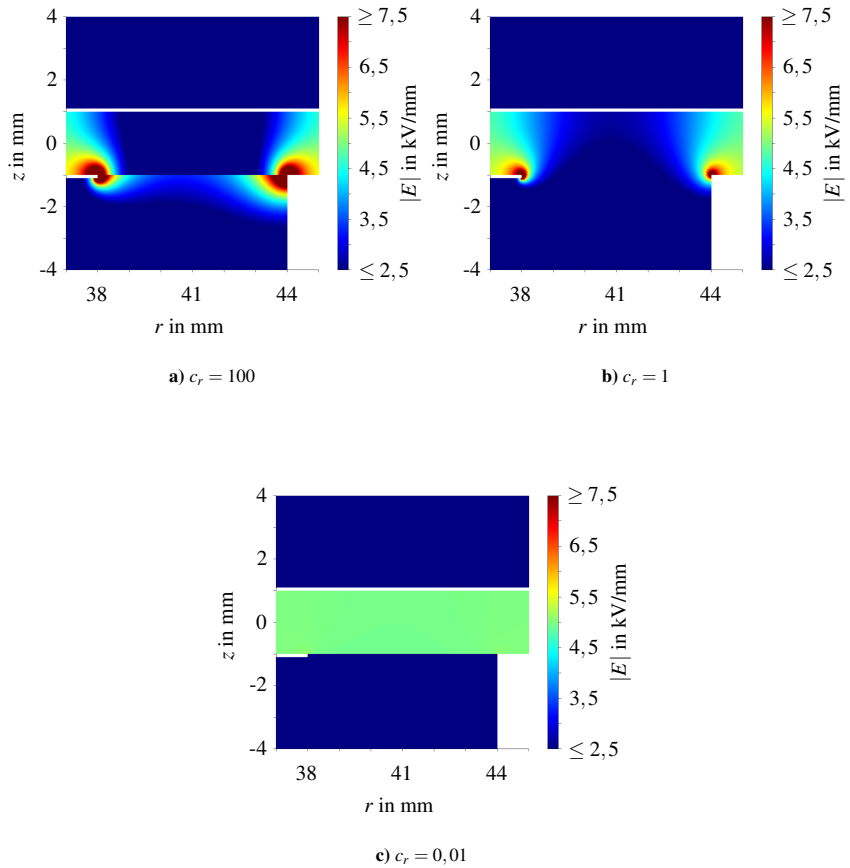


Abbildung 5.36: Falschfarbendarstellung in Abhängigkeit des verwendeten $c_r = \frac{\kappa_V}{\kappa_G}$ (Gleichung 5.36) für Anordnung: $M_{B,iii}$ bei $f_V = 3$, sodass die Höhe des Testobjekts 2 mm beträgt. Es gilt: $h_E = 0,1$ mm und $h_I = 6$ mm, weitere Parameter gemäß Tabelle 5.2. Die Elektrodenbereiche sind jeweils weiß dargestellt, vgl. diesbezüglich ebenfalls die Darstellung in 5.17b.

In allen vorher betrachteten Konfigurationen zeigt der Einsatz eines leitfähigeren Schutzspaltmaterials in Hinblick auf den Homogenitätsgrad der elektrischen Feldbeanspruchung eine wesentliche Verbesserung, sodass der Einsatz entsprechender Werkstoffe, welche leitfähiger als der Prüfling, aber dennoch elektrisch isolierend zwischen Mess- und Schutzringelektrode agieren, einen vielversprechenden Ansatz darstellt. Dieser ist insbesondere für Materialien, bei denen die stationäre Komponente der Leitfähigkeit deutlichen Einflüssen der Feldstärke unterworfen ist (vgl. Abschnitte 3.2.1, 3.2.4 sowie Anhang A.2) von Interesse, um die durch Feldinhomogenitäten wiederum hervorgerufenen Leitfähigkeitsunterschiede im Material zu minimieren. Hierdurch wird wiederum der zeitabhängigen Bildung von Raumladungen entgegengewirkt (vgl. Gleichungen 3.37 und 3.38), welche erneut die Messung der transienten Komponente der Leitfähigkeit (vgl. Abschnitt 3.2.5, z. B. Abbildung 3.7) beeinflusst. Bei der Entwicklung entsprechender Prüfgeometrien erlaubt das vorgestellte Simulationsframework (Abschnitt 5.3.1) entsprechende Analysen, sodass für derartige Fälle auch wiederum messtechnisch bedingte Potentialanhebungen berücksichtigt (vgl. Abschnitt 5.1.3 bzw. Abbildung 5.14) werden können.

Ergänzende Betrachtung bei Variation der Leitfähigkeit des Schutzspaltmaterials und des Umgebungsmaterials

Bei zusätzlicher Variation sowohl der Leitfähigkeit des Schutzspaltmaterials κ_G und des Umgebungsmaterials κ_U gemäß der Beziehungen 5.32 und 5.36 zeigen sich für die ungeschirmte Anordnung M_{iii} erhebliche Abweichungen zu Abbildung 5.28, da, wie bereits bei singulärer Betrachtung des Umgebungsmediums, ein additiver Stromfluss durch die Umgebung erfolgt. Erneut sei an dieser Stelle daher darauf hingewiesen, dass es sich nicht klassischerweise um eine Veränderung der Elektrodenfläche handelt, sondern vielmehr um einen konstruktionsbedingten Aspekt. Die zugehörigen Simulationsergebnisse finden sich in Abbildung A.4.

Wird die Leitfähigkeit des Schutzspaltmaterials κ_G und des Umgebungsmaterials κ_U bei den Variationen der geschirmten Anordnung $M_{B,iii}$ betrachtet, so findet sich auch hier der Einfluss von h_I und h_E wieder. Wie bereits im Zuge des Einflusses der äußeren Leitfähigkeit auf die geschirmte Messanordnung diskutiert (s. o. sowie Abbildung A.3b), ist insbesondere für hohe Testobjekte und somit für kleine f_V ein Einfluss der Umgebungsleitfähigkeit aufgrund der hiermit assoziierten äußeren Feldverteilung in Wechselwirkungen mit der verwendeten Schutzringweite (vgl. Abbildungen 5.20) zu erwarten, was sich auch bestätigt. Die absolute numerische Abweichung zwischen den in den Abbildungen 5.31, 5.33, 5.35 dargestellten Ergebnissen, zu denen bei zusätzlicher Variation der Umgebungsleitfähigkeit, sind in Tabelle 5.9 zusammengefasst. Die Quintessenz hieraus sind marginale maximale absolute numerische Abweichungen für $\Delta B_{c,s} \forall f_V \geq 1$, sodass die vorgestellten Ergebnisse in Abbildungen 5.31- 5.36 für $f_V \geq 1$ auch bei Anwendung des Parameters c_r mittels $c_r = \frac{\kappa_U}{\kappa_G}$ und $c_r = \frac{\kappa_U}{\kappa_G}$ gemäß Gleichungen 5.32 und 5.36 für die geschirmte Anordnung $M_{B,iii}$ Gültigkeit besitzen. Eine exemplarische Darstellung, welche Abweichungen bei $f < 1$ illustriert, findet sich für $h_E = 0, 1$ mm und $h_I = 6$ mm in Abbildung A.5. Selbstverständlich gewinnt die Leitfähigkeit des Umgebungsmaterials dann an Bedeutung, wenn die Feldverteilung am Übergang Elektrode, Umgebung, Prüfling betrachtet wird. Auf die hieraus grundsätzlich erwachsenden Zusammenhänge wird im folgenden Abschnitt 5.3.5 eingegangen.

$h_E = 10 \text{ mm}$		$h_E = 0,1 \text{ mm}$		$h_E = 0,1 \text{ mm}$	
$h_I = 6 \text{ mm}$		$h_I = 0,1 \text{ mm}$		$h_I = 6 \text{ mm}$	
vgl. Abbildung 5.31		vgl. Abbildung 5.33		vgl. Abbildung 5.35	
$f_V \geq$	$\max(\Delta B_{c,s}) \forall c_r$	$f_V \geq$	$\max(\Delta B_{c,s}) \forall c_r$	$f_V \geq$	$\max(\Delta B_{c,s}) \forall c_r$
0,1	0,62	0,1	0,24	0,1	0,64
1	$1,3 \cdot 10^{-4}$	1	$1,9 \cdot 10^{-5}$	1	$5,42 \cdot 10^{-4}$
2	$5,9 \cdot 10^{-7}$	2	$3,0 \cdot 10^{-8}$	2	$4,39 \cdot 10^{-6}$

Tabelle 5.9: Maximale absolute numerische Simulationsabweichungen zwischen den Ergebnissen für $B_{c,s}$ bei $M_{B,iii}$ bei Variation der Umgebungs- und Schutzspaltleitfähigkeit mittels des Parameters c_r bei Anwendung mit $c_r = \frac{\kappa_T}{\kappa_G}$ und $c_r = \frac{\kappa_T}{\kappa_G}$ gemäß Gleichungen 5.32 und 5.36 unter Einbeziehung von f_V , h_E und h_I .

5.3.5 Weiterführende Parameterstudien und Einsatzzwecke

Aufbauend auf das in Abschnitt 5.3.1 vorgestellte Simulationsframework (vgl. ebenfalls [Z3, K10]) bestätigen sich die Erweiter- und Anwendbarkeit und insbesondere der Einsatznutzen der numerischen Modellbildung von Versuchsanordnungen zur Leitfähigkeitsanalyse in erweiterten Parameterstudien (vgl. [S-MA7, S-MA9]). Wesentliche Erkenntnisse, abgeleitete Verfahren und Bewertungsindikatoren sowie zukünftige Einsatzzwecke werden hier prägnant vorgestellt, mit der Zielsetzung, Weiterentwicklungen und kritische Diskussionen z. B. hinsichtlich etwaiger Rundungsradien und Designoptimierungen und Modellierungsvorhaben anzuregen.

Zur Bewertung des Einflusses der Feldverteilung innerhalb der Anordnung erweisen sich im Rahmen von [S-MA7] insbesondere folgende Bewertungsindikatoren als aussagekräftig. Die Nutzung eines **Feldüberhöhungsfaktors** FEF (engl. Field Enhancement Factor), ermöglicht gemäß

$$FEF = \frac{E_{max}}{U_{DC}/h_T} \quad (5.37)$$

das Verhältnis zwischen der numerisch maximal bestimmten Feldstärke zur mathematisch vorliegenden Homogenfeldstärke innerhalb des Testobjektes auszudrücken. Dieser Faktor ist jedoch durch die Feldraumdiskretisierung und die numerische Handhabung der Materialübergänge beeinflusst. Daher handelt es sich nicht um einen absoluten, sondern um einen vergleichenden Bewertungsindikator (bei vergleichbarer) Feldraumdiskretisierung, welcher z. B. zur Auswirkungsanalyse bei verschiedenen Elektrodenrundungsradien Anwendung finden kann. Zusätzlich zeigt sich die Analyse der relativen **Feld-Volumenanteile**, im Bereich $-\frac{h_T}{2} \leq z \leq \frac{h_T}{2}$ und $0 \leq r \leq r_1 + \frac{g}{2}$ oder bzw. unterhalb gewisser Schwellwerte wie z. B. unterhalb von 80 % der Homogenfeldstärke

$$v_{80} = \frac{V(E < 0,8U_{DC}/h_T)}{\pi h_T (r_1 + \frac{g}{2})^2} 100 \% \quad (5.38)$$

bzw. oberhalb von 120 % der Homogenfeldstärke

$$v_{120} = \frac{V(E < 1,2U_{DC}/h_T)}{\pi h_T \left(r_1 + \frac{g}{2}\right)^2} 100 \% \quad (5.39)$$

als zielführend, um wiederum einen Vergleichsindikator im Hinblick auf die homogene Ausnutzung des Prüflingsvolumens im idealerweise bei Leitfähigkeitsanalysen mindestens wirksamen Feldbereich des Prüflings (vgl. Abbildungen 5.31 und 5.32, große Elektrodenhöhe) zu erzielen.

Es zeigt sich in [S-MA7], dass, in Einklang zu den Ergebnissen in Abbildungen 5.31 und 5.32, sowohl die Indikatoren v_{80} , v_{120} mit einer Zunahme der Schutzspaltleitfähigkeit ($c_r \downarrow$) gegen null streben als auch der FEF gegen eins strebt. Dies bestätigt, dass der Einsatz eines Schutzspaltmaterials, welches eine größere Leitfähigkeit als der Prüfling besitzt zur Reduktion von Feldüberhöhungen und zur Feldhomogenisierung beiträgt. Auch hier zeigt sich $c_r \lesssim 0,01$ als geeignet. **Darüber hinaus wird erneut verdeutlicht, dass abhängig von $f_V = g/h_T$ die Feldverzerrung im Allgemeinen und auch in Abhängigkeit von c_r maßgeblich ein Effekt der Feldschwächung im Prüflingsvolumen oberhalb des Schutzspalts darstellt, siehe auch Falschfarbendarstellungen in Abbildungen 5.32, 5.34, 5.36.** Für Elektrodenhöhen $h_E \gg 10$ mm äußert sich dies z. B. dadurch, dass der Indikator v_{80} insbesondere für $f_V \gtrsim 5$; $c_r \geq 0,5$ auf über 10 % anwächst, gleichermaßen v_{120} für $f_V \geq 0,5$; $\forall c_r[0,01 : 100]$ deutlich geringer als 2 % ist.

Die Feldverzerrungen, welche am Übergang der Messelektrode (Nr. I) zur Schutzringelektrode (Nr. II) erwachsen und insbesondere in den Falschfarbendarstellungen gemäß Abbildungen 5.32a, 5.32b, 5.34a, 5.34b, 5.36a, 5.36b visuell ersichtlich sind, motivieren zu Maßnahmen der geometrischen Feldsteuerung, wie die Verrundung der Elektrodenkanten (vgl. z. B. Diskussion in [138, 158]). Eine derartige Verrundung ist jedoch implizit mit der Verwendung von „großen Elektroden- und Schutzspalthöhen“ verbunden, sodass die im vorherigen Abschnitt vorgestellten Einflüsse Berücksichtigung finden müssen. Darüber hinaus geht eine Verrundung der Mess- und Schutzringelektroden mit einer physikalischen Materialabtragung und somit Reduktion der geometrischen Flächen einher, sodass Flächenvergleiche sensitiv und unter Berücksichtigung der verbleibenden planaren Abschnitte sowohl für die Messelektrode als auch für die Schutzringelektrode (Einfluss von w bei $f_V \ll 1$) durchzuführen sind.

Wird nun der Einsatz von **Rundungsradien** diskutiert (vgl. [S-MA7]), so muss dies wiederum unter Berücksichtigung der Leitfähigkeit des Schutzspaltmaterials erfolgen. Für Schutzspaltmaterialien mit $c_r \gg 1$ und somit einer geringeren Schutzspaltleitfähigkeit als die des Prüfbjektivs erfolgt maßgebliche eine Feldverdrängung in das Schutzspaltmaterial (vgl. z. B. Abbildungen 5.32a, 5.34a, 5.36a). Wird die Elektrodenkante z. B. für $h_E > 10$ mm zusätzlich verrundet, so äußert sich der Effekt der Feldschwächung (vgl. Abbildung 5.32a) im Prüflingsvolumen deutlich, welches mit einer weiteren Reduktion der wirksamen Messfläche einhergeht ($B_e \downarrow$ in Abbildung 5.31). Ebenfalls bleiben die resultierenden Feldverzerrungen bestehen.

Werden Materialien mit $c_r \ll 1$ verwendet, so stellt das Schutzspaltmaterial (aufgrund der deutlich besseren Leitfähigkeit gegenüber dem Prüflingsmaterial) eine Form der elektrischen Kontaktierung

dar (vgl. Abbildung 5.32c), sodass bereits eine Homogenfeldausbildung vorliegt. Eine weitere Verrundung der Elektrodenkanten ist daher nicht zielführend.

Einzig für $c_r = 1$ zeigt sich eine Verrundung der Elektrodenkanten zur Reduktion der Feldüberhöhungen als effektiv. Durch die Verrundung (Simulationsstudien mit Verrundungsradien von 0,1 mm bis 2 mm in [S-MA7]) wird mit zunehmenden Rundungsradius nun FEF und v_{120} reduziert, gleichermaßen steigt v_{80} an, was wiederum dazu führt, dass das Testobjekt auch im vorherigen Homogenfeldbereich eine Feldschwächung erfährt. Hierdurch steigt wiederum die Unsicherheit der Leitfähigkeitsbestimmung. Dies führt zu dem Schluss, dass eine einzige Fokussierung auf die maximale Feldstärke in der Anordnung zur Bewertung des Rundungsradius nicht zielführend ist, vielmehr müssen auch die Effekte der Feldschwächung und das damit verbundene Absinken und die Normalfeldstärke U_{DC}/h_T betrachtet werden. Ein Kompromiss stellt hierbei die Verrundung mit Rundungsradien bis zu einigen hundert Mikrometern dar, sofern unverändert $c_r = 1$ gilt.

Resultieren weiterhin unterschiedliche Leitfähigkeitsverhältnisse (begünstigt z. B. durch die transiente Komponente der Leitfähigkeit, Feldstärkeabhängigkeit, etc.) bzw. wird eine wirkliche Homogenisierung der Feldverteilung im wirksamen Prüflingsvolumen angestrebt ($v_{120} \rightarrow 0$, $v_{80} \rightarrow 0$, $FEF \rightarrow 1$), so stellt sich der Einsatz von Schutzspaltmaterialien mit $c_r \leq 0,01$, unter feldtheoretischen Gesichtspunkten, deutlich positiver dar als eine Verrundung der Elektrodenkanten (vgl. Abbildungen 5.32c, 5.34c, 5.36c). Die praktische Einsetzeignung dieser Anordnungen unter Berücksichtigung von Oberflächenströmen und konstruktiven Aspekten (vgl. Abschnitt 5.5.1) gilt es gesondert zu betrachten. Ebenfalls wird für diese Fälle eine sensitive Studie im Hinblick auf resultierende Potentialanhebungen, aufgrund der hierdurch assoziierten parasitären Ströme, bedeutender.

Werden im Weiteren Maßnahmen der **Feldsteuerung für den Außenbereich der Elektrodenanordnung** betrachtet, so rückt gemäß Abschnitt 3.4.3 insbesondere das häufig eingesetzte Rogowskiprofil in den Fokus. Auch hier zeigen sich entsprechende Feldverdrängungseffekte, welche durch das Leitfähigkeitsverhältnis zwischen Testobjekt und Umgebungsmedium geprägt sind. Eine simulative Behandlung und entsprechende Profilintegration in die Simulationsumgebung ist im Zuge von [S-MA7] erfolgt. Ist das Umgebungsmedium weniger leitfähig als das Testobjekt, so resultieren im Bereich des Tripel-Punktes (vgl. Abschnitt 3.4.3), selbstverständlich auch bei Verwendung des Rogowski profils, Feldstärken deutlich oberhalb der Homogenfeldstärke. Diese begünstigen Teil- und Gleitentladungen respektive Prüflingsdurchschläge.

Diese Feldstärkeüberhöhungen verzerren für $f_v = g/h_T \ll 1$ die Feldverteilung im, für die Leitfähigkeitsanalyse genutzten, eigentlichen Homogenfeldbereich. Diese Rückwirkungen sind wiederum abhängig von der Weite der Schutzringelektrode (vgl. Abbildungen 5.20). Simulativ zeigt sich, dass erst wenn die Prüflingshöhe h_T signifikant die Aufлагeweite w übersteigt, eine Rückwirkung der durch die äußeren Elektrodenformgebung und Leitfähigkeitsverhältnisse verursachten Feldverteilung, auf den für die Leitfähigkeitsbestimmung relevanten Feldbereich erfolgt. Werden die Randbedingungen gemäß Gleichungen 5.30 und 5.31, insbesondere nach Gleichung 5.31, eingehalten, so sind die aufgrund der äußeren Formgebung resultierenden Feldverzerrungen im Hinblick auf die Auswirkungen auf die Feldverteilung, innerhalb des für die Leitfähigkeitsbestimmung relevanten Bereichs, vernachlässigbar (ohne Betrachtung von Raumladungsmigrationen o. Ä.).

Die geometrische Feldsteuerung mittels Rogowski profil ist daher insbesondere wieder für $c_r = 1$

gemäß Gleichung 5.32 von besonderer Bedeutung, welches z. B. bei Einsatz von tassenförmigen Isolierprobekörpern (vgl. Abschnitt 3.4.3) in Erscheinung tritt. Für $c_r = 1$ bestätigen sich bei $h_R = 12,5$ mm feldsimulativ im Wesentlichen die analytischen Beziehungen nach Rogowski gemäß Anhang A.5 für die in Abschnitt 5.1.2 vorgestellte Elektrodenanordnung, sodass die erwartete Homogenfeldstärke entlang des Elektrodenprofilzugs nicht überschritten wird (vgl. [S-MA7]). Für geringe Höhen des Testobjektes $h_T < h_R$ zeigen sich, wie bereits in Abschnitt 5.1.2 diskutiert, geringere Feldstärken entlang des Elektrodenprofilzugs. Erst sofern $h_T > h_R$ gilt, treten Feldüberhöhungen im Außenbereich in Erscheinung.

Für Polymere mit Leitfähigkeiten im Bereich 10^{-18} S/m $\leq \kappa \leq 10^6$ S/m (vgl. Abschnitt 2.2.2) ist es in Abhängigkeit des untersuchten Materials durchaus denkbar, dass das Umgebungsmedium (z. B. Luft) mit dem Richtwert $\kappa_L \approx 10^{-14}$ S/m (vgl. Abschnitt 3.4.3) eine leitfähigere Umgebung $c_r < 1$ (Gleichung 5.32) als der Prüfling selbst darstellt. Selbige Effekte ($c_r \leq 1$) können in Erscheinung treten, sofern die Elektrodenanordnungen zusätzlich mit Silikongummi (vgl. Abschnitt 3.4.3) umschlossen werden. Es gilt für diese Fälle, dass bei Zunahme der Leitfähigkeit des Umgebungsmediums ($c_r \downarrow$) die Feldstärke im Außenbereich abnimmt und der Bereich des Prüflings, in welchem dieser mit der Homogenfeldstärke belastet wird, zunimmt.

Für die Außenprofilsteuerung lassen sich folgende Aspekte zusammenfassen. Für $\kappa_U < \kappa_T; c_r > 1$ (Gleichung 5.32) sind für Leitfähigkeitsanalysen bei Einhaltung der Randbedingungen gemäß Gleichungen 5.30 und 5.31, insbesondere nach Gleichung 5.31, Einflüsse aufgrund der Feldverteilung im Umgebungsmedium vernachlässigbar. Der Einfluss von w zeigt sich bei zunehmender Höhe des Testobjekts für derartige Fälle deutlicher als der Einfluss der Elektrodenformgebung. Für $c_r \approx 1$ und $c_r > 1$ zeigt sich der Einsatz von Rogowskiprofilen ergänzend positiv, wodurch die Feldbelastung im Außenbereich der Elektrodenanordnung und dortig angrenzendem Prüfling reduziert wird. Feldsimulativ lassen sich die analytischen Zusammenhänge (vgl. Anhang A.5) für $c_r = 1$ bestätigen. Steigt die Umgebungsleitfähigkeit über die Leitfähigkeit des Testobjekts $\kappa_U > \kappa_T; c_r < 1$, so nimmt der Homogenfeldbereich innerhalb des Prüflings, auch außerhalb des für die Leitfähigkeitsbestimmung relevanten Bereichs, weiter zu und die Feldstärke im Außenbereich ab. Dies bedeutet, dass bei einem kontinuierlichen Absinken der Leitfähigkeit des Prüfobjekts (vgl. dielektrische Antwortfunktion) der Feldhomogenitätsgrad (ohne Betrachtung von Raumladungen) im Prüfling kontinuierlich zunimmt. Eine Beeinflussung der Leitfähigkeitsbestimmung kann daher bei Einhaltung von Gleichungen 5.30 und 5.31 simulativ (ohne Raumladungsbildung) ausgeschlossen werden. Der Homogenfeldbereich im Prüfling lässt sich bei Einsatz leitfähigerer Umgebungsmaterialien (z. B. Einschluss der Elektrodenanordnung in Silikonen o. Ä.) für akkurate Leitfähigkeitsbestimmungen weiter vergrößern. Für derartige Szenarien sind jedoch zusätzlich geschirmte Elektroden (z. B. $M_{B,i...iii}$) einzusetzen (vgl. Abbildung A.4, respektive Abschnitt 5.3.4).

Werden weiterführende Einsatzmöglichkeiten des Simulationsframeworks betrachtet, so zeigt sich die Kopplung zu Aspekten der Schaltkreissimulation als vorteilhaft. Es bestätigt sich ([S-MA7]), dass eine simulative Berücksichtigung der Potentialanhebung der Messelektrode aufgrund der Schutztechnik (des resultierenden Widerstands) nicht einzig auf Basis der Potentialvorgabe U_{ME} , sondern ebenfalls durch direkte Editierung von R_e gemäß Tabelle 5.2 erfolgen und entsprechend berücksichtigt werden kann. Hierdurch wird die grundsätzliche Möglichkeit der Verzahnung und

Berücksichtigung der analytischen Methoden (vgl. Unterkapitel 5.2), auch innerhalb der numerischen Feldberechnung, bestätigt. Erste numerische Simulationen, unter Berücksichtigung zeitlich gekoppelter Leitfähigkeiten und deren Vergleich gegenüber experimentell in Schutzringanordnungen bestimmter Leitfähigkeiten, zeigen sich in diesem Rahmen positiv (vgl. [S-MA7] sowie Ergänzende Modellierungsansätze und Analysen in Abschnitt 5.5.4).

Neben der Berücksichtigung der zeitlich gekoppelten Leitfähigkeit zeigen sich erste **Modellierungen dynamischer Feldverteilungen** bei zusätzlicher Berücksichtigung der Permittivität im Simulationsframework in [S-MA9] als zielführend. Durch Einsatz zeitabhängiger Studien lassen sich Implementierungen von doppeltexponentiellen Impulsen (vgl. Abschnitt 3.5.1), welche z. B. zur Nachbildung von Schaltstößen oder zur Nachbildung von Überspannungen an der Systemgrenze Konverter-Übertragungsmedium (Unterkapitel 4.2) relevant sind, erfolgreich umsetzen. Ebenfalls gelingt die Nachbildung von Polaritätswechselbeanspruchungen und Spannungssprüngen im Simulationsframework. Für derartige Dynamikbereiche zeigt sich die Auskopplung des Stroms zum gegenwärtigen Zeitpunkt, jedoch ohne Kopplung der Physik *electrical currents* und *electrical circuit*, sondern ausschließlich durch Einsatz einer Messsonde und singulärer Nutzung der Physik *electrical currents*, als zielführender. Die Ergebnisse für stationäre Studien bleiben durch diese Rekonfiguration des Simulationsframeworks unverändert.

Zur Verifikation der numerischen Berechnungsergebnisse innerhalb der dynamischen Studien empfiehlt sich der Vergleich zu analytischen Berechnungen (vgl. [S-MA9]). Bei Nachbildung des relevanten Prüflingsbereichs als Plattenkondensator mit den Parametern R_{DUT} und C_{DUT} (vgl. Abbildung 5.5) ist die entsprechende analytische Berechnung des Prüflingsstroms, z. B. unter Verwendung der Laplace-Transformation, durchführbar (vgl. Methodik in Abschnitt 5.2.2). Die erforderlichen Ersatzschaltbildparameter R_{DUT} und C_{DUT} folgen aus den Eingangsgrößen der numerischen Feldberechnung $\epsilon_0, \epsilon_r, h_T, \kappa_T$ unter Berücksichtigung der effektiven Elektrodenfläche A_{eff} , welche sich mittels der präsentierten stationären Studien bestimmen lässt. Im Hinblick auf die Nachbildung von Polaritätswechselbeanspruchungen zeigen sich innerhalb der Feldberechnungssoftware eingesetzte automatische Glättungen von Sprungfunktionen als weitere zu berücksichtigende Aspekte. Derartige Glättungen gilt es zu identifizieren und entsprechend bei den analytischen Berechnungen zu berücksichtigen, um resultierende Simulationsabweichungen transparent zu identifizieren und rückverfolgen zu können. Hierdurch lässt sich wiederum die Gültigkeit der numerischen Lösung bewerten bzw. verifizieren.

Die Berücksichtigung derartiger Effekte bildet die Basis um ebenfalls z. B. den Spannungsverlauf am Prüfling zu berücksichtigen. Dieser wird aufgrund des in Abbildung 5.5 dargestellten Tiefpasses (allg. zeitliche Beschreibung vgl. Gleichung 5.11) maßgeblich durch die Aufladung des Kondensators bestimmt. Die Berücksichtigung des zeitlichen Verlaufs der Prüflingsspannung ist gemäß Abschnitt 3.2.5, insbesondere bei Betrachtung von Gleichungen 3.13, erheblich, um numerische Rückschlüsse hinsichtlich der Eignung entsprechender dielektrischer Antwortfunktionen (z. B. Gleichungen 3.20, 3.21, 3.22) zu erhalten. Insbesondere dann, wenn die Spannung am Prüfling vom idealen Einheitssprung abweicht, sodass wiederum die allgemeine Beschreibung der Verschiebungsstromdichte (vgl. Gleichung 3.15) und nicht die Beziehungen für J_V unter Berücksichtigung

von Sprungantworten (vgl. Abschnitt 3.2.5) an Bedeutung gewinnt.

Zum gegenwärtigen Zeitpunkt beträgt die Simulationsabweichung zwischen analytischer und numerischer Betrachtung in den hierfür erforderlichen Voruntersuchungen ([S-MA9]) im Hinblick auf den zeitabhängigen Prüfungsstrom, welcher bei Betrachtung von Schaltstoßspannungsimpulsen, respektive bei Polaritätswechselbeanspruchungen oder bedingt durch den zeitabhängigen Prüfungsstromverlauf im Einschaltmoment erhalten wird, zwischen 5,8 und 6,4 %. Diese positiven Erfahrungen bestätigen den Einsatz und die Erweiterung des Simulationsframeworks und motivieren daher weitergehende Betrachtungen zur Reduktion der Modellierungsabweichung sowie zur Betrachtung dielektrischer Antwortfunktionen respektive zeitabhängiger Leitfähigkeiten.

5.3.6 Modellbasierte effektive Flächenkorrektur

Neben der Ermöglichung der in Abschnitt 5.3.5 vorgestellten weiterführenden Parameterstudien und zukünftigen Einsatzzwecke, lässt sich die numerisch modellbasierte Bestimmung der effektiven Elektrodenfläche ebenfalls zur Flächenkorrektur bei durchgeführten Leitfähigkeitsanalysen nutzen (vgl. [Z3]). Hierbei handelt es sich einzig um eine Korrektur der verwendeten effektiven Elektrodenfläche in der Bestimmungsgleichung der Leitfähigkeit (vgl. Gleichung 3.39), eine Homogenisierung der Feldverteilung innerhalb des für die Leitfähigkeitsbestimmung relevanten Feldraumes (vgl. Abschnitt 5.3.4) erfolgt hierdurch nicht.

Während im ASTM Standard 257-14 [110] $B_{c,i}$ zur Flächenkorrektur Anwendung findet, wird z. B. in DIN IEC 93 (VDE0303) [107] die Verwendung von $B_{c,iv} = 1$ fixiert¹³⁶. Werden die Auswirkungen auf die prozentuale Abweichung der bestimmten Leitfähigkeit unter Berücksichtigung der simulationsbasierten Korrekturfaktoren $B_{c,s}$ betrachtet, so korrelieren diese maßgeblich mit der prozentualen Abweichung der Flächenbestimmung. Für die relative Flächenabweichung wird in Anlehnung an [142], jedoch unter Verwendung der Betragsfunktion

$$\delta A_A = \left| \frac{A_{eff}(B_{c,x}) - A_{eff}(B_{c,s})}{A_{eff}(B_{c,x})} \right| 100 \% \quad \text{mit } x = i \text{ oder } x = iv \quad (5.40)$$

verwendet. Hierbei gilt zunächst allgemein

$$A_{eff}(B_c) = \pi \left(r_1 + B_c \frac{g}{2} \right)^2, \quad (5.41)$$

wobei unter der Verwendung des auf Basis der numerischen Feldsimulation bestimmten Korrekturfaktors $B_c = B_{c,s}$ oder bei Verwendung der Korrektur nach Amey $B_c = B_{c,i}$ (vgl. Gleichung 3.45) bzw. bei Verwendung der Korrektur nach DIN IEC 93 $B_c = B_{c,iv} = 1$ (vgl. Gleichung 3.49) Anwendung finden. Hierbei ist die Auswirkung nach Gleichung 5.40 identisch mit der relativen Leitfähigkeitsabweichung welche sich ergibt, sofern auf Basis von Gleichung 5.26, respektive Gleichung 3.39, für $\kappa(B_c)$

$$\kappa(B_c) = \frac{I_M h_T}{U_{DC}} \frac{1}{A_{eff}(B_c)} \quad (5.42)$$

¹³⁶ Normative Gültigkeiten und Neuerungen: siehe Abschnitt 2.2.1.

mit $A_{eff}(B_c)$ nach Gleichung 5.41 Anwendung findet und

$$\begin{aligned}\delta\kappa_A &= \left| \frac{\kappa(B_{c,s}) - \kappa(B_{c,x})}{\kappa(B_{c,s})} \right| 100 \% \\ &= \left| \frac{\frac{I_M h_T}{U_{DC}} \left(\frac{1}{A_{eff}(B_{c,s})} - \frac{1}{A_{eff}(B_{c,x})} \right)}{\frac{I_M h_T}{U_{DC}} \frac{1}{A_{eff}(B_{c,s})}} \right| 100 \% \\ &= \left| \frac{A_{eff}(B_{c,x}) - A_{eff}(B_{c,s})}{A_{eff}(B_{c,x})} \right| 100 \% \quad \text{mit } x = i \text{ oder } x = iv\end{aligned}\quad (5.43)$$

betrachtet wird. Hieraus folgt, dass die prozentuale Flächenabweichung δA_A nach Gleichung 5.40 identisch mit der Leitfähigkeitsabweichung nach Gleichung 5.43 ist. Wichtig zu beachten ist hierbei, dass sich aufgrund des reziproken Einflusses der effektiven Elektrodenfläche bei der Leitfähigkeitsbestimmung ein Wechsel der Bezugsgrößen im Nenner bei der zugeordneten Leitfähigkeitsabweichung ergibt.

Analog folgt bei Wechsel der Bezugsgrößen bei der Ermittlung der Flächenkorrektur

$$\delta A_B = \left| \frac{A_{eff}(B_{c,s}) - A_{eff}(B_{c,x})}{A_{eff}(B_{c,s})} \right| 100 \% \quad \text{mit } x = i \text{ oder } x = iv, \quad (5.44)$$

welches mit

$$\begin{aligned}\delta\kappa_B &= \left| \frac{\kappa(B_{c,x}) - \kappa(B_{c,s})}{\kappa(B_{c,x})} \right| 100 \% \\ &= \left| \frac{A_{eff}(B_{c,s}) - A_{eff}(B_{c,x})}{A_{eff}(B_{c,s})} \right| 100 \% \quad \text{mit } x = i \text{ oder } x = iv\end{aligned}\quad (5.45)$$

korreliert. Hierbei gelten die Beziehungen gemäß Gleichungen 5.43 und 5.45 ebenfalls, sofern scheinbare Leitfähigkeiten (Abschnitt 3.2.6) betrachtet werden.

Wird im Allgemeinen die relative Flächenveränderung aufgrund des zu berücksichtigenden Korrekturfaktors B_c gegenüber der geometrischen Elektrodenfläche $B_c = 0$ betrachtet, so folgt

$$\frac{\Delta A}{A_{geo}} = \frac{\pi \left(r_1 + B_c \frac{g}{2} \right)^2 - \pi r_1^2}{\pi r_1^2} = B_c \frac{g}{r_1} + B_c^2 \frac{g^2}{4r_1^2} \quad (5.46)$$

und es wird unmittelbar ersichtlich, dass der Einfluss des Korrekturfaktors B_c auf die zu berücksichtigende relative Flächenänderung, insbesondere bei geringen Schutzspaltbreiten, sowie bei großen Radien der Messelektrode abnimmt - da für diese Fälle der relative Flächenzuwachs geringer ausfällt.

Die resultierenden Abweichungen gemäß Gleichungen 5.40, 5.43, 5.44 und 5.45 werden unter Nutzung einer Simulationsstudie für die geschirmten Messanordnungen $M_{B,i...iii}$ gezeigt (ungeschirmte Anordnung siehe [Z3]). Hierbei wird die Elektrodenhöhe mit $h_E = 10$ mm und $\kappa_T = \kappa_U = \kappa_G = 10^{-15}$ S/m angenommen und $f_V = [0;1;0;1;10; 15;5;30]$ variiert. Für die weiteren Parameter gelten die Angaben gemäß Tabelle 5.2. Für B_c folgen die Ergebnisse in Abbildung 5.37, diese resultieren

in den prozentualen Flächen- respektive Leitfähigkeitsabweichungen gemäß Abbildung 5.38. Die jeweils verzeichneten zusätzlichen Linien (ohne Marker) geben die Auswirkungen an, sofern (exemplarisch) eine Bestimmung von $B_{c,s}$ mit einer Simulationsabweichung von $\pm 5\%$ angenommen wird. Diese Simulationsabweichung wird zur grundsätzlichen Visualisierung des Einflusses erheblich oberhalb derer, welche in Tabelle 5.6 für das Simulationsframework fixiert ist, angenommen. Der farblich rot hinterlegte Bereich kennzeichnet unverändert die Gültigkeitsbeziehungen auf Basis der Gleichungen 5.30 und 5.31.

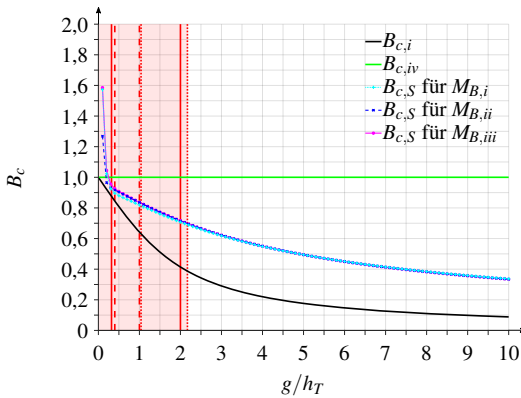


Abbildung 5.37: Simulationsergebnisse für die zu berücksichtigende Feldverzerrungskorrektur in Schutzringanordnungen gemäß Gleichung 5.28 bei $M_{B,i...iii}$. Insbesondere gilt: $h_E = 10\text{ mm}$ und $\kappa_T = \kappa_U = \kappa_G = 10^{-15}\text{ S/m}$, weitere Parameter gemäß Tabelle 5.2. Gültigkeitseinschränkungen gemäß Tabelle 5.4 sind in rot, ebenfalls unter Beachtung der zugehörigen Liniendarstellung, visualisiert.

Wird zunächst Abbildung 5.37 betrachtet, so ist ersichtlich, dass die Simulationsergebnisse $B_{c,s}$ für alle Anordnungen $M_{B,i...iii}$ im Wesentlichen übereinander liegen. Ebenfalls zeigt sich, dass mit zunehmendem g/h_T Verhältnis der Abstand zwischen $B_{c,s}$ und $B_{c,iv}$ zunimmt. Dies bestätigt sich in Abbildung 5.38. Beim Vergleich der Auswirkungen des Einsatzes des Korrekturfaktors $B_{c,iv}$ nach DIN IEC 93 mit dem simulationsbasierten Korrekturfaktor $B_{c,s}$ (vgl. Abbildungen 5.38c, 5.38d) nimmt die prozentuale Abweichung für steigende g/h_T Verhältnisse, somit für abnehmende Höhen des Testobjektes, erheblich zu. Dies bedeutet, dass bei nicht präziser Berücksichtigung der tatsächlich vorliegenden Feldverhältnisse und damit einhergehender effektiver Elektrodenfläche (wie durch Simulationsstudien möglich) eine erhebliche Ungenauigkeit/Abweichung für die bestimmte Leitfähigkeit resultiert. Diese hierdurch erwachsende Unsicherheit in der Leitfähigkeitsbestimmung beträgt im Mittel für das betrachtete Beispiel $0,1 \leq f_V \leq 10$ für $M_{B,i}$: $\overline{\delta\kappa_A} = 18,17\%$ $\overline{\delta\kappa_B} = 22,75\%$, für $M_{B,ii}$: $\overline{\delta\kappa_A} = 8,14\%$ $\overline{\delta\kappa_B} = 8,97\%$ und für $M_{B,iii}$: $\overline{\delta\kappa_A} = 6,63\%$ $\overline{\delta\kappa_B} = 7,16\%$ ¹³⁷.

¹³⁷ Diese Angaben sind sensitiv im Hinblick auf den Einsatz der Schirmung - Angaben für Anordnungen ohne Schirmung siehe [Z3].

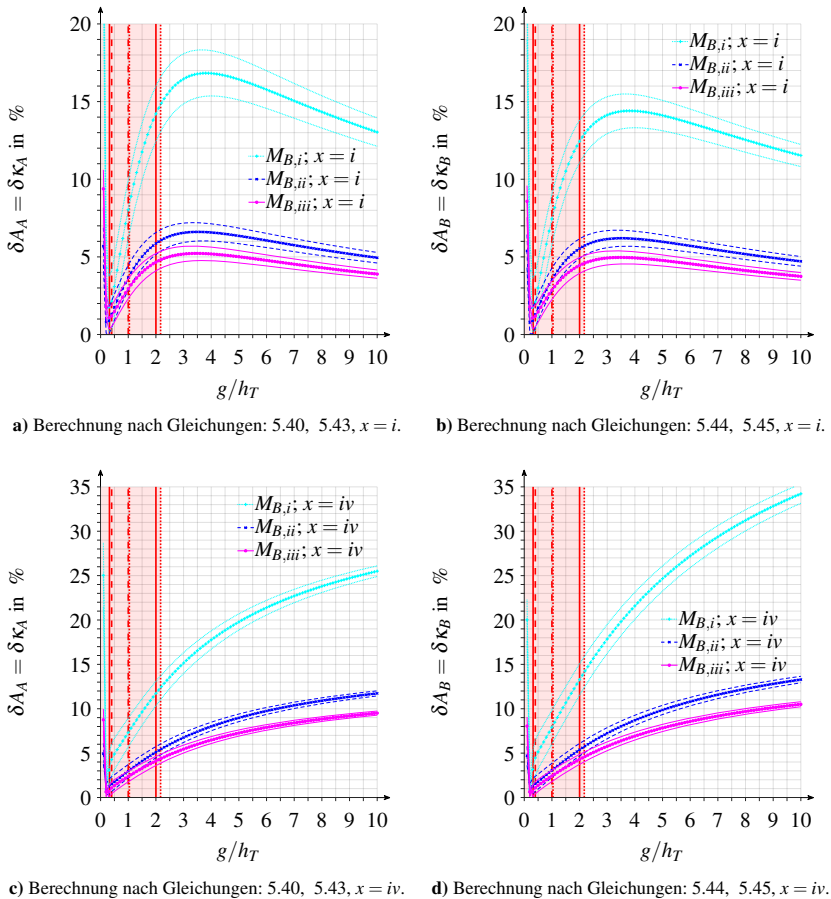


Abbildung 5.38: Absolute prozentuale Flächen- und Leitfähigkeitsabweichungen, sofern die simulationsbasierten Korrekturfaktoren nach Abbildung 5.37 entgegen der Korrekturverfahren nach Amey ($x = i$) bzw. nach DIN IEC 93 ($x = iv$) eingesetzt werden. Gültigkeitseinschränkungen gemäß Tabelle 5.4 sind in rot, ebenfalls unter Beachtung der zugehörigen Liniendarstellung, visualisiert. Die jeweils verzeichneten zusätzlichen Linien (ohne Marker) geben die Auswirkungen an, sofern (exemplarisch) eine Bestimmung von $B_{c,s}$ mit einer Simulationsabweichung von $\pm 5\%$ angenommen wird.

Eine Besserung stellt für den betrachteten Fall die Nutzung $B_{c,i}$ dar. Gemäß Abbildung 5.37 zeigt sich bereits, dass der Abstand zwischen $B_{c,S}$ und $B_{c,i}$ mit zunehmenden g/h_T Verhältnis abzunehmen, respektive zu stagnieren scheint. Wird diesbezüglich die hierdurch erwachsende Unsicherheit in der Leitfähigkeitsbestimmung in den Abbildungen 5.38a, 5.38b betrachtet, so bestätigt sich dies. Die bei Einsatz des Korrekturverfahrens nach Amey erwachsende Unsicherheit in der Leitfähigkeitsbestimmung beträgt im Mittel $0,1 \leq f_V \leq 10$ für $M_{B,i}$: $\overline{\delta \kappa_A} = 14,12\%$ $\overline{\delta \kappa_B} = 12,28\%$, für $M_{B,ii}$: $\overline{\delta \kappa_A} = 5,50\%$ $\overline{\delta \kappa_B} = 5,2\%$ und für $M_{B,iii}$: $\overline{\delta \kappa_A} = 4,41\%$ $\overline{\delta \kappa_B} = 4,22\%$ ¹³⁸.

Bei Betrachtung von Abbildung 5.38 ist auffallend, dass unabhängig vom gewählten Korrekturverfahren für $B_{c,x}$ ($x = i, x = iv$) die erwachsenden Unsicherheiten für Messanordnung $M_{B,i}$ am größten und für Messanordnung $M_{B,iii}$ am geringsten sind. Dies bestätigt sich auch bei Verwendung der ungeschirmten Anordnung (vgl. [Z3]). Dies liegt in der Tatsache begründet, dass bei vergleichbaren Schutzspaltweiten ($g = [6, 5; 5; 6]$ mm) die geometrische Elektrodenfläche von $M_{B,i}$ bzw. M_i am kleinsten ist. Hierdurch führen Unsicherheiten bei der Bestimmung von B_c zu einem deutlicheren relativen Flächenfehler als bei Elektrodenanordnungen die bereits über eine größere geometrische Elektrodenfläche verfügen (vgl. Gleichung 5.46). Auf Basis dieser Erkenntnisse bestätigt sich die Verwendung einer groß gewählten Elektrodenfläche, welches in Einklang mit der Empfehlung nach ASTM zur Verwendung von M_{iii} bei präzisen Messungen von sehr hohen spezifischen Widerständen ist (vgl. Abschnitt 3.3.1) ¹³⁹. Zusätzlich wird der Einsatz einer möglichst geringen Schutzspaltbreite motiviert. Dies steht jedoch in Diskrepanz zur steigenden Wahrscheinlichkeit von Fehlmessungen, sofern diese eine Breite von 5 mm unterschreitet ([107] - vgl. Abschnitt 3.3.1), daher zeigt sich der Einsatz von 5 mm als vorteilhaft (siehe auch prototypische Realisierung: Abschnitt 5.1.2). Darüber hinaus führt eine numerische Bestimmung der anzuwendenden Flächenkorrektur zu einer erheblichen Reduktion der resultierenden Unsicherheit bei der experimentellen Leitfähigkeitsbestimmung. Alternativ gewinnt auch hier wiederum der Einsatz leitfähiger Schutzspaltmaterialien an Bedeutung (vgl. Abschnitt 5.3.4), da für diese Fälle der zugehörige Flächenkorrekturfaktor $B_{c,S}$ über f_V weitgehend konstant ist und zusätzlich eine Homogenisierung der Feldverteilung innerhalb des für die Leitfähigkeitsbestimmung relevanten Feldraumes erfolgt.

5.3.7 Resümee zur numerischen Modellbildung von Versuchsanordnungen zur Leitfähigkeitsanalyse

Die numerische Modellbildung von Versuchsanordnungen zur Leitfähigkeitsanalyse bildet eine wesentliche Voraussetzung zur Formulierung der Voraussetzungen einer präzisen Leitfähigkeitsbestimmung aus feldtheoretischer Sicht. Diese Betrachtung gewinnt bei Materialien, welche selbst wiederum feldstärkeabhängigen Eigenschaften unterworfen sind, an Bedeutung und erlaubt folgende Zusammenfassung.

¹³⁸ Diese Angaben sind sensitiv im Hinblick auf den Einsatz der Schirmung - Angaben für Anordnungen ohne Schirmung siehe [Z3].

¹³⁹ Bei der Vergrößerung der Fläche der Messelektrode gilt es zu berücksichtigen, dass hierdurch ebenfalls ein Anwachsen der Prüfungskapazität resultiert, welches sich wiederum in einer Vergrößerung der kapazitiven Verschiebungsströme ausdrückt (vgl. Unterkapitel 5.2).

- Das in Abschnitt 5.3.1 vorgestellte Simulationsframework erlaubt in Verbindung mit den dort eingeführten Auswertungs- und Verifikationsmethoden eine komfortable numerische Modellbildung und Bewertung von Versuchsanordnungen zur Leitfähigkeitsanalyse.
 - Die Betrachtung der Feldraumdiskretisierung und die Anwendung des in Abschnitt 5.3.2 vorgestellten Vorgehens zur Erstellung des Berechnungsnetzes ist von wesentlichem Interesse, um die Simulationsabweichungen gegenüber der analytischen Betrachtung erheblich zu reduzieren. Die hiermit erzielten geringen Simulationsabweichungen $\max(|\delta_S|) \ll 1\% \forall f_V \geq 1$ sind essenziell, um Aus- und Rückwirkungen auf die Feldverteilung in Schutzringanordnungen zuverlässig bewerten zu können.
 - Die Gültigkeitseinschränkungen der analytischen Beziehungen gemäß der Zusammenfassung in Tabelle 3.4 bieten einen guten Überblick, in welchen Bereichen eine Simulationsverifikation unter Verwendung von analytischen Beziehungen erfolgen kann. Feldsimulativ lässt sich z. B. der Einfluss der Schutzringweite w für Prüflinge mit $h_T \gg w$ in Einklang mit den analytischen Randbedingungen zeigen. Dies kann daher für $h_T \gg w$ weitere Studien und Optimierungen (Anpassung von r_1 , Feldraumdiskretisierung, etc.), insbesondere für Untersuchungen an realen Isolierwandstärken, motivieren.
- Die Unabhängigkeit des Einflusses der Elektrodenhöhe auf die durchzuführende effektive Flächenkorrektur bestätigt sich bei Einhaltung der Gültigkeitseinschränkungen gemäß Amey $B_{c,i}$. Für selbige Fälle lässt sich eine Potentialanhebung der Messelektrode wirksam durch die resultierende reduzierte Potentialdifferenz bei der Leitfähigkeitsbestimmung berücksichtigen (siehe Abschnitt 5.3.3).
- Können die Einflüsse der Leitfähigkeiten der Umgebungsmedien und des Schutzspaltmediums nicht vernachlässigt werden, so zeigen sich nach Abschnitt 5.3.4 wesentliche Einflüsse.
 - Der Einsatz zusätzlich geschirmter Elektroden (M_B) minimiert den Einfluss der Umgebungsleitfähigkeit. Insbesondere wenn $\kappa_U \ll \kappa_T$ nicht mehr erfüllt ist, können parasitäre Ströme im Umgebungsmedium zu einer Ergebnisverfälschung beitragen (vgl. Abbildung 5.22).
 - Die Erweiterung der analytischen Beschreibungsgleichung zur Berücksichtigung von Schutzspaltmaterialien, welche gegenüber dem Prüfling abweichende Leitfähigkeiten besitzen, zeigt sich vielversprechend. Unter Berücksichtigung der in Tabelle 3.4 formulierten Einschränkungen gilt es nun ebenfalls die Elektrodenhöhe zu berücksichtigen.
 - In Simulationsstudien bestätigt sich der Einfluss der Elektrodenhöhe. Dieser ist jedoch komplexer als in der analytischen Beschreibungsgleichung. Ein wesentlicher Einfluss der Schutzspalthöhe wird identifiziert (siehe Abbildungen 5.25, 5.26).
 - Werden konstruktive Aspekte berücksichtigt, die bei der Nutzung von geschirmten Anordnungen in Erscheinung treten, so ergeben sich erhebliche Abweichungen zu bestehenden analytischen Beschreibungsgleichungen.

- Einflussnehmende Parameter sind die Elektroden- und Schutzspalthöhen sowie die Leitfähigkeiten der eingesetzten Schutzspaltmaterialien. Die Symmetrie der Elektroden (Ausführung der Mess- und Schutzringelektrode) beeinflusst darüber hinaus die effektive Elektrodenfläche (vgl. Abbildung 5.35).
 - Eine maßgebliche Homogenisierung des für die Leitfähigkeitsbestimmung genutzten Feldbereichs ist erzielbar, sofern im Schutzspalt Materialien eingesetzt werden, die um einen Faktor 100 leitfähiger als das Prüflingsmaterial sind (vgl. z. B. Abbildungen 5.32, 5.34, 5.36). Dies ist insbesondere für feldstärkeabhängige Materialien von Interesse, um die durch Feldinhomogenitäten wiederum hervorgerufenen Leitfähigkeitsunterschiede im Material zu minimieren. Die praktische Einsatzzeignung derartiger Anordnungen unter Berücksichtigung von Oberflächenströmen und konstruktiven Aspekten (vgl. Abschnitt 5.5.1) gilt es gesondert zu betrachten. Ebenfalls wird für diese Fälle eine sensitive Studie im Hinblick auf resultierende Potentialanhebungen, aufgrund der hierdurch assoziierten parasitären Ströme, bedeutender.
- Der Einsatznutzen des in Abschnitt 5.3.1 vorgestellten Simulationsframework zeigt sich auch in weiterführenden Parameterstudien und für zukünftige Einsatzzwecke in Abschnitt 5.3.5 deutlich.
 - Die Bewertung des Einsatzes geometrischer Feldsteuerungen (Rundungsradien und Außenprofile) hat erneut unter Berücksichtigung der Leitfähigkeitsverhältnisse zu erfolgen und zeigt sich im Wesentlichen erst effektiv sofern identische Testobjekt- und Schutzspalt- respektive Testobjekt- und Umgebungsleitfähigkeiten vorliegen.
 - Es bestätigt sich, dass bei Einsatz von Rundungsradien zwischen Mess- und Schutzringelektrode die maximale Feldstärke reduziert werden kann. Gleichmaßen wird hierdurch der überwiegend vorherrschende Anteil der Feldschwächung (vgl. Abbildungen 5.32, 5.34, 5.36) weiter verstärkt.
 - Der Einsatznutzen des Rogowski Profils unterliegt ebenfalls der Berücksichtigung der benannten Leitfähigkeitsverhältnisse. Werden die Randbedingungen gemäß Gleichungen 5.30 und 5.31 eingehalten, so sind die aufgrund der äußeren Formgebung resultierenden Feldverzerrungen im Hinblick auf die Auswirkungen auf die Feldverteilung innerhalb des für die Leitfähigkeitsbestimmung relevanten Bereichs vernachlässigbar. Der Homogenfeldbereich im Prüfling lässt sich bei Einsatz leitfähigerer Umgebungsmaterialien weiter vergrößern.
 - Sowohl die Kopplung zu Aspekten der Schaltkreissimulation, als auch die Berücksichtigung von zeitlich gekoppelten Leitfähigkeiten sowie erste Modellierungen dynamischer Feldverteilung zeigen sich als zielführend und erlauben z. B. unter Verwendung der Laplacetransformation eine entsprechende Verifikation.
 - Die identifizierten Abweichungen der effektiven Elektrodenfläche sind nicht unmittelbar übertragbar auf die resultierenden Abweichungen bei der experimentellen Leitfähigkeitsbe-

stimmung. Diese werden in Abschnitt 5.3.6 betrachtet und motivieren eine modellbasierte Flächenkorrektur.

- Hierbei bestätigt sich, dass bei geringen Schutzspaltbreiten, sowie bei großen Radien der Messelektrode der Einfluss der Flächenkorrektur abnimmt.
- Exemplarisch lässt sich zeigen, dass bei analytischer Betrachtung der effektiven Elektrodenflächen der geschirmten Anordnung Unsicherheiten in Abhängigkeit der genutzten Elektrodenanordnung von bis zu 22,75 % erwachsen können.

⇒ Das vorgestellte und verifizierte Simulationsframework bietet ein leistungsfähiges Werkzeug zur Bewertung und Auslegung von Elektrodenanordnungen. Die Feldverteilung in derartigen Anordnungen ist multifaktoriellen Einflüssen unterworfen. Die Bestimmung und Anwendung des Flächenkorrekturfaktors B_c ist von Relevanz, da diesem Parameter zusätzlich z. B. gemäß [142] ebenfalls eine Applikation bei zylindrischen, quadratischen und rechteckigen Elektroden zugesprochen wird (vgl. Abschnitt 3.3.2). Neben Designoptimierungen und modellbasierten Korrekturen werden darüber hinaus Erweiterungen im Kontext der Schaltkreissimulation sowie zur Abbildung dynamischer Feldverteilungen ermöglicht.

5.4 Mathematische Verfahren zur Messdatenanalyse

Im Kontext der mathematischen Verfahren zur Messdatenanalyse und Entrauschung der erfassten Strom-Zeit-Verläufe bei Leitfähigkeitsanalysen ist der Einsatz von gleitenden Mittelwert- bzw. Medianfiltern (auch wiederholende Anwendung) üblich (vgl. Abschnitt 2.2.4).

Im Folgenden werden neuartige Analyse- und Entrauschungsmethoden unter Berücksichtigung des physikalischen Werkstoffverhaltens, insbesondere der Zeitabhängigkeit des Absorptionsstroms (vgl. Abschnitt 3.2.5), eingeführt. Diese Methoden sind teilweise Bestandteil der zugehörigen Veröffentlichungen [K11, K12]¹⁴⁰. Neben den vorgestellten Entrauschungsmethoden wird zusätzlich die Rückschlussmöglichkeit auf die dem Werkstoff zu Grunde liegende dielektrische Antwortfunktion gesteigert. Diesbezüglich erfolgt zunächst in Abschnitt 5.4.1 eine kurze Vorstellung der Zeitbasenkorrektur. Verfahren zur detaillierteren Analyse der Steigung von dielektrischen Antwortfunktionen werden in Abschnitt 5.4.2 präsentiert und die Methodik der linearen Trendfilterung in Abschnitt 5.4.3 eingeführt, bevor in Abschnitt 5.4.4 das Resümee des Unterkapitels folgt.

5.4.1 Zeitbasenkorrektur

Im Zuge der vorgestellten Messwertdokumentation (Abschnitt 5.1.4) ist dargelegt worden, dass eine Messdatenerfassung mit klarer zeitlicher Vorgabe zu Redundanzen bzw. gesteigerter Störanfälligkeit der Messungsdurchführung führen kann. Diesbezüglich hat es sich als zielführend erwiesen, eine Messphase mittels `while`-Schleife zu realisieren. Der Zeitbezug der Messdaten wird gewährleistet indem diese mit aktualisierten Systemzeitstempel abgespeichert werden. Hierdurch wird zum

¹⁴⁰ Die Veröffentlichung „Methods for Post-Processing and Trend Analysis of Conductivity Measurement Data“ ([K11]) wurde im September 2018 von der IEEE Dielectrics and Electrical Insulation Society mit dem „IEEE Caixin Sun and Stan Grzybowski Best Student Paper Award“ ausgezeichnet.

Messdatenvergleich wiederum eine Zeitbasenkorrektur („Re-timing“) erforderlich (vgl. [K11]).

In Abhängigkeit der Stromdynamik und gewählten Messgerätekonfiguration liegen die Messergebnisse nicht in äquidistanten Zeitabständen vor. Zum Ergebnisvergleich verschiedener Messreihen untereinander ist dies jedoch vorteilhaft. Zu diesem Zwecke werden die Messergebnisse auf einen äquidistanten Zeitvektor mit Messdaten je Sekunde überführt. Zunächst werden, nach Abschluss der Messung, die Systemzeitstempel mathematisch gerundet. Liegen mehrere neue Messwertausgaben je Sekunde vor, so wird der Mittelwert je Sekunde gebildet. Liegt für eine Sekunde keine Messwertausgabe vor, so wird für diesen Datenpunkt im Zeitbereich ein Messdatenpunkt linear auf Basis der benachbarten Sekundenmesswerte interpoliert. Zur Qualitätsevaluation wird die Anzahl derartig (interpolierter) erhaltener Datenpunkte mit der Kenngröße q_m erfasst. Hierdurch erlaubt q_m unmittelbar einen Rückschluss auf die Qualität und Robustheit der Messdatenerfassung.

Der Einsatz eines Tiefpassfilters führt zur Reduktion kapazitiver Verschiebungsströme und empfiehlt sich aufgrund dessen bei Leitfähigkeitsanalysen (vgl. Abbildung 5.7). Gleichermaßen ist aufgrund dieses Filtereinsatzes der zeitliche Verlauf der Spannung am Prüfling (vgl. z. B. Gleichung 5.11) sowohl von der Filterkapazität als auch von der Prüflingskapazität selbst abhängig. Um bei unterschiedlichen Prüflingen respektive Filterkapazitäten einen Ergebnisvergleich zu ermöglichen, gilt es z. B. mittels Gleichung 5.11 zu eruieren, wann die Spannung am Prüfling stabilisiert ist und der lediglich aufgrund der Spannungsänderung vorhandene Stromfluss entsprechend abgeklungen ist (vgl. Abbildung 5.7). Diese Zeitdauer bis zur Spannungsstabilisierung am Prüfling wird im Folgenden t_Δ benannt und entsprechend berücksichtigt.

Eine Unterscheidbarkeit zur normalen Messzeit wird bei Anwendung der Zeitbasenkorrektur durch Einführung der Notation t_x erzielt. Hierbei bezeichnet t_x , dass zunächst die Zeitbasenkorrektur durchgeführt wird, also ein äquidistanter Zeitvektor mit Messdaten je Sekunde vorliegt und des Weiteren die Zeitdauer der Spannungsstabilisierung am Prüfling ($t_x = t - t_\Delta$) berücksichtigt wird.

5.4.2 Steigungsanalyse und gleitende lineare Regression

Bei Betrachtung der in Abschnitt 3.2.5 eingeführten mathematischen Modellbildungen der dielektrischen Antwortfunktion zeigen sich insbesondere bei Bezugnahme auf Schweidler (Gleichung 3.21) und Jonscher (Gleichung 3.22) Gemeinsamkeiten. Unter der Annahme, dass die Potenzgesetzmäßigkeit nach Schweidler bzw. Jonscher erfüllt sind, folgt für den in Anlehnung an Schweidler benannten „anomalen Ladungsstrom“ $I_a(t) \approx B_S t^{-n_s}$. Hierbei gilt für den Exponenten n_s gemäß Schweidler $n_s < 1$ und bei Berücksichtigung der Betrachtung der universal dielectric response“ (Gleichung 3.23) folgt entsprechend bei Verwendung des selbigen Exponenten $0 < n_s < 2$, welches wiederum die Ähnlichkeit der Beschreibungsformen zueinander unterstreicht.

Wird ein derartig zeitabhängiger Strom innerhalb einer Messanordnung erfasst, so resultiert eine scheinbare Leitfähigkeit (vgl. Abschnitt 3.2.6), die einer Zeitabhängigkeit unterworfen ist. Wird zunächst die in Abschnitt 5.4.1 benannte Zeitbasenkorrektur für die Strommesswerte I_M durchgeführt und diese im Anschluss gemäß Gleichung 3.39 unter Verwendung der effektiven Elektroden-

fläche in eine (scheinbare) Leitfähigkeit überführt, so gilt für diese unter vorzeichenunabhängiger Notation der Potenz ¹⁴¹

$$\sigma(t_x) \approx \sigma_A t_x^n, \quad (5.47)$$

wobei in Anlehnung an die obigen Ausführungen bzw. Gleichung 3.23 für $n: -2 < n < 0$ folgt und σ_A in Anlehnung an B_S einen weiteren Parameter darstellt. Wird ein Wechsel von der zeitlichen Domäne in die logarithmische Domäne ¹⁴² durchgeführt, so ergibt sich (vgl. [K11])

$$\underbrace{\log_\beta(\sigma(t_x))}_y \approx \underbrace{n}_m \underbrace{\log_\beta(t_x)}_x + \underbrace{\log_\beta(\sigma_A)}_b \quad (5.48)$$

und somit ein mathematischer Geradenzusammenhang, wobei die Basis des Logarithmus β wählbar ist. Aufgrund der üblichen Darstellungsform von zeitabhängigen Leitfähigkeitsanalysen unter Verwendung des Zehnerlogarithmus wird künftig, ohne besondere Ausweisung, $\beta = 10$ verwendet. Aus Gleichungen 5.47 und 5.48 wird ersichtlich, dass ein potenziertes zeitlicher Einfluss in eine lineare Ausprägung bei logarithmischer Zeitbasis mündet. Die Ergebnisse für n respektive m sind hierbei direkt übertragbar; wobei zur weiteren Unterscheidbarkeit grundsätzlich eine Unterscheidung zwischen der Potenz n und der bestimmten Geradensteigung m beibehalten wird.

Steigungsanalyse

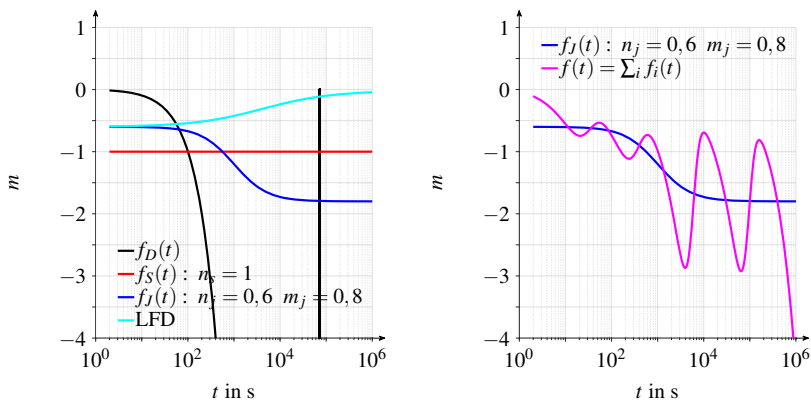
Unter Bezugnahme auf die in Abschnitt 3.2.5 vorgestellte transiente Komponente der Leitfähigkeit ist eine Analyse der Steigungen gemäß Gleichung 5.48 für die in Abbildungen 3.8 und 3.9b dargestellten dielektrischen Antwortfunktionen möglich. Aufgrund der mathematisch definierten Funktionen (vgl. Gleichungen 3.20, 3.21 und 3.22) sind eine analytische Ableitung sowie eine zugehörige numerische Ableitung zur Steigungsanalyse durchführbar. Da im Zuge von realen Messungen diskrete Datenpunkte vorliegen, wird eine numerische Ableitung der je Sekunde vorliegenden Funktionswerte durchgeführt ¹⁴³ $\left(m = \frac{\Delta \log_{10}(f)}{\Delta \log_{10}(t)}\right)$. Aufgrund der Differenzbildung erfolgt eine Vektorverkürzung der Funktionsdaten jeweils um einen Datenpunkt. Die zugehörigen Ergebnisse werden vereinfacht jeweils der Folgesekunde zugeordnet, wodurch die in Abbildung 5.39 dargestellten Ergebnisse, entgegen der Funktionswerte (vgl. Abbildungen 3.8 und 3.9b), jeweils erst bei $t = 2$ s starten.

Bei der Steigungsanalyse der Debye-Funktion $f_D(t)$ resultieren numerische Artefakte, welche sich in Abbildung 5.39a visualisiert finden. Für $t \gtrsim 72000$ s folgt eine numerisch ermittelte Steigung von $m \approx 0$ und für $t \gtrsim 72500$ s folgen nicht numerische Werte. Die Existenz derartiger Steigungen erfahren bei der analytischen Ableitung von Gleichung 3.20: $\frac{\partial f_D(t)}{\partial t} \propto -\exp\left(-\frac{t}{\tau}\right)$ keine Bestätigung. Werden die weiteren Verläufe in Abbildung 5.39a betrachtet, so sind diese konsistent und für $f_S(t)$ wird eine konstante Steigung $m = -1$ identifiziert, wohingegen für $f_J(t)$ die in Abschnitt 3.2.5

¹⁴¹ Die folgenden Zusammenhänge und Ausführungen sind bereits mit dem Fokus der Anwendung bei Messdaten unter Verwendung der Zeitbasenkorrektur (t_x , vgl. Abschnitt 5.4.1) formuliert. Bei Verwendung synthetischer und zeitäquidanter Testdaten je Sekunde, die daher keine Zeitbasenkorrektur und keine Korrektur der Zeitdauer der Spannungsstabilisierung erfordern, ergibt sich $t_\Delta = 0$, wodurch die Applikation gleichermaßen mit $t_x = t - t_\Delta = t$ umsetzbar ist.

¹⁴² Die Bildung des Logarithmus erfolgt dimensionslos, vor Anwendung des Logarithmus gilt: t_x in s, $\sigma(t_x)$ und σ_A in S/m.

¹⁴³ In der Realisierung folgt z. B. `diff(log10(f)) ./ diff(log10(t))` in MATLAB.



a) Steigungsanalyse, Funktionen siehe Abbildung 3.8. b) Steigungsanalyse, Funktionen siehe Abbildung 3.9b.

Abbildung 5.39: Numerisch ermittelte zeitabhängige Steigungsverläufe der dielektrischen Antwortfunktionen gemäß Abbildung 3.8 und 3.9b.

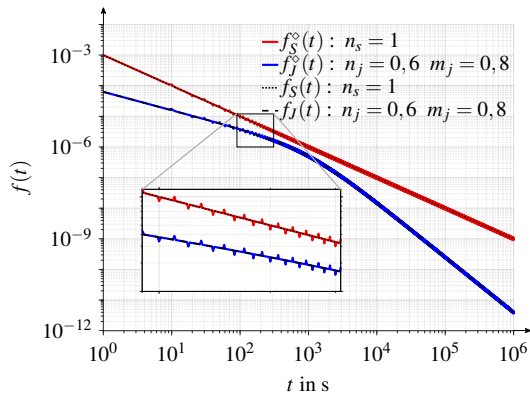
formulierte Steigungsänderung von $m = -0,6$ zu $m = -1,8$ beobachtet wird. Eine Steigungszunahme folgt bei dem vorgestellten LFD-Mechanismus, welcher zu einem Anstieg von $m = -0,6$ zu $m \approx 0$ führt.

Wird die ESB-Nachbildung/DRT-Modellvorstellung gemäß Abbildung 3.9 mit den resultierenden Steigungen in Abbildung 5.39b betrachtet, so zeigt sich bei DRT ein nahezu „schwingendes“ Steigungsverhalten im Vergleich zur Modellvorstellung nach $f_J(t)$. In Abhängigkeit von der jeweiligen Zeitkonstante τ_i folgt ein deutlicher Einbruch der Zeitbereichsfunktion (vgl. Abbildung 3.9) welcher entsprechend in Abbildung 5.39b mit einer Abnahme von m einhergeht. Analog folgt für die verbleibenden Anteile der Überlagerungsfunktion ein erneuter Steigungszuwachs, bis es zum erneuten Einbruch der Zeitfunktion mit der damit einhergehenden erneuten Abnahme von m kommt. Dementsprechend kann die zugehörige Steigungsanalyse der Zeitbereichsfunktion ein Werkzeug zur Bestimmung der zugehörigen dielektrischen Antwortfunktion bilden.

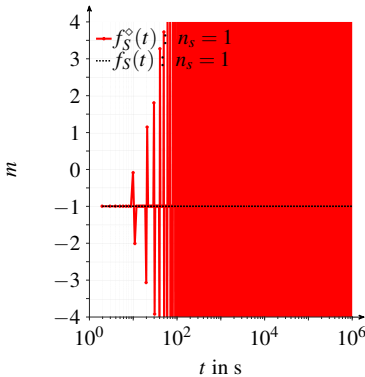
Bei der Steigungsanalyse der Debye-Funktion $f_D(t)$ in Abbildung 5.39a zeigten sich bereits numerische Artefakte, welche nun weitere Beachtung finden und das Auftreten derartiger numerischer Instabilitäten illustrieren. Werden die Daten aus der zeitlichen Domäne in die logarithmische Domäne überführt, so reduziert sich der verwendete Nenner im Zuge der Steigungsbestimmung. In der (vertrauten) zeitlichen Domäne gilt unverändert für die Zeitdifferenz zwischen der zehnten und elften Sekunde $\Delta t = 11 \text{ s} - 10 \text{ s} = 1 \text{ s}$ welches identisch mit der Zeitdifferenz zwischen der 110 und 111 Sekunde $\Delta t = 111 \text{ s} - 110 \text{ s} = 1 \text{ s}$ ist. In der logarithmischen Domäne folgt analog für die Zeitdifferenz zwischen der zehnten und elften Sekunde $\Delta \log_{10}(t) = \log_{10}(11 \text{ s}) - \log_{10}(10 \text{ s}) = 0,0414$ respektive $\Delta \log_{10}(t) = \log_{10}(111 \text{ s}) - \log_{10}(110 \text{ s}) = 0,0039$, welches somit für voranschreitende Zeitdauern bei äquidistanter Abstandswahl eine Abnahme des Nenners innerhalb der Steigungs-

bestimmung bedingt. Derartige Zusammenhänge lassen sich ebenfalls für die Abweichungen der Funktionswerte z. B. unter Annahme einer Potenzfunktion (vgl. $f_S(t)$) beobachten. So folgt exemplarisch unter der Annahme $f_S = t^{-1}$ für die Differenzen der Funktionswerte zwischen der zehnten und elften Sekunde $\Delta f = 11^{-1} - 10^{-1} = -0,0091$ und $\Delta f = 111^{-1} - 110^{-1} = -8,19 \cdot 10^{-5}$. Werden die logarithmischen Differenzen betrachtet so ergibt sich: $\Delta \log_{10}(f) = \log_{10}(11^{-1}) - \log_{10}(10^{-1}) = -0,0414$ sowie $\Delta \log_{10}(f) = \log_{10}(111^{-1}) - \log_{10}(110^{-1}) = -0,0039$.

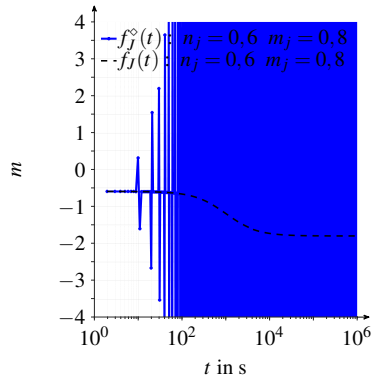
Die Numerik gewinnt daher auch neben der Analyse von Debye-Funktionen erheblich an Bedeutung, sofern nicht mehr ausschließlich ideale Zusammenhänge betrachtet werden. Daher werden exemplarisch die Funktionen $f_S(t)$ sowie $f_D(t)$ mit Störungen versehen. Hierzu werden alle Funktionswerte die ganzzahlige und ungeradzahlige Vielfache von zehn bilden um zehn Prozent des



a) Exemplarische mit Störungen behaftete dielektrische Antwortfunktionen



b) Steigungsanalyse von $f_S^{\infty}(t)$



c) Steigungsanalyse von $f_j^{\infty}(t)$

Abbildung 5.40: Numerische Steigungsanalyse unter Berücksichtigung der mit Störungen behafteten dielektrischen Antwortfunktionen.

Funktionswerts angehoben und alle geradzahlige Vielfache um zehn Prozent abgesenkt. Es resultieren die Funktionen $f_S^{\circ}(t)$ und $f_J^{\circ}(t)$ gemäß Abbildung 5.40a. Werden diese Funktionen nun mit den selben Methoden wie in Abbildung 5.39 analysiert, ergeben sich die Lösungen gemäß Abbildungen 5.40b und 5.40c. Es wird ersichtlich, dass die bei idealen Messgrößen praktikablen Werkzeuge nicht mehr zielführend einsetzbar sind. Gemäß der obig dargestellten logarithmischen Zusammenhänge führen derartige Signalschwankungen bereits zu einem erheblichen „Aufklingen“ der bestimmten Geradensteigung, weit über den in Abbildungen 5.40b und 5.40c dargestellten Wertebereich hinaus. In semi-logarithmischer Darstellung ist ein visueller Rückschluss auf das zugrundeliegende Steigungsverhalten nicht mehr zielführend möglich, sondern erfordert anders geartete Analyseverfahren.

Gleitende Lineare Regression (MLR)

Zur robusteren Steigungsanalyse wird in Anlehnung an zentrierte gleitende Mittelwert-/Medianfilter die zentrierte gleitende lineare Regression eingeführt. Das Grundprinzip ist in Abbildung 5.41 unter Anwendung der vorherigen Zeitbasenkorrektur (Abschnitt 5.4.1) dargestellt.¹⁴⁴

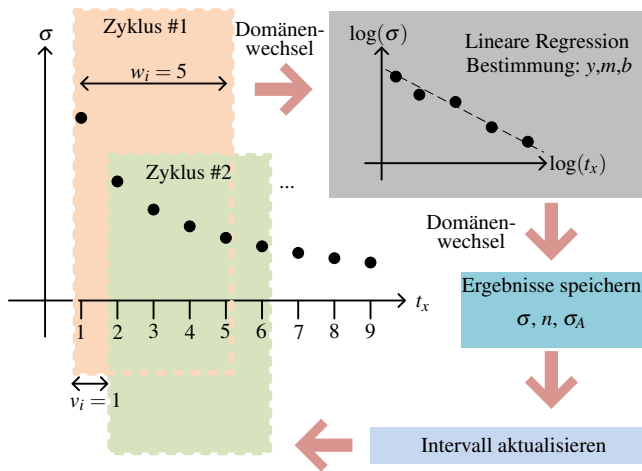


Abbildung 5.41: Gleitende lineare Regression (MLR: engl. „Moving Linear Regression“), Darstellung vgl. [K11].

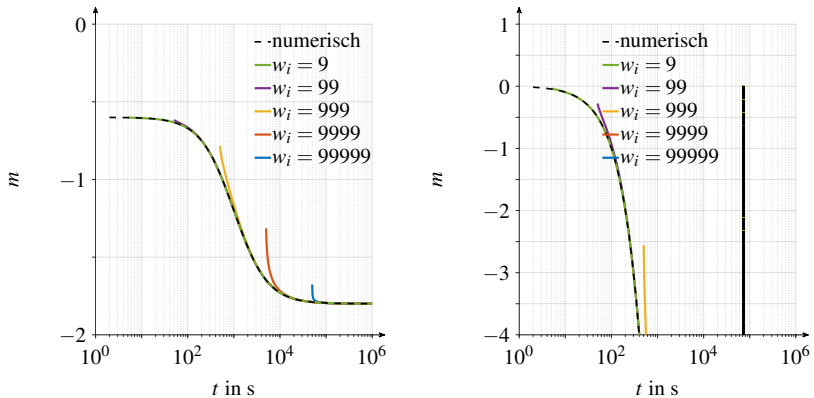
Ausgangspunkt bildet je Berechnungszyklus (#) ein Zeitintervall t_{w_i} mit w_i Datenpunkten über welches in logarithmischer Domäne eine lineare Regression ausgeführt werden soll. Da eine zentrierte gleitende Regression durchgeführt werden soll, muss diesbezüglich eine ganzzahlige ungerade Zahl an Datenpunkten zur Analyse gewählt werden. Bei Berücksichtigung der Zeitbasenkorrektur (s. o.) sind zeitäquidistant je Sekunde Messergebnisse vorhanden, sodass $w_i \geq 1, w_i \in \mathbb{N}, \frac{w_i}{2} \notin \mathbb{N}$ gilt. Im

¹⁴⁴ Bei Verwendung synthetischer und zeitäquidistanter Testdaten je Sekunde, die daher keine Zeitbasenkorrektur und keine Korrektur der Zeitdauer der Spannungsstabilisierung erfordern, ergibt sich $t_{\Delta} = 0$, wodurch die Applikation gleichermaßen mit $t_x = t - t_{\Delta} = t$ umsetzbar ist.

Anschluss wird entsprechend der Logarithmus dieser Datenpaare (σ, t_x) gebildet und eine lineare Regression vorgenommen, die mit der Bestimmung der Steigung m , dem y-Achsenabschnitt b und dem regressierten Funktionswert y gemäß Gleichung 5.48 einhergeht. Der erneute Domänenwechsel erfolgt indem die Ergebnisse in den Zeitbereich überführt werden, hierfür gilt mit $\beta = 10$: $n(t_x) = m(t_x)$, $\sigma_A(t_x) = 10^{b(t_x)}$ und $\sigma(t_x) = 10^{y(t_x)}$.

Da es sich um einen zentrierten und gleitenden Filter handelt, werden die erhaltenen Ergebnisse auf den Mittelpunkt des Zeitintervalls bezogen und abgespeichert. Im Beispiel gemäß Abbildung 5.41 bedeutet dies, dass im Zyklus # 1 die ermittelten Ergebnisse dem Fensterzentrum ($t_x = 3$ s) zugeordnet werden. Als Konsequenz folgt hieraus, dass für die ersten Datenpunkte $t_x < \frac{w_i}{2}$ keine Ergebnisse erhalten werden. Im Anschluss wird das Betrachtungsintervall um v_i Datenpunkte verschoben, hierbei gilt, dass v_i ganzzahlig sein muss ($v_i \geq 1, v_i \in \mathbb{N}$), sodass im dargestellten Beispiel in Zyklus # 2 entsprechend die zentrierten Ergebnisse für $t_x = 4$ s erhalten werden.

Bei Anwendung dieses Verfahrens ist es daher möglich die beste Ausgleichsgerade über einen vorgegebenen Zeitbereich t_{w_i} in der logarithmischen Domäne zu erhalten. Daher eignet sich dieses Verfahren, ähnlich wie gleitende Mittel- respektive Medianfilter, zur Messdatenenträuschung, bietet jedoch zusätzliche Analysefähigkeiten im Hinblick auf zugrundeliegende Materialdynamiken (Information über die Steigung). Die grundsätzliche Funktionsweise sowie der Einfluss der Datenpunkte w_i und der damit korrespondierende Zeitbereich t_{w_i} wird in Abbildung 5.42 dargestellt.



a) Steigungsanalyse unter Variation der Fensterbreite w_i von $f_j(t) : n_j = 0,6$ $m_j = 0,8$
b) Steigungsanalyse unter Variation der Fensterbreite w_i von f_D

Abbildung 5.42: Numerisch und mittels gleitender linearer Regression ermittelte zeitabhängige Steigungsverläufe der dielektrischen Antwortfunktionen gemäß Abbildung 3.8.

Der Einfluss eines sukzessiv größeren Datenfensters w_i und des damit einhergehenden Zeitbereichs t_{w_i} zeigt sich in Abbildung 5.42a und äußert sich in einer zwangsläufig resultierenden Signalverkürzung sowie in einer anfänglich unpräzisen Steigungsrekonstruktion bei den ideal betrachteten Signalen für $t \lesssim t_{w_i}$. Dies resultiert aus der Berücksichtigung der zeitlichen Vorgeschichte der Stei-

gung, innerhalb des ersten Zeitbereichs der MLR. Gleiches zeigt sich grundsätzlich ebenfalls in Abbildung 5.42b. Die Bedeutung anwachsender Fensterbreiten w_i ist jedoch von besonderem Interesse, sofern das Auftreten des numerischen Artefakts betrachtet wird. Dieses tritt in der klassischen numerischen Analyse (vgl. Abbildung 5.39a) in Erscheinung und ebenso bei Verwendung von $w_i = [9; 99]$. Wird $w_i = 999$ betrachtet, so wird die zugehörige Steigungsapproximation korrekt durchgeführt, respektive nicht numerische Ergebnisse zurückgegeben, anstelle dass fälschlicherweise ein erneuter Steigungsanstieg suggeriert wird (numerisches Artefakt). Die Verwendung ansteigender Fensterbreiten zeigt sich somit im Hinblick auf die Stabilisierung numerischer Einflüsse vorteilhaft. Dies bestätigt sich, sofern die mit Störungen behafteten dielektrische Antwortfunktionen gemäß Abbildung 5.40a betrachtet werden. Das in Abhängigkeit der Fensterbreite vorliegende aufklingende Rauschverhalten ist in Abbildung 5.43 dargestellt. Hierbei erweist sich eine ansteigende Fensterbreite, insbesondere für anwachsende Zeitbereiche, als geeignet um eine Analyse des Steigungsverhalten weiterhin vornehmen zu können.

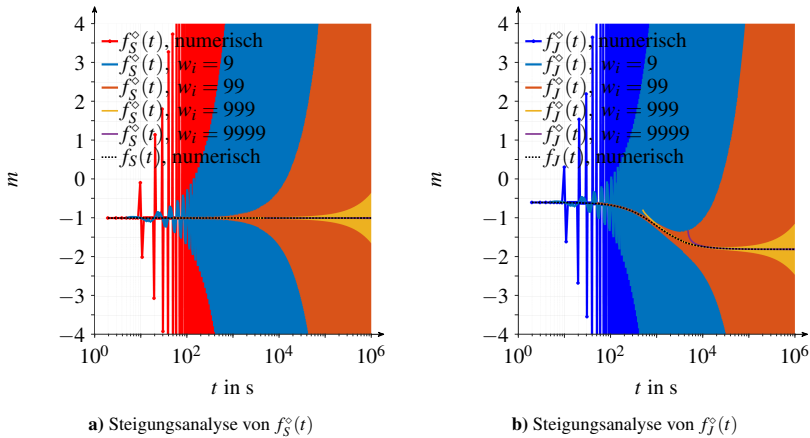


Abbildung 5.43: Numerische Steigungsanalyse unter Berücksichtigung mit Störungen behafteter dielektrischer Antwortfunktionen (vgl. Abbildung 5.40a) bei Einsatz der gleitenden linearen Regression.

Die Diskrepanz zwischen den Nachteilen (vgl. Abbildung 5.42a) und Vorteilen der Steigungsrekonstruktion unter Berücksichtigung der Fensterbreite (vgl. Abbildung 5.43) lässt sich durch eine kombinierte Anwendung optimieren. Neben der Verwendung eines konstanten Zeitbereichs für alle Messdatenpunkte ist ein anwachsendes Zeitfenster mit anschließender Ergebnissynthese eine wertvolle Ergänzung (Bezeichnung: MLR*). Dies umfasst exemplarisch die Analyse eines Messsignals für $1 \leq t_x \leq 103$ s mit $w_i = 9$, im Zeitbereich $51 \leq t_x \leq 1048$ s mit $w_i = 99$, im Zeitbereich $501 \leq t_x \leq 10498$ s mit $w_i = 999$ usw. Hierdurch wird z. B. eine Steigungsanalyse jeweils mit einem zeitlichen Bezug von etwa 10 % der oberen zeitlichen Grenze erlaubt ¹⁴⁵. Werden die Ergebnisse

¹⁴⁵ Auf die Darstellung alternativer Realisierungen, die z. B. ein kontinuierlich anwachsendes Zeitfenster verwenden, wird im Rahmen der vorliegenden Arbeit verzichtet.

anschließend zusammengefügt, so ergeben sich exemplarisch für die jeweils mit Störungen behafteten synthetischen Testsignale die Ergebnisse in Abbildung 5.44, hierbei gelten für die Funktionen LFD° und f_D° die selbigen synthetischen Störungen wie im vorherigen Abschnitt benannt¹⁴⁶.

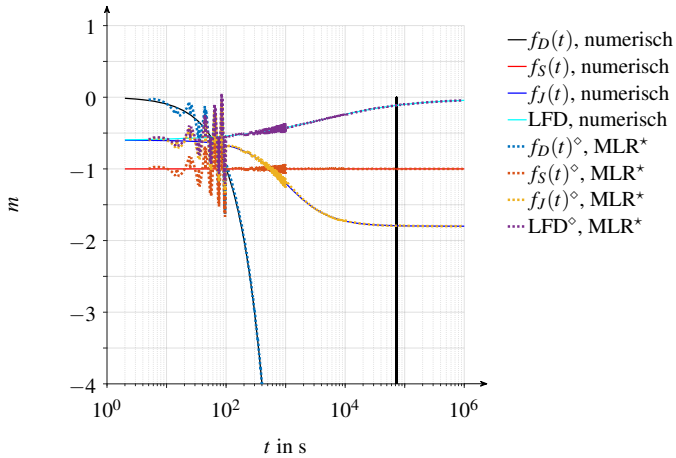


Abbildung 5.44: Gleitende lineare Regression unter Berücksichtigung mit Störungen behafteter dielektrischer Antwortfunktionen. MLR* kennzeichnet eine Analyse mit anwachsendem Zeitfenster und kombinierter Ergebnisdarstellung (Steigungsanalyse der idealen Signale, vgl. Abbildung 5.39a).

Es ergibt sich für die unter Störeinfluss erzielten Ergebnisse mittels MLR* eine erhebliche Verbesserung und Reduktion der erwachsenden numerischen Artefakte im Vergleich zu Abbildungen 5.40 und 5.43. Darüber hinaus wird entgegen der Verwendung einer einzigen festen Fensterbreite (z. B. $w_i = 9999$) der zugehörige Ergebnisbereich deutlich vergrößert, wodurch der Einsatz von MLR* motiviert wird. Gemäß Abbildung 5.44 sind ausgeprägte Störungen lediglich im Zeitbereich $t \lesssim 100$ Sekunden ersichtlich, welches mit der verhältnismäßig gering gewählten Fensterbreite von $t_{w_i} = 9$ s und somit der verbleibenden und betrachteten Dynamik korreliert. Die bei der Debye Funktion in Erscheinung getretenen numerischen Artefakte treten nicht mehr auf, die Steigungsänderungen bei LFD und $f_J(t)$ werden trotz entsprechender Signalstörungen korrekt abgebildet.

Mit MLR und der Erweiterung der MLR* sind somit wesentliche Analysewerkzeuge zur Steigungsbetrachtung der gemessenen Strom-Zeit-Charakteristik eingeführt. Dies erfolgt unter Berücksichtigung numerischer Herausforderungen. Hierdurch werden Rückschlüsse auf die zugrundeliegende dielektrische Antwortfunktion auf Basis der während Messungen erhaltenen Strom-Zeit-Charakteristika/(scheinbare) Leitfähigkeit-Zeit-Charakteristika gefördert. Rückschlüsse auf die dielektrische Antwortfunktion sind insbesondere dann von Interesse, wenn z. B. die Applikationsfähigkeit

¹⁴⁶ Hierzu werden alle Funktionswerte die ganzzahlige und ungeradzahlige Vielfache von zehn bilden um zehn Prozent des Funktionswerts angehoben und alle geradzahlige Vielfache um zehn Prozent abgesenkt.

der MWS-Theorie zur Beschreibung von Grenzflächenphänomenen (vgl. Abschnitt 2.2.8) bewertet werden soll.

5.4.3 Lineare Trendfilterung

Für polymere Isolationsmaterialien zeigt sich die zeitliche Potenzabhängigkeit des gemessenen Absorptionsstroms innerhalb von Schutzringanordnungen auch nach mehreren Monaten (vgl. Abschnitt 2.2.1, [122]), sodass Gleichung 5.47 Bestätigung erfährt. Für n ergibt sich gemäß [122] ein Wertebereich $n = -0,3 \dots -1$, wobei n zeitabhängigen Schwankungen unterliegen kann; gleichermaßen jedoch eine (materialabhängige) Konvergenz gegen ein typisches n beobachtet wird. Zum gegenwärtigen Zeitpunkt werden als Einflussgrößen auf den Exponenten n strukturelle Materialveränderungen (morphologische Veränderungen), Ladungsträgeransammlungen und Diffusionserscheinungen diskutiert [122], siehe auch Abschnitte 2.2.3, 2.2.5, 3.1.2, 3.2.6.

Um Einflüsse auf und Ursachen von materialphysikalischen Interaktionen besser greifen zu können, gewinnt daher neben der Steigungsanalyse (vgl. Abschnitt 5.4.2) auch die Analyse von zeitvariierenden Leitfähigkeitstrends an Bedeutung. Dies motiviert die Identifikation von abschnittsweise linearen Leitfähigkeitstrends in der logarithmischen Domäne (vgl. Gleichung 5.48). Aufbauend auf dem in Abschnitt 5.4.2 vorgestellten Verfahren der MLR und MLR* resultiert die Fragestellung, welche geeignete/optimale Zeitbereiche und Fensterbreiten der Steigungsauswertung darstellen. Zudem gilt es zu eruieren, ob bei geeigneterer vorheriger Entrauschung der Messdaten gar die numerische Leistungsfähigkeit bei Einsatz der MLR gesteigert werden kann, sodass auf entsprechende Ergebnissynthesen (vgl. MLR*) verzichtet werden kann. Diesbezüglich wird als weiteres Werkzeug die lineare Trendfilterung vorgestellt, wobei die Messdatenaufbereitung im Wesentlichen als mathematisches Optimierungsproblem angesehen wird (Vorstellung erfolgt ebenfalls in [K11]).

Werden Trendanalysen betrachtet, so existiert in der Ökonomie das sogenannte Hodrick-Prescott Filter (HP-Filter), welches zur Bestimmung von Wachstumskomponenten innerhalb von Zeitserien Anwendung findet [299]. Eine Modifikation und Weiterentwicklung dieses Verfahrens wird in [300] unter dem Namen ℓ_1 -Trendfilter vorgestellt, welches die Identifikation von abschnittswisen linearen Zusammenhängen in Zeitserien ermöglicht. Hierbei liegt der mathematischen Theorie gemäß [300] die Annahme zu Grunde, dass eine zeitlich äquidistante Datenreihe y_t aus einem langsamen abschnittswisen linearen Trend x_t und einer schnell veränderlichen Zusatzkomponente z_t besteht. An Knickstellen des linearen Trends resultieren entsprechende Steigungsänderungen. Die Bestimmung des Trends und die zugehörige Segmentation erfolgt durch Lösung eines Optimierungsproblems, wobei an den Knickstellen konsistente Funktionswerte gefordert werden. Die zugehörige Trenddatenpunktsreihe x_t ergibt sich als diejenige Lösung, die das Optimierungsproblem

$$(1/2) \sum_{t=1}^{t_n} (y_t - x_t)^2 + \lambda_i \sum_{t=2}^{t_n-1} |x_{t-1} - 2x_t + x_{t+1}| \quad (5.49)$$

im Zeitbereich (für die Datenpunkte) für $t = 1 \dots t_n$ minimiert [300]. Der zusätzlich eingebrachte Parameter λ_i definiert die Ähnlichkeit gegenüber der vorliegenden Zeitreihe y_t . Hierbei strebt die Lösung x_t für $\lambda_i \rightarrow 0$ gegen die ursprünglich vorhandene Zeitserie y_t wobei $\lambda_i \rightarrow \lambda_{max}$ zur optima-

len Ausgleichsgeraden über alle Datenpunkte y_i (beste affine Abbildung) führt [300]. (vgl. [K11])

Die Überführung des Optimierungsproblems 5.49 in Matrixschreibweise wird in [300] unter Verwendung der Matrix D_i (Toeplitz-Matrix mit der ersten Zeile $[1 \ -2 \ 1 \ 0 \ \dots \ 0]$ $D_i \in \mathbb{R}^{n-2 \times n}$; Implementierung vgl. Anhang A.10.3), der linearen Vektornorm ℓ_1 (Summennorm), für welche $\|u\|_1 = \sum_i |u_i|$ gilt und der euklidischen Norm als

$$(1/2)\|y_i - x_i\|_2^2 + \lambda_i \|D_i x_i\|_1 \quad (5.50)$$

eingeführt ($x_i = (x_1, \dots, x_n) \in \mathbb{R}^n, y_i = (y_1, \dots, y_n) \in \mathbb{R}^n$). Auf Basis von Gleichung 5.50 folgt in [300], dass λ_{max} analytisch, wiederum unter Verwendung der Maximumsnorm mittels

$$\lambda_{max} = \|(D_i D_i^T)^{-1} D_i y_i\|_\infty \quad (5.51)$$

bestimmbar ist (programmiertechnische Implementierung vgl. Anhang A.10.3). Mittels dieses Zusammenhangs ist λ_{max} für jede Datenreihe bestimmbar. Wird nun zusätzlich der Parameter p_i mit $0 \leq p_i \leq 1$ eingeführt, so lässt sich das Optimierungsproblem 5.49 unter Verwendung von

$$\lambda_i = p_i \cdot \lambda_{max} \quad (5.52)$$

formulieren. Hierdurch wird die Trendbestimmung und damit einhergehende Segmentierung unter Bezugnahme auf die gegenüber der besten affinen Abbildung vorliegenden Dynamik formuliert. (vgl. [K11])

Die Herleitung des dualen Problems findet sich in [300], zusätzliche (detailliertere) mathematische Ausführungen zur Herleitung finden sich z. B. in [301]. Zur numerischen Implementierung (z. B. in MATLAB) sind diese Umformungen von Relevanz und werden daher an dieser Stelle wiedergegeben. Bei Reformulierung des Optimierungsproblems gemäß Gleichung 5.49 unter Einsatz von $z_i = D_i x_i; z_i \in \mathbb{R}^{n-2}$ folgt

$$\begin{aligned} \min \quad & (1/2)\|y_i - x_i\|_2^2 + \lambda_i \|z_i\|_1 \\ \text{mit} \quad & z_i = D_i x_i. \end{aligned} \quad (5.53)$$

Bei Einsatz der dualen Variablen $\zeta_i \in \mathbb{R}^{n-2}$ gilt gemäß [300] für die duale Funktion

$$\inf_{x_i, z_i} L(x, z, \zeta) = \begin{cases} -(1/2)\zeta_i^T D_i D_i^T \zeta_i + y_i^T D_i^T \zeta_i, & -\lambda_i \mathbf{1} \leq \zeta_i \leq \lambda_i \mathbf{1} \\ -\infty & \text{andernfalls.} \end{cases} \quad (5.54)$$

Für das duale Problem folgt

$$\begin{aligned} \min \quad & g_i(\zeta_i) = (1/2)\zeta_i^T D_i D_i^T \zeta_i - y_i^T D_i^T \zeta_i \\ \text{mit} \quad & -\lambda_i \mathbf{1} \leq \zeta_i \leq \lambda_i \mathbf{1}, \end{aligned} \quad (5.55)$$

sodass auf Basis der Lösung ζ^{lt} der ℓ_1 -Trend mittels

$$x^{lt} = y_i - D_i^T \zeta^{lt} \quad (5.56)$$

erhalten wird [300]. Hierbei stellt Gleichung 5.55 selbst wiederum ein quadratisches Programmierungsproblem (QP Problem) dar. Die Lösung des QP Problems ist in MATLAB exemplarisch unter Verwendung von `quadprog` erzielbar (programmiertechnische Implementierung vgl. Anhang A.10.3) sowie unter Verwendung der in [300] benannten und bereitgestellten Softwareimplementierungen¹⁴⁷.

Zur Untersuchung der Anwendbarkeit der ℓ_1 -Trendfilterung wird, aufbauend auf den verfügbaren Implementierungen, die Formulierung gemäß Gleichung 5.52 eingearbeitet und weiterführende Softwareroutinen adaptiert und ergänzt, welche zur Durchführung der linearen Trendfilterung in logarithmischer Domäne erforderlich werden. Einen Überblick über das Vorgehen bietet Abbildung 5.45.¹⁴⁸

Die Lösung des QP Problems wird überwiegend mit der in [300] vorgestellten „Primal-Dual-Interior-Point“ Methode erzielt¹⁴⁹, jedoch die zugehörige maximale Iterationszahl zur Lösungserzielung erhöht (MAXITER=200). Hierdurch lassen sich zum gegenwärtigen Zeitpunkt im Vergleich zur Realisierung mittel `quadprog` (Implementierung vgl. Anhang A.10.3) berechnungszeiteffizientere Lösungen bzw. Lösungsnaherungen des QP Problems bestimmen (siehe auch z. B. Diskussion in Bezug auf Abbildung 5.46). Es sei angemerkt, dass das in Abbildung 5.45 dargestellte und folgend beschriebene Vorgehen zum gegenwärtigen Zeitpunkt nicht als das optimale Vorgehen (mathematisch/numerisch) angesehen wird. Vielmehr handelt es sich um ein zielführendes Applikationsvorhaben, um die Methodik der ℓ_1 -Trendfilterung bei logarithmischem Zeitbezug der Daten verfügbar und zum Einsatz der Signalfilterung bei Untersuchungen der scheinbaren Leitfähigkeit bewertbar zu machen.

Im Vorgehen nach Abbildung 5.45 bestimmt der im ersten Schritt definierte Parameter p_i die Dynamik der erzielten Lösung unter Berücksichtigung von λ_{max} gemäß Gleichung 5.52. Typischerweise sind, unter Berücksichtigung der Messdatenaufzeichnung und der durchgeführten Zeitbasenkorrektur (vgl. Abschnitt 5.4.1), Messdaten in zeitäquidistanten Abständen, nicht aber in logarithmisch-äquidistanten Zeitabständen, vorhanden, daher ist eine entsprechende Datenüberführung erforderlich. Hierbei definiert Parameter k_i die zu berücksichtigende Datenmenge, da dieser die Anzahl an Datenpunkten für den im zweiten Schritt (Abbildung 5.45) definierten logarithmisch äquidistanten Zeitvektor (und somit die Anzahl der ursprünglich zu berücksichtigenden Messdatenpunkte) beeinflusst. (vgl. [K11])

¹⁴⁷ Verfügbarer Programmcode siehe: https://web.stanford.edu/~boyd/11_tf/. Verfügbarkeit der Daten zuletzt geprüft am 15.01.2020.

¹⁴⁸ Die folgenden Zusammenhänge und Ausführungen sind bereits mit dem Fokus der Anwendung bei Messdaten unter Verwendung der Zeitbasenkorrektur (t_k , vgl. Abschnitt 5.4.1) formuliert. Bei Verwendung synthetischer und zeitäquidistanter Testdaten je Sekunde, die daher keine Zeitbasenkorrektur und keine Korrektur der Zeitdauer der Spannungsstabilisierung erfordern, ergibt sich $t_{\Delta} = 0$, wodurch die Applikation gleichermaßen mit $t_k = t - t_{\Delta} = t$ umsetzbar ist.

¹⁴⁹ Verfügbarer Programmcode siehe: https://web.stanford.edu/~boyd/11_tf/. Verfügbarkeit der Daten zuletzt geprüft am 15.01.2020.

1. Definition der zur Berechnung erforderlichen Parameter zur Abbildung der zulässigen Dynamik der Lösung p_i sowie der Datendichte k_i , respektive $k_{i,s}$.
2. Überführung des zeitäquidistanten Zeitvektors \mathbf{t}_x (vgl. Abschnitt 5.4.1) in einen logarithmisch äquidistanten Zeitvektor \mathbf{t}_{\log} mit k_i Punkten. Hierbei gilt für die Anfangs- und Endwerte: $\mathbf{t}_{\log}(1) = \log_{10}(\mathbf{t}_x(1))$, respektive $\mathbf{t}_{\log}(\text{end}) = \log_{10}(\mathbf{t}_x(\text{end}))$.
3. Ermittlung der zugehörigen Messergebnisse zu den in \mathbf{t}_{\log} vorliegenden Zeitpunkten. Hierzu werden die Messergebnisse (z. B. $\sigma(t_i)$) im Zeitbereich linear auf die Zeitpunkte in \mathbf{t}_{\log} interpoliert (z. B. MATLAB-Routine `interp1`) und die erforderliche logarithmisch äquidistante Messdatenreihe $\mathbf{s}_{\mathbf{t}_{\log}}$ erhalten. Durch lineare Interpolation in der zeitlichen Domäne wird einer Trendvorgabe in der logarithmischen Domäne vorgebeugt.
4. Die nun zu logarithmisch äquidistanten Zeitpunkten vorliegende Messdatenreihe $\mathbf{s}_{\mathbf{t}_{\log}}$ wird in die logarithmische Domäne überführt. Es gilt $\mathbf{y}_{\mathbf{t}} = \log_{10}(\mathbf{s}_{\mathbf{t}_{\log}})$, sodass nun die Eingangsdaten y_i gemäß Gleichung 5.49 vorliegen und die Überführung in Gleichung 5.50 vorgenommen werden kann.
5. Berechnung von λ_{max} gemäß Gleichung 5.51 und Berechnung von λ_i mittels Gleichung 5.52. Durchführung der ℓ_1 -Trendfilterung nach Gleichung 5.55 und Bestimmung der Lösung x^{jt} mittels Gleichung 5.56.
6. Überführung der in der logarithmischen Domäne vorliegenden Ergebnisse in die Zeitdomäne. Die Erzielung eines wiederum zeitäquidistanten Vektors in der Zeitdomäne ist durch lineare Inter- und Extrapolation der in der logarithmischen Domäne vorliegenden Ergebnisse x^{jt} auf die in \mathbf{t}_x vorliegenden Zeitpunkte möglich.
7. Optionale Anwendung von Methoden der Steigungsanalyse und der gleitenden linearen Regression.

Abbildung 5.45: Prinzipielle Applikation zur Ermöglichung der Methodik der ℓ_1 -Trendfilterung bei logarithmischem Zeitbezug der Daten, Farbdarstellung und Ablauf in Anlehnung an [K11].

Aus Gründen der Übersichtlichkeit empfiehlt es sich hierbei ein Bezug zur Anzahl der Datenpunkte im zeitäquidistanten Vektor mittels

$$k_i = k_{i,s} \cdot \text{numel}(\mathbf{t}_x) \quad (5.57)$$

zu nutzen, wobei durch Definition von $k_{i,s}$ mit $k_{i,s} > 0$ die Anzahl der im Vektor \mathbf{t}_x vorhandenen Datenpunkte (`numel`) direkt skalierbar wird. Bei Wahl von $k_{i,s} = 1$ verfügen die Vektoren \mathbf{t}_x und \mathbf{t}_{\log} gemäß Abbildung 5.45 zwar über die identische Anzahl an Datenpunkten jedoch mit entsprechend unterschiedlichen zeitlichen, respektive logarithmisch, äquidistanten Elementabständen. Hierdurch resultieren wiederum je Dekade unterschiedliche Datendichten, sofern beide Vektoren verglichen werden. Es gilt für den logarithmisch äquidistanten Zeitvektor, dass die Interpolation von Zeitpunkten bei kurzen Zeitbereichen mit zunehmenden $k_{i,s}$ zunimmt, welches gleichermaßen

auch bei zunehmenden Zeitbereichen zu einer stärkeren Berücksichtigung der vorliegenden Messergebnisse führt. Neben der resultierenden Interpolation der Datenpunkte in den Schritten zwei und drei wird daher über $k_{i,s}$ ebenfalls die numerische Komplexität des Optimierungsproblems und die z. B. damit einhergehende Rechenzeit und Lösung (auch unter Berücksichtigung von p_i) beeinflusst. (vgl. [K11])

Durch Überführung des logarithmisch äquidistanten Datenvektors der Messergebnisse in die logarithmische Domäne im vierten Schritt ist die erforderliche Datenvorbereitung abgeschlossen, sodass im fünften Schritt die ℓ_1 -Trendfilterung durchführbar ist. Der erhaltene Lösungsvektor lässt sich im sechsten Schritt erneut in zeitäquidistante Ergebnisse überführen, sodass, ebenfalls nach entsprechender Überführung von der logarithmischen Domäne in die Zeitdomäne, eine Ergebnisgegenüberstellung und ein Vergleich mit den Ergebnissen gemäß Abschnitt 5.4.1 durchführbar ist. Nach Abschluss der Trendfilterung liegt lediglich ein numerisch gefilterter Datenvektor vor, der noch keine Informationen über die Signalsteigungen enthält (siehe Problemformulierung 5.49). Rückschlüsse auf Punkte der Steigungsänderung und der vorliegenden Steigung können nun mit den in Abschnitt 5.4.2 benannten Verfahren (numerische Steigungsermittlung oder MLR) erhalten werden.

Der Eignungsnachweis und die Diskussion der eingesetzten Löser (Solver) des QP Problems erfolgt zunächst unter Berücksichtigung der bereits in Abschnitt 5.4.2 verwendeten Signale. Exemplarisch werden die Ergebnisse der Steigungsanalyse der gefilterten Daten bei Verwendung von $f_j^\diamond(t)$ als Eingangssignal in Abbildung 5.46 dargestellt (Signalverlauf $f_j^\diamond(t)$, siehe Abbildung 5.40a). Hierbei werden verschiedene lineare Trendfilter $F_{D1} : p_i = 1 \cdot 10^{-4}$, $F_{D2} : p_i = 5 \cdot 10^{-4}$, $F_{D3} : p_i = 1 \cdot 10^{-3}$ und $F_{D4} : p_i = 5 \cdot 10^{-3}$ eingesetzt bevor im Anschluss die Steigungsermittlung durchgeführt wird. Für $k_{i,s}$ gilt $k_{i,s} = 10$.

Zunächst ist auffallend, dass bei Betrachtung aller Kurven der Abbildung 5.46 und bei Vergleich mit den Abbildungen 5.40 und 5.43 die Steigungsrekonstruktion (auch bei Anwendung der direkten numerischen Steigungsbestimmung), insbesondere für größere Zeitdauern, verbessert wird. In Einklang mit Gleichung 5.52 nimmt die Signaldynamik mit steigendem p_i ($F_{D1} \rightarrow F_{D4}$) ab. Das resultierende Rauschen bei der numerischen Steigungsbestimmung¹⁵⁰ lässt sich bereits erheblich reduzieren, sofern die Steigungsbestimmung unter Verwendung der trendgefilterten Ergebnisse erneut mit einer gleitenden linearen Regression erfolgt ($F_{D3}(t)$, MLR $w_i = 59$). Hierbei ist eine Fensterbreite von $w_i = 59$ bereits zielführend.

Werden die eingesetzten Löser betrachtet, so gilt, dass für die in Abbildung 5.46a und 5.46b dargestellten Ergebnisse die Lösung des Optimierungsproblems der Filterung mittels „quadprog“ mit den Einstellungen gemäß Anhang A.10.3 und für Abbildungen 5.46c und 5.46d mittels der in [300] vorgestellten „Primal-Dual-Interior-Point“ Methode (Iterationszahl: 200) erzielt werden. In allen betrachteten Szenarien stellen sich die erhaltenen Lösungen auf Basis der „Primal-Dual-Interior-Point“ Methode sowohl rechenzeiteffizienter als auch, im Hinblick auf das verbleibende Rauschen

¹⁵⁰ z. B. unter Nutzung von `diff(log10(f))`. / `diff(log10(t))` in MATLAB.

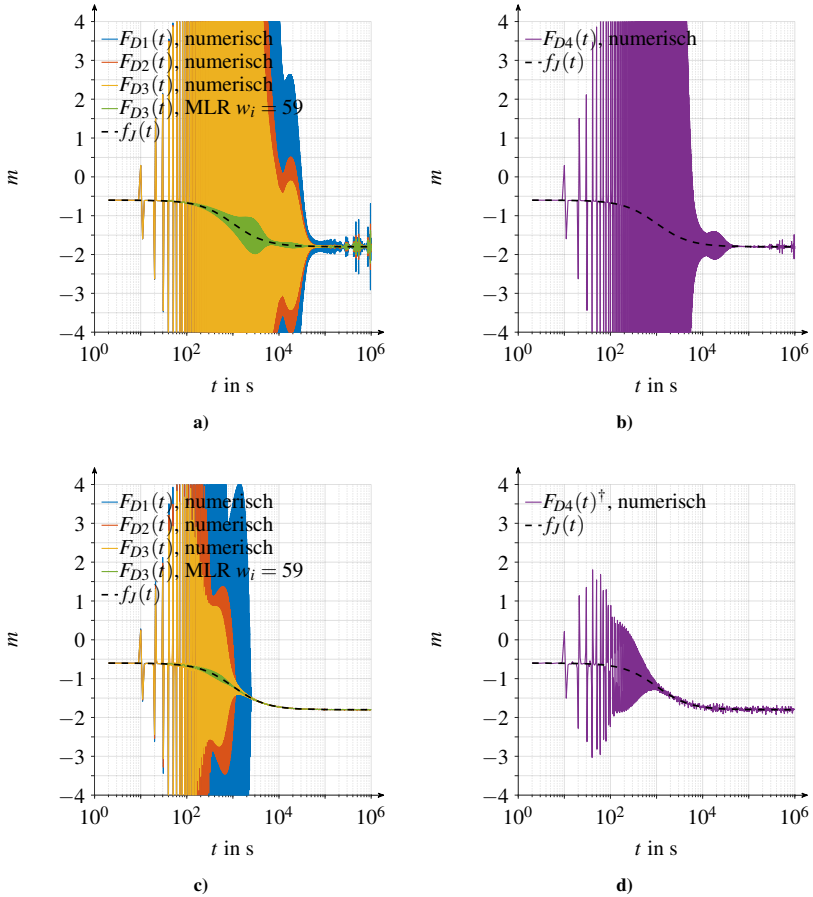


Abbildung 5.46: Vergleich der eingesetzten Löser zur linearen Trendfilterung von $f_j^\circ(t)$ mit anschließender Steigungsanalyse bei $k_{is} = 10$. Für Abbildung 5.46a und 5.46b wird „quadprog“ mit den Einstellungen gemäß Anhang A.10.3 und für Abbildungen 5.46c und 5.46d die in [300] vorgestellte „Primal-Dual-Interior-Point“ Methode mit Iterationszahl von 200 verwendet. In Abbildung 5.46d (Zusatzkennzeichnung: \dagger) wird die Berechnung aufgrund des Erreichens der maximalen Iterationszahl beendet und nicht aufgrund des formulierten Gütekriteriums.

verhalten bei der Steigungsbestimmung, optimaler dar. Eine Besonderheit tritt bei Betrachtung der Ergebnisse in Abbildung 5.46d für F_{D4} in Erscheinung. Hier wird die Berechnung nicht aufgrund des formulierten Gütekriteriums beendet („Primal-Dual-Interior-Point“: TOL=1e-4) sondern aufgrund des Erreichens der maximalen Iterationszahl (200). Für derartige Fälle wird künftig von einer Lösungsannäherung gesprochen und die zugehörigen Ergebnisse mit der Zusatzkennzeichnung: † versehen. Auch für diese Fälle stellen sich die Lösungen mittels „Primal-Dual-Interior-Point“ Methode positiver dar (vgl. Lösungen in Abbildungen 5.46b und 5.46d).

Wird die numerische Komplexität reduziert (Reduktion der Datenmenge $k_{i,s} = 0, 1$) so ergeben sich die Lösungen gemäß Abbildung 5.47. Hierbei ist zunächst auffallend, dass aufgrund der Interpo-

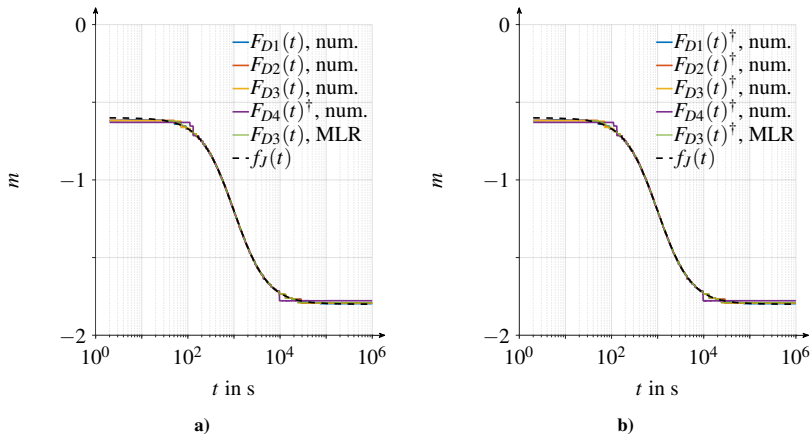


Abbildung 5.47: Vergleich der eingesetzten Löser zur linearen Trendfilterung von $f_j^o(t)$ mit anschließender Steigungsanalyse bei $k_{i,s} = 0, 1$. Für Abbildung 5.47a wird „quadprog“ und für Abbildungen 5.47b die „Primal-Dual-Interior-Point“ Methode mit Iterationszahl von 200 verwendet. In allen Abbildungen wird die Berechnung aufgrund des Erreichens der maximalen Iterationszahl beendet und nicht aufgrund des formulierten Gütekriteriums.

lationsstrategie (vgl. Gleichung 5.57) das resultierende Rauschen bei der numerischen Steigungsbestimmung über den gesamten Zeitbereich gegenüber Abbildung 5.46 erheblich verbessert ist. Hieraus folgt, dass eine Reduktion von $k_{i,s}$ die Rauschanfälligkeit der Steigungsermittlung positiv beeinflussen kann. Dies obliegt der Tatsache, dass die Notwendigkeit der Interpolation zusätzlicher Datenpunkte bei kurzen Zeitbereichen mit abnehmenden $k_{i,s}$ sich vermindert und sich in einer geringeren (anzahlmäßigen) Berücksichtigung der vorliegenden Messergebnisse äußert. In Einklang mit Gleichung 5.52 nimmt auch hier die Signaldynamik mit steigendem p_i ($F_{D1} \rightarrow F_{D4}$) ab. Unabhängig des eingesetzten Löser unterscheiden sich die Lösungen respektive Lösungsannäherungen lediglich marginal, sodass zwischen Abbildungen 5.47a und 5.47b kein nennenswerter Unterschied identifizierbar ist.

Die Eignungsprüfung der linearen Trendfilterung und der eingesetzten Löser zeigt sich für $f_S^\infty(t)$ und LFD° vergleichbar. Einzig für $f_D(t)$ und $f_D^\infty(t)$ resultieren derzeit noch, aufgrund des großen resultierenden Wertebereichs, deutliche numerische Instabilitäten, welches daher lediglich einen Einsatz unter Beschränkung des Funktionswertebereichs erlaubt.

Eine weitere grundsätzliche Eignungsprüfung erfolgt unter Verwendung der dielektrischen Antwortfunktion auf Basis von DRT (vgl. Abbildung 3.9b) und der resultierenden „oszillierenden Steigung“ (vgl. Abbildung 5.39). Die Ergebnisse unter Berücksichtigung von $k_{is} = [10; 1; 0, 1]$ befinden sich in Abbildung 5.48. Hierbei zeigen sich trotz linearer Trendfilterung zunächst für $k_{is} = 10$ (Abbildung 5.48a) und $k_{is} = 1$ (Abbildung 5.48b) lediglich marginale Unterschiede im Hinblick auf die Steigungsrekonstruktion, deutlich treten diese jedoch hervor sofern $k_{is} = 0, 1$ (Abbildung 5.48c) betrachtet wird. Das Eingangssignal $f(t) = \sum_i f_i(t)$ ist nicht mit zusätzlichen Störungen versehen, sodass eine Abnahme der Signaldynamik (und der damit typischerweise verknüpften Störung, siehe Gleichung 5.49) zunächst für $k_{is} = 10$ und $k_{is} = 1$ nicht beobachtbar ist. Deutlich zeigt sich dies jedoch in Abbildung 5.48c, da nun aufgrund der geringeren Datendichte zunächst eine gröbere Funktionsnachbildung erfolgt (vgl. Schritte 2. und 3. in Abbildung 5.45), sodass auch hier wiederum die Signaldynamik des gefilterten Signals und die damit assoziierte Dynamik der Steigung mit zunehmenden p_i abnimmt ($F_{D1} \rightarrow F_{D4}$). Es folgt, dass bis einschließlich $p_i = 1 \cdot 10^{-3}$ (F_{D3}) die zugehörigen Steigungsänderungen zufriedenstellend identifiziert werden können. Dies ist unabhängig ob Lösungsannäherungen oder Lösungen vorliegen und bestätigt sich ebenfalls auch bei Einsatz anderer Löser (vgl. Abbildung A.6).

Unter Würdigung der Ergebnisse in Abbildungen 5.46, 5.47 und 5.48 (sowie Abbildung A.6), mit der gegenwärtigen Maßgabe zunächst ein zielführendes Applikationsvorhaben zur Anwendung der ℓ_1 -Trendfilterung bei logarithmischem Zeitbezug der Daten zu gewährleisten, wird daher in künftigen Berechnungen auf die „Primal-Dual-Interior-Point“ Methode ([300]) zurückgegriffen, wobei für fortführende Arbeiten eine Evaluation geeigneterer Lösungs- und Problemformulierungsstrategien an Bedeutung gewinnen kann.

Die weiterführende Bewertung der Filterwirkung und die Betrachtung der Eignung der linearen Trendfilterung wird folgend unter Verwendung von synthetischen Testdaten auf Basis des Signal-Rausch-Verhältnisses (SNR: Signal to Noise Ratio) bewertet (weitere Details und Berechnungen siehe [K11]). Auf Basis von Gleichung 5.47 wird für verschiedene Zeitintervalle ($I \dots VII$), unter Beibehaltung konsistenter Funktionswerte an den Stellen der Steigungsänderung, ein zeitabhängiger scheinbarer Leitfähigkeitstrend gemäß Tabelle 5.10 vorgegeben. Hierbei kennzeichnet t_{end} jeweils die Intervallgrenze, für $\sigma_{A,I}$ gilt $\sigma_{A,I} = 5 \cdot 10^{-14}$ S/m. Die zugehörige scheinbare, synthetische Leitfähigkeits-Zeit-Charakteristik $\sigma(t)$ mit Datenpunkten je Sekunde wird nun mit gaußischem Rauschen versehen¹⁵¹ und fortan mit $\sigma_n(t)$ gekennzeichnet. Eine Visualisierung der Funktionen findet sich in Abbildung 5.49. Für SNR Analysen (vgl. [K11]) fungiert $\sigma(t)$ als Referenzsignal zur Bewertung der ungefilterten (F_0) respektive nach Filterung ($F_{A...D}$) erhaltenen Signale.

¹⁵¹ Funktion `awgn` mit Option `'measured'` in MATLAB.

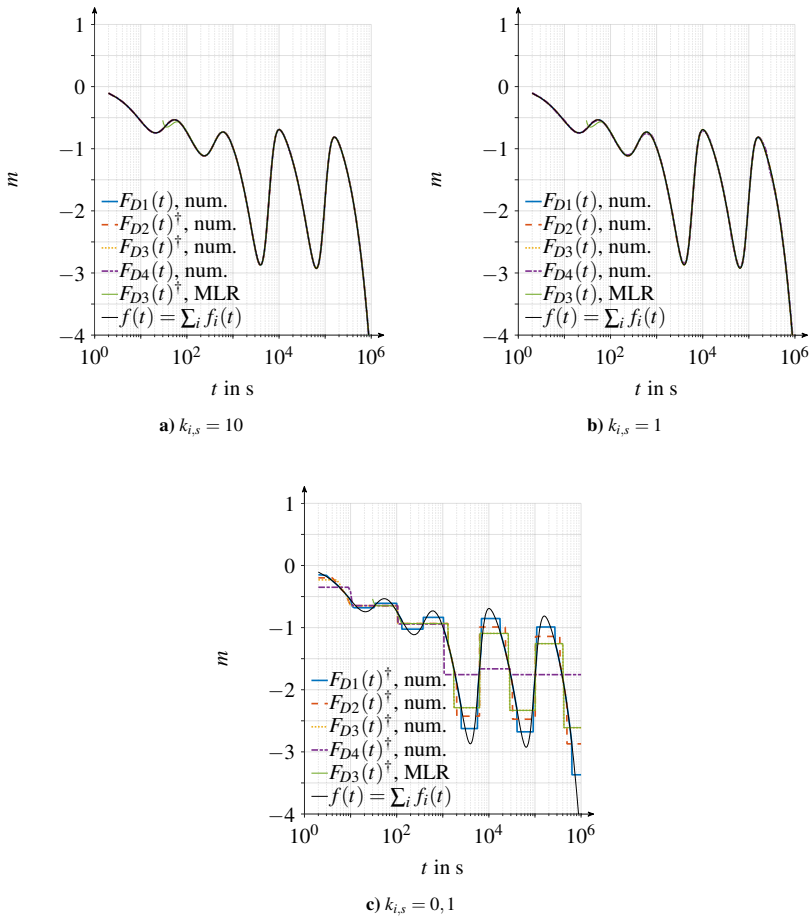


Abbildung 5.48: Lösungen der linearen Trendfilterung („Primal-Dual-Interior-Point“ Methode) mit anschließender Steigungsanalyse bei Betrachtung der dielektrischen Antwortfunktion auf Basis von DRT (vgl. Abbildung 3.9b) und der resultierenden „oszillierenden Steigung“ (vgl. auch Abbildung 5.39).

Intervall	<i>I</i>	<i>II</i>	<i>III</i>	<i>IV</i>	<i>V</i>	<i>VI</i>	<i>VII</i>
t_{end} in s	$5,2 \cdot 10^3$	$2,7 \cdot 10^4$	$3,9 \cdot 10^4$	$4,8 \cdot 10^4$	$5,1 \cdot 10^4$	$6,9 \cdot 10^4$	$7 \cdot 10^4$
n	-0,5	-0,2	-0,7	0,5	0,3	-0,2	-0,8

Tabelle 5.10: Definition der Zeitabschnitte und vorgegebenen Funktionsparameter gemäß Gleichung 5.47 der synthetischen Testdaten (vgl. [K11]).

Neben dem ℓ_1 -Trendfilter werden ebenfalls weitere Filter hinsichtlich der Filterwirkung untersucht. Hierbei kennzeichnet F_A eine Kombination aus einem 21 sekundigen gleitendem Medianfilter gefolgt von einem 61 sekundigen gleitenden Mittelwertfilter. F_B kennzeichnet die Ergebnisse bei Einsatz der MLR als Filter mit einer Fensterbreite von 61 Sekunden. Ergebnis F_C nutzt exemplarisch den Einsatz eines HP-Filters mit $\lambda = 1600$. (vgl. [K11])

Um die Leistungsfähigkeit des ℓ_1 -Trendfilter zu zeigen wird $k_{i,s} = 10$ gewählt. Dies ist unter Berücksichtigung der Diskussion im Kontext von Abbildung 5.46 zu erwähnen, da hier mit steigendem $k_{i,s}$ grundsätzlich eine Rauschanfälligkeit der Steigungsrekonstruktion auf Basis der ℓ_1 gefilterten Daten beobachtet wird. Zur Einflussanalyse von p_i gemäß Gleichung 5.52 werden erneut die Szenarien mittels $F_{D1} : p_i = 1 \cdot 10^{-4}$, $F_{D2} : p_i = 5 \cdot 10^{-4}$, $F_{D3} : p_i = 1 \cdot 10^{-3}$ und $F_{D4} : p_i = 5 \cdot 10^{-3}$ benannt. Die Ergebnisse sind in Tabelle 5.11 zusammengefasst, aus welcher die Leistungsfähigkeit der linearen Trendfilterung insbesondere mit $p = 1 \cdot 10^{-3}$ hervorgeht. Eine auszugsweise Darstellung des Referenzsignals $\sigma(t)$, des Eingangssignals zur Signalfilterung $\sigma_n(t)$ und der gefilterten Ergebnisse F_A , F_B und F_{D3} bietet Abbildung 5.49. Für Berechnungen und weitere Diskussionen sei auf [K11] verwiesen.

Filter	SNR in dB	Filter	SNR in dB	Filter	SNR in dB
F_0	18,24	F_C	31,93	F_{D2}	43,54
F_A	35,01			F_{D3}	43,68
F_B	34,52	F_{D1}	42,65	F_{D4}	42,22

Tabelle 5.11: Berechnete Signal-Rausch Verhältnisse für verschiedene Filter zur Rauschreduktion bei Leitfähigkeitsanalysen (vgl. [K11]).

Aus Abbildung 5.49 wird unmittelbar die Leistungsfähigkeit der Trendfilterung ersichtlich. Bei Anwendung dieser wird eine Extraktion des linearen Trends in der logarithmischen Domäne aus den verrauschten Messdaten ermöglicht. Hierbei wird der Verlauf der vorgegeben abschnittswisen Trendfunktion nahezu perfekt angenähert. Eine Diskussion in Hinblick auf p_i und die damit verbundene Annäherung, lässt sich bei Betrachtung der Steigungen der gefilterten Signale $F_{D1} \dots F_{D4}$ und zugehöriger Gegenüberstellung der vorgegebenen Potenzen (respektive Steigungen) gemäß Tabelle 5.10 durchführen. Der visuelle Vergleich findet sich in Abbildungen 5.50 und 5.51.

Zunächst wird aus Abbildung 5.50 erneut ersichtlich, dass bei $F_{D1} : p_i = 1 \cdot 10^{-4}$ und somit bei der betrachteten höchsten zugelassenen Dynamik des gefilterten Signals, trotz der deutlichen Rau-

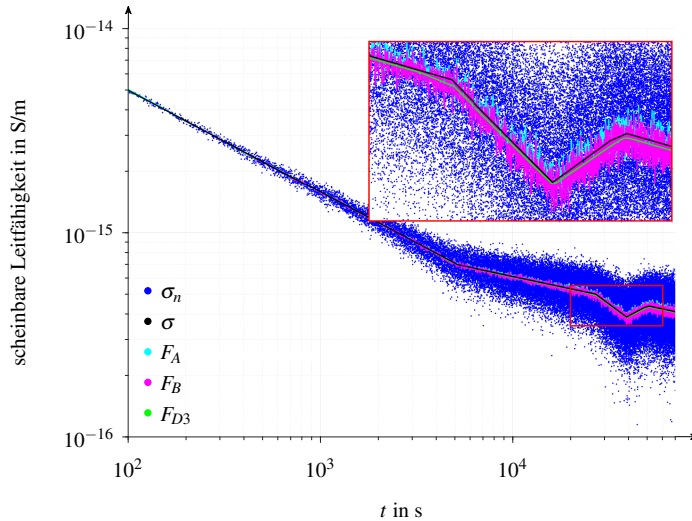


Abbildung 5.49: Verschiedene Filterwirkungen im Vergleich für $t \geq 100$ s: σ kennzeichnet das unverschmutzte und σ_n das mit Rauschen versehene Testsignal. Das Ergebnis F_A wird unter Verwendung einer Kombination aus einem gleitenden Medianfilter (21 s) und einem gleitenden Mittelwertfilter (61 s) erzielt. Für F_B wird die MLR gemäß Abschnitt 5.4.2 mit einer Fensterbreite von 61 s verwendet und für F_{D3} die lineare Trendfilterung mit $p = 1 \cdot 10^{-3}$ und $k_{i,s} = 10$. Darstellung vgl. [K11].

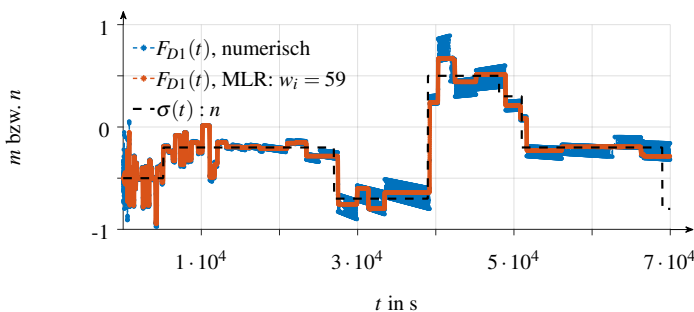


Abbildung 5.50: Anwendung der linearen Trendfilterung und anschließende Steigungsanalyse. Hierbei werden die direkte numerische Steigungsbestimmung und die Steigungsbestimmung mittels MLR verglichen.

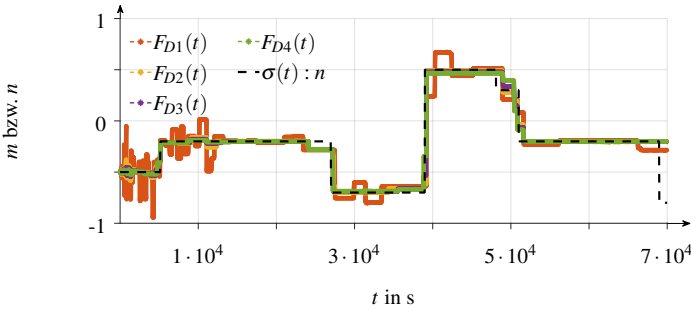


Abbildung 5.51: Anwendung der linearen Trendfilterung für verschiedene p_i und anschließende Steigungsanalyse unter Verwendung der MLR mit $w_i = 59$.

schanteile im Ursprungssignal, eine Steigungsrekonstruktion, auch bei Anwendung der direkten numerischen Steigungsbestimmung, gegenüber den exemplarisch präsentierten Ergebnissen in Abbildungen 5.40 und 5.43, ermöglicht und erheblich verbessert wird. Werden die mit linearer Trendfilterung erhaltenen Daten anschließend zusätzlich mit MLR z. B. mit einer Fensterbreite von $w_i = 59$, die für den vorliegenden Datensatz mit $t_{w_i} = 59$ s einhergeht, aufgearbeitet, lassen sich verbleibende numerische Ausreißer reduzieren. Aufgrund dessen ist zur Reduktion dieser numerischen Rauschanteile, trotz Einsatz der linearen Trendfilterung, eine nachträgliche Aufbereitung mittels MLR ratsam.

Wird p_i sukzessive erhöht, so ist in Abbildung 5.51 ersichtlich, dass die im Ergebnisvektor verbleibende Signaldynamik, wie im Zuge von Gleichung 5.52 diskutiert, abnimmt. Hierdurch lassen sich Messdatenanalysen hinsichtlich Plausibilität und etwaiger Verfälschungen prüfen. Unter Betrachtung der SNR in Tabelle 5.11 werden beste Ergebnisse mittels F_{D3} erzielt.

Aufgrund der positiven Eignungsprüfung der linearen Trendfilterung wird für zukünftige Untersuchungen eine weitergehende Betrachtung der linearen Trendfilterung und der hiermit assoziierten mathematischen Theorie als wertvoll eingestuft. Dies umfasst hierbei auch das derzeit angewendete Applikationsvorhaben (vgl. Abbildung 5.45), sodass das Vorgehen zur Messdatenselektion und -interpolation auf den logarithmisch äquidistanten Datenvektor und die verwendeten Datendichten Betrachtung finden und hinsichtlich der mit diesen Schritten assoziierten numerischen Konsequenzen, wie Berechnungskomplexität und Robustheit der eingesetzten Löser, Berücksichtigung erfahren. Ebenfalls gewinnt hierdurch auch ein Vergleich mit der HP-Filterung in der logarithmischen Domäne an Bedeutung¹⁵², respektive allgemeingültige Analysen hinsichtlich der optimalen Wahl von p_i und k_i bzw. $k_{i,s}$.

Diesbezüglich werden erste alternative Konzepte und Ansätze zur Messdatenaufbereitung unter Betrachtung der HP-Filterung bei gleichzeitiger Datenreduktion und hiermit einhergehender beschleunigter

¹⁵² Exemplarische Vergleiche zwischen HP-Filterung und ℓ_1 -Trendfilterung im Zeitbereich finden sich in [300].

niger Rechenzeiten der Algorithmen zur Messdatenanalyse in [S-MA7] gezeigt und diskutiert. Die Erstellung eines logarithmisch äquidistanten Zeitvektors erfolgt hierbei unter Verwendung der linearen Interpolation für Zeitdauern unterhalb von 100 s, während für Zeitdauern oberhalb von 100 s eine Mittelung der Datenpunkte durchgeführt wird.

5.4.4 Resümee der mathematischen Verfahren zur Messdatenanalyse

Die vorgestellten neuartigen mathematischen Verfahren zur Messdatenanalyse werden wie folgt zusammengefasst.

- Zum Vergleich und zur Bewertbarkeit von (scheinbaren) Leitfähigkeits-Zeit-Charakteristiken empfiehlt sich der Einsatz einer Zeitbasenkorrektur („Re-Timing“) und die Nutzung der t_x Notation.
 - Eine Messdatenerfassung mit klarer zeitlicher Vorgabe begünstigt Redundanzen und Störanfälligkeiten der Messtechnik. Durch Überführung der somit zu nicht äquidistanten Zeitpunkten vorliegenden Messergebnisse auf einen äquidistanten Zeitvektor mit Messdaten je Sekunde wird die Vergleichbarkeit der Messungen begünstigt. Ebenfalls werden Rückschlüsse auf die Qualität der erhaltenen Daten und die Robustheit der Messdatenerfassung ermöglicht, da mittels q_m die Anzahl fehlender Datenpunkte erfasst wird.
 - Bei Einsatz von Tiefpassfiltern zur Reduktion kapazitiver Verschiebungsströme ist der zeitliche Verlauf der Spannung sowohl von der Prüflings- als auch von der eingesetzten Filterkapazität abhängig. Für die Vergleichbarkeit von Messdaten gilt es daher die Spannungsstabilisierungsdauer t_Δ am Prüfling zu ermitteln und zu berücksichtigen.
 - Die Notation t_x kennzeichnet die Zeitbasenkorrektur und eine Berücksichtigung der Zeitdauer der Spannungsstabilisierung am Prüfling ($t_x = t - t_\Delta$).
- Die entwickelten Methoden der Steigungsanalyse verbessern die Rückschlussmöglichkeit auf die dielektrische Antwortfunktion welche der gemessenen Strom-Zeit-Charakteristika/(scheinbare) Leitfähigkeit-Zeit-Charakteristika zugrunde liegen. Neben der allgemeinen Forschungsfrage der dielektrische Antwortfunktion (vgl. Abschnitt 3.2.5), sind derartige Aspekte insbesondere dann von Interesse, wenn z. B. die Applikationsfähigkeit der MWS-Theorie zur Beschreibung von Grenzflächenphänomenen (vgl. Abschnitt 2.2.8) bewertet werden soll.
 - Unter der Annahme, dass für die dielektrische Antwortfunktion eine Potenzgesetzmäßigkeit gemäß Schweidler respektive Jonscher erfüllt ist, erwächst ein linearer Zusammenhang in der logarithmischen Domäne. Dies ermöglicht grundsätzlich eine Signalfilterung sowie eine Steigungsanalyse auf Basis mathematischer Geradenzusammenhänge.
 - Konventionelle Verfahren derartiger Steigungsanalysen begünstigen numerische Artefakte und Herausforderungen, welchen durch die Nutzung der vorgestellten gleitenden

linearen Regression (MLR und MLR*) zielführend begegnet werden kann. Es folgt, dass auch, bei mit Störungen behafteten Strom-Zeit-Charakteristika/(scheinbare) Leitfähigkeit-Zeit-Charakteristika, Rückschlüsse auf die zu Grunde liegende Steigung ermöglicht werden, sodass Rückschlüsse auf die dielektrische Antwortfunktion, respektive Stoffsystemklassifizierung (vgl. Tabelle 3.2), oder auf zu Grunde liegenden Mechanismen begünstigt werden.

- Ein weiterer Vorteil der Steigungsanalyse ist die Tatsache, dass die Zeitabhängigkeit von erfassten experimentellen Daten (z. B. verschiedener Prüfkörper und Materialien) unabhängig von der absoluten Größenordnung dieser Daten vergleichend betrachtet werden kann. Hierdurch werden die Identifikation, Analyse und Interpretation von systematischen Auffälligkeiten, trotz der erschwerten Wiederhol- und Reproduzierbarkeit bei Leitfähigkeitsanalysen (vgl. Abschnitt 2.2.4), erheblich begünstigt.
 - Die Leistungsfähigkeit der MLR zeigt sich deutlich verbessert, sofern die verwendeten Eingangsdaten im Vorfeld mit der linearen Trendfilterung aufgearbeitet werden.
 - Die lineare Trendfilterung verfolgt das Ziel abschnittsweise lineare Leitfähigkeitstrends in der logarithmischen Domäne identifizieren zu können. Hierdurch wird die Analysefähigkeit im Hinblick auf Rückschlüsse auf die dielektrische Antwortfunktion begünstigt und die numerische Leistungsfähigkeit bei Einsatz der MLR gesteigert. Hierfür wird die Messdatenaufbereitung im Wesentlichen als mathematisches Optimierungsproblem angesehen.
 - Auf Basis der ℓ_1 -Trendfilterung wird ein zielführendes Applikationsvorhaben zur Nutzung der Filterungsmethodik bei logarithmischem Zeitbezug der Daten vorgestellt und die Lösung des resultierenden QP Problems unter Verwendung verschiedener Löser diskutiert.
 - Die Filterwirkung zeigt sich im Zuge von SNR-Analysen, in welchen das SNR der ungefilterten Daten (18,24 dB) mit denen einer linearen Trendfilterung unterzogenen Daten (42,22 ... 43,68 dB) verglichen wird, deutlich. Im Hinblick auf die auf Basis der gefilterten Daten wiederum erhaltenen Steigungen bestätigt sich die Anwendung der Trendfilterung als zielführendes Konzept, um die Steigungsrekonstruktion mittels MLR und auch bei Anwendung der direkten numerischen Steigungsbestimmung signifikant zu verbessern.
- ⇒ Mit den vorgestellten Verfahren ist die Entwicklung von mathematischen Verfahren zur Messdatenanalyse unter Berücksichtigung der Zeitabhängigkeit des Absorptionsstroms erfolgreich abgeschlossen. Hierdurch wird es grundsätzlich möglich, materialspezifische Beobachtungen vergleichbar zu bewerten und eine Messdatentrauschung unter Berücksichtigung der Zeitabhängigkeit des Absorptionsstroms vorzunehmen. Darüber hinaus werden erste Rückschlüsse auf die dielektrische Antwortfunktion des vermessenen Prüfkörpers ermöglicht.

5.5 Experimentelle Untersuchungen und Ergebnisse

Die folgenden Ergebnisse sind teilweise ein Auszug aus den, diese Arbeit begleitenden Veröffentlichungen mit experimentellen Ergebnissen¹⁵³ und werden durch Einsatz der prototypischen Realisierung der Versuchstechnik gemäß Unterkapitel 5.1, unter Verwendung des Sefelec M 1500 P, erzielt. Die theoretischen Leistungsmerkmale der Versuchstechnik sind in Abschnitt 5.2.4 formuliert und bestätigen die grundsätzliche Eignung¹⁵⁴, verbleibende versuchstechnische Einschränkungen werden dennoch zunächst in Abschnitt 5.5.1 benannt.

Die experimentellen Ergebnisse dienen der grundsätzlichen Diskussion allgemeiner Einflüsse bei Leitfähigkeitsuntersuchungen, dem Nachweis der Leistungsfähigkeit der geschaffenen Versuchstechnik, qualitativen Materialvergleichen und dem Eignungsnachweis der in Unterkapitel 5.4 vorgestellten mathematischen Verfahren zur Messdatenanalyse. Angaben zur Prüfkörperherstellung, Lagerung und Vorbereitung der Elektrodenanordnung sind in Anhang A.7 angegeben, da unter Berücksichtigung von Abschnitt 2.2.5 die experimentell bestimmten scheinbaren Leitfähigkeiten stets an diese Faktoren gekoppelt sind.

Bei den vorliegenden Analysen setzt sich eine Messung stets aus drei Messphasen zusammen. In der **Konditionierungsphase** werden zunächst zehn Minuten für die Klimaschanksollwerte T_{STC} und $R_t = R_{t,STC}$ gewählt. Im Anschluss können der gewünschte Temperatursollwert T_S und Feuchtesollwert $R_{t,S}$ ¹⁵⁵ vorgegeben werden. Die für den Erwärmungsvorgang erforderliche Zeitdauer wird nicht auf Basis der mittleren Aufheizrate (5 K/min \Leftrightarrow 0,2 min/K) (vgl. Abschnitt 5.1.2) abgeschätzt, sondern deutlich konservativer mittels 3 min/K $\cdot (T_S - T_{STC})$. Additiv folgt eine zusätzliche anschließende Ruhephase von 135 min bei T_S zur Erzielung eines „thermischen Ruhezustands“ innerhalb der Prüfanordnung. Während der Konditionierungsphase, werden die bei einem Sollspannungswert der Hochspannungsquelle von 0 V auftretenden Ströme erfasst (vgl. Abbildung 5.52a). Im Anschluss erfolgt eine **Leerlaufmessung**. Innerhalb dieser erfolgt für eine Zeitdauer von 15 Minuten ebenfalls eine Stromerfassung, wodurch ein Rückschluss auf die vorliegenden Störeffekte vor Beginn jeder Messphase ermöglicht wird. In der abschließenden **Feldapplikationsphase** wird auf Basis einer Sollwertvorgabe der Ausgangsspannung der Hochspannungsquelle, unter Berücksichtigung des Tiefpasses und der Spannungsmessung (vgl. z. B. Abbildung 5.6), für einen definierten Zeitraum eine entsprechende Feldstärke bei Würdigung der mittleren Prüfkörperhöhe am Prüfling vorgegeben und der zugehörige Strom I_M innerhalb der Schutzringanordnung erfasst.¹⁵⁶

Aufgrund des Elektrodendesigns (Luftspalt oberhalb der Schutzringfüllung mittels PTFE, vgl. Abschnitt 5.1.2) und aus Gründen der allgemeinen Überführbarkeit der Ergebnisse wird auf Basis der Strom-Zeit-Charakteristik die scheinbare Leitfähigkeit-Zeit-Charakteristik, unter Verwendung von

¹⁵³ vgl. [K3–K5, K7, K12, M1, M2, M5]

¹⁵⁴ Für die Abschnitte 5.5.2 und 5.5.3 ist die Annahme von $C_{DUT} \lesssim 280$ pA zutreffend bzw. konservativ. Eine experimentelle Bestätigung des Wertebereichs von 209 pF bis 281 pF erfolgte im Rahmen von orientierenden Messungen mittels eines LCR-Meter (GW Instek LCR-8110G) für die betrachteten Silikonelastomere RTV_{MV} , LSR_{HVAC} und LSR_n , HV (vgl. [K4]). Für das untersuchte VPE-Material folgt mit einer Nominalstärke von 500 μ m $C_{DUT} \approx 185$ pF. Ergänzungen siehe Abschnitt 5.5.4.

¹⁵⁵ In den vorgestellten Messungen typischerweise $R_{t,S} \approx 10 - 15$ %.

¹⁵⁶ Unter Berücksichtigung der in Unterkapitel 5.6 benannten Erweiterungen ist in zukünftigen Experimentalstudien z. B. eine Erdung des Prüflings mittels S_1 und S_2 während der Konditionierungsphase möglich. Während z. B. bei entsprechend geöffneten Schaltern die Erfassung der Leerlaufströme wiederum bei einem Sollspannungswert der Hochspannungsquelle von 0 V erfolgt.

Gleichung 3.39 mit $A = A_{eff}$ (Gleichung 3.40) bei Einsatz von $B_c = B_{c,i}$ (Gleichung 3.45), berechnet. Hierbei handelt es sich einzig, wie in Abschnitt 5.3.6 diskutiert, um eine Flächenkorrektur. Eine Homogenisierung der Feldverteilung innerhalb des für die Leitfähigkeitsbestimmung relevanten Feldraumes und insbesondere an den Elektrodenkanten (vgl. Abbildungen 5.32, 5.34, 5.36) ist noch nicht erfolgt, da diese wiederum Weiterentwicklungen der Elektrodenanordnung unter Verwendung numerischer Analysen (vgl. Abschnitt 5.5.1) erfordern. Die ebenfalls zur Bestimmung der scheinbaren Leitfähigkeit erforderliche Prüfkörperhöhe h_T ergibt sich aus dem Mittelwert der entsprechenden Prüfkörperdickenvermessungen an verschiedenen Prüfkörperpunkten (vgl. Anhang A.7.1).

Zunächst werden in Abschnitt 5.5.1 verbleibende versuchstechnische Limitationen aufgezeigt, bevor in Abschnitt 5.5.2 vergleichende Materialuntersuchungen präsentiert werden. Hierbei werden qualitative Vergleiche der scheinbaren Leitfähigkeit bei verschiedenen Silikonelastomeren, Einflüsse der Kontaktierung, „Gedächtniseffekte“, weitere Einflüsse und ergänzende Beobachtungen adressiert. Im folgenden Abschnitt 5.5.3 erfolgt eine intensive Auseinandersetzung mit Bewertungsparametern bei Wiederholbarkeitsanalysen und allgemeiner Einflussanalysen unter Berücksichtigung der Prüfkörperhöhe. Abschnitt 5.5.4 widmet sich insbesondere dem Eignungsnachweis der in Unterkapitel 5.4 eingeführten mathematischen Verfahren zur Messdatenanalyse, welche wiederum auf Basis der erhaltenen orientierenden Ergebnisse den Einsatznutzen dieser Verfahren bestätigen und weiterführende Betrachtungen inspirieren. Abschließend werden die erhaltenen Ergebnisse in Abschnitt 5.5.5 zusammengefasst.

5.5.1 Verbleibende Optimierungspotentiale und Einschränkungen der prototypischen Realisierung der Versuchstechnik

Die mit der prototypisch realisierten Versuchstechnik durchgeführten Untersuchungen¹⁵⁷ und die hierdurch gesammelten Betriebserfahrungen sind als positiv einzuordnen. Es ergeben sich verbleibende Optimierungspotentiale und Einschränkungen, welche insbesondere für weiterführende Untersuchungen, auch zur Bewertung der vorliegenden Ergebnisse, an Bedeutung gewinnen können und daher vorgestellt werden.

Zunächst gilt es zu formulieren, dass die grundsätzliche Eignungsprüfung der in Abschnitt 5.1.2 vorgestellten **Elektrodenanordnung** als positiv einzustufen ist. Für zukünftige Untersuchungen gewinnt daher der Einsatz von korrosionsbeständigen Materialien (vgl. Abschnitt 3.3.1) an Bedeutung. Bei Einsatz z. B. von korrosionsbeständigem Edelstahl sind hierdurch, bei selbigen geometrischen Abmessungen aufgrund der größeren Materialdichte, größere Anpressdrücke während der Untersuchungen (vgl. Abschnitt 2.2.3) erzielbar.

Gleichermaßen führt der Einsatz der Elektrodenanordnung bei Messungen oberhalb von 65 °C dazu, dass eine Deformation der Anordnung beobachtet wurde. Die Kombination der unterschiedlichen Materialien innerhalb der Anordnung (POM, PTFE, Al) führt, aufgrund der unterschiedlichen thermischen Ausdehnungskoeffizienten, zu der Beobachtung, dass die Messelektrode (Elektrode

¹⁵⁷ u. a. [K3–K5, K7, K8, S-BA3, S-BA4, S-MA1, S-MA2, S-MA6, S-MA7, S-MA9]

Nr. I) in einigen Messungen bei $T_S > 65^\circ\text{C}$ gegenüber der Schutzringe­lektrode (Elektrode Nr. II) um ca. 0,1 - 0,2 mm angehoben wird. Insbesondere bei Prüflingen mit einer erhöhten Steifigkeit (z. B. VPE) können aufgrund dessen Messfehler, ob der fehlenden Funktion des Schutzringes, resultieren. Diesem Effekt konnte auch durch das gegenüber der Elektrodenoberkante zurückgezogene Schutzspaltmaterial nicht begegnet werden. Dieser Aspekt ist insbesondere für die in Abschnitt 5.5.4 vorgestellten VPE-Untersuchungen relevant. **Obgleich der Einsatz unterschiedlicher Elektrodenanordnungen zu vergleichbaren Ergebnissen führt, werden daher dennoch die folgend vorgestellten experimentellen Ergebnisse als indikativ benannt.** Die Ergebnisse erlauben aber trotzdem die Bewertung der Einsatz­tauglichkeit der in Abschnitt 5.5.4 vorgestellten mathematischen Verfahren zur Messdatenanalyse.

Unter Berücksichtigung dieses Sachverhalts gewinnen zur Optimierung der Elektrodenanordnung die numerischen Analysen in Unterkapitel 5.3 erneut an Bedeutung. Insbesondere beim Einsatz von Schutzspaltmaterialien, mit auf den Prüfling abgestimmten Leitfähigkeitseigenschaften, gilt es ebenfalls die mit ihnen assoziierten thermischen Ausdehnungskoeffizienten zu berücksichtigen. Darüber hinaus zeigt es sich auf Basis der numerischen Simulationen als vorteilhaft die Einkopplung von Streuströmen, welches in der vorliegenden Anordnung durch die Trage- und Zentrierkonstruktion unterbunden wird, durch eine entsprechende metallische Schirmung weiter zu reduzieren, (vgl. numerische Studien in Abschnitt 5.3.4 unter Berücksichtigung der Leitfähigkeit des Umgebungsmediums). Dies kann darüber hinaus zu einer Verbesserung der mechanischen Festigkeit der Anordnung beitragen. Ob dieser Aspekte gewinnt auch der Einsatz geeigneter Dünnschichttechnologien (vgl. Abbildungen 5.33, 5.34) weiter an Bedeutung, wodurch auch die in Abschnitt 2.2.3 benannten Herausforderungen der Kontaktierung detailliert untersucht werden können.

Die Möglichkeit der Nutzung von Dünnschichtmetallisierung (z. B. der Physikalischen Gasphasenabscheidung (PVD)) zur Prüflingskontaktierung wurde z. B. orientierend in [M1, S-MA1] untersucht und zeigt sich positiv (siehe auch Ergebnisse in Abschnitt 5.5.2). Die hieraus resultierende Möglichkeit von Oberflächenoxidationseinflüssen (vgl. Abschnitt 2.2.3) wird in [161] angeführt und der Einfluss einer dünnen Oxidschicht auf den Volumenwiderstand in Frage gestellt. Die jedoch in [161] angeführten Quellen und die hieraus erwachsene Diskussion ([302–305]) beleuchten unterschiedliche Ursachen, welche die Kontaktierung und das Kontaktverhalten bei Dünnschichtmetallisierungen beeinflussen können. Insbesondere wird in [302] bei der Erfassung von thermisch stimulierten Strömen bei PET eine temperaturabhängige Kontaktspannung ab 80°C beobachtet, welche bei TSC und Leitfähigkeitsbestimmungen beachtet werden sollte. In der Medizintechnik ([306]) wird der Einsatz von PVD als grundsätzlich möglich erachtet, ohne das es zu einer Materialschädigung bei einer Beschichtung von Thermoplasten kommt. Gleichermaßen werden hier Abhängigkeiten der Beschichtung vom Ausgasungsverhalten der Polymere beobachtet (überwiegend Hochvakuumprozesse bei PVD) und ebenfalls bei Polymeren mit hohem Sauerstoffgehalt Oxidationen festgestellt.

Hieraus erwachsen Fragestellungen hinsichtlich der Kontaktierung, der Relevanz einer potentiell auftretenden Oxidschicht sowie etwaiger Materialveränderungen, auch unter anderem aufgrund der Gasdurchlässigkeit und dem Ausgasungsverhalten von Polymeren, z. B. aufgrund des PVD Pro-

zesses (Vakuum, Schutzgas, Temperatur), die jedoch zur Beantwortung weiterführende Materialuntersuchungen bedürfen¹⁵⁸. Für zukünftige Arbeiten wird daher die Einbindung strukturklärender materialwissenschaftlicher Analysen empfohlen und zu diesem Zweck im Hinblick auf die Nutzung von Dünnschichtverfahren auf die Diskussionen in [161, 302–305] sowie in den Abschnitten 2.2.3 und 3.1.3 verwiesen.

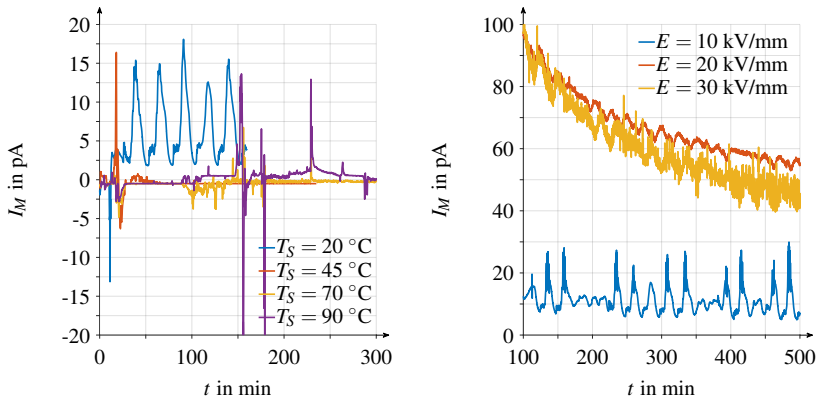
Alternative Ansätze zur Realisierung einer Kontaktierung bietet der in [122] vorgestellte Ansatz, in welchem die getrennte Kontaktierung der Mess- und Schutzringelektrode unter Einsatz entsprechender federnd gelagerter Elektroden ermöglicht wird.

Neben den konstruktiven Erweiterungsempfehlungen für die Elektrodenanordnung werden weitere **Störeinkopplungen** identifiziert, welche für künftige Untersuchungen Optimierungspotentiale bieten. Diese betreffen nicht die im Rahmen der mathematischen Bewertung der prototypischen Realisierung (Abschnitt 5.2.4) definierten Auflösungsgrenzen. Die Beobachtungen treten additiv, auch ohne Spannungsbeaufschlagung des Prüflings, in Erscheinung und werden zum gegenwärtigen Zeitpunkt maßgeblich der in Abschnitt 5.1.2 benannten Klimatechnik zugesprochen. Für künftige Erweiterungen kann zur weiteren Reduktion dieser Störungen der Einsatz einer zusätzlichen Schirmung mittels geerdeten Edelstahl- oder Silbergehäusen gewinnbringend sein, da diese gemäß [167] Störeinkopplungen aufgrund der Heizelemente reduzieren.

Identifizierte exemplarische Stromverläufe befinden sich in Abbildung 5.52. Hierbei handelt es sich in Abbildung 5.52a um den aufgezeichneten zeitlichen Stromverlauf der während der sogenannten Hochlauf- und Leerlaufphase einer Messung erfasst wird. Dies begründet auch die unterschiedlichen Signallängen.

Zunächst werden bei Betrachtung von Abbildung 5.52 die grundsätzlich guten Auflösungseigenschaften der Strommesstechnik im pA-Bereich ersichtlich. Während der Hochlaufphase können aufgrund der thermischen Dynamik grundsätzlich thermisch stimulierte Ströme, sowie bei resultierender mechanischen Krafteinwirkung (Materialausdehnung) ebenfalls piezoelektrische Ströme, in Erscheinung treten vgl. Abschnitte 2.2.1 und 2.2.2. Neben denen bei Temperaturen oberhalb von 20 °C ersichtlichen Strompeaks findet sich insbesondere bei der Messung mit $T_S = 20$ °C ein nahezu zyklisch wiederkehrender Stromverlauf mit einem Abstand zwischen den Minima von ca. 25 Minuten. Diese identifizierte Dynamik, tritt auch bei weiteren Messungen mit $T_S = 20$ °C auf und überlagert sich, wie in Abbildung 5.52b ersichtlich, durchaus auch der Messgröße, wenn die Spannung zugeschaltet wird. Während sich für $E = [20; 30]$ kV/mm eine abfallende Stromcharakteristik zeigt, lässt sich dieses Verhalten für $E = 10$ kV/mm nur noch schwach erahnen. Aufgrund der charakteristischen Beobachtung bei $T_S = 20$ °C wird in [S-MA7] eine Analyse hinsichtlich des Regelverhaltens des Klimaschranks für künftige Messungen angeregt. In vorliegender Arbeit wird daher auf eine Verwendung von Messdaten, welche bei $T_S = 20$ °C erzielt wurden, aufgrund der beobachteten Artefakte verzichtet.

¹⁵⁸ Oxidation von Polymeren wird unter dem Einfluss von Sauerstoff und Wärme z. B. in [233] im Themenbereich der Alterungserscheinungen adressiert.



a) Konditionierungs- und Leerlaufphase, Sollwert der Hochspannungssapplikation: 0 V.

b) Feldapplikationsphase, $T_S = 20$ °C.

Abbildung 5.52: Identifizierte exemplarische Stromverläufe bei Messungen an VPE-Probekörpern mit einer Nominaldicke von $h_{T,nom} = 300$ μm in der Konditionierungs- und Leerlaufphase (5.52a) und während der Feldapplikationsphase (5.52b). Messdatenaufbereitung: Gleitender Mittelwert über 61 Messdatenpunkte, durchschnittliche Datendichte: 3 Messwerte pro Sekunde. Darstellung in Anlehnung an [S-MA7], Messdatenerhebung im Zuge von [S-MA6].

5.5.2 Vergleichende Materialuntersuchungen

Neben umfangreichen Analysen hinsichtlich der Wiederholbarkeit (vgl. Abschnitt 5.5.3) werden in diesem Abschnitt zunächst erste grundsätzliche Materialuntersuchungen qualitativ vergleichenden Charakters vorgestellt (vgl. u. a. [K3–K5, M1, M2]). Diese Untersuchungen erlauben erste Materialvergleiche und Einschätzungen hinsichtlich etwaiger Einflüsse z. B. von Temperatur, Kontaktierung, „Gedächtniseffekten“ auf die erfasste scheinbare Leitfähigkeit. **Aufgrund der geringen Stichprobenanzahl der Prüfkörper werden die in diesem Abschnitt (5.5.2) präsentierten Ergebnisse als indikativ angegeben.** Im weiteren Verlauf des Abschnitts 5.5.3 werden dann unter Berücksichtigung von Bewertungsparametern Wiederholbarkeits- und Signifikanzanalysen präsentiert. Daher wird sich auf die kompakte Darstellung der aufbereiteten Messdaten und die hieraus folgenden zukünftig möglichen Untersuchungsschwerpunkte beschränkt und Brückenschläge zum gegenwärtigen Stand des Wissens (Unterkapitel 2.2) und zur Theorie (Kapitel 3) aufgezeigt.

Materialvergleich Silikonelastomere

Untersucht werden zunächst drei verschiedene Silikonelastomere (vgl. [K4]). Hierbei handelt es sich um ein RTV-(2)-add. und um zwei LSR-(2)-add. Silikone (vgl. Abschnitt 3.1.3, Prüfkörperfertigung: Anhang A.7.1). Das RTV-Material findet Anwendung in Mittelspannungskomponenten und wird mit der Kennzeichnung RTV_{MV} versehen. Eines der LSR-Materialien wird in HVAC-Kabelgarnituren bis zu Betriebsspannungen von 550 kV eingesetzt und verfügt über die Kennzeichnung LSR_{HVAC} . Das weitere LSR-Material wird zum gegenwärtigen Zeitpunkt und Wissensstand noch

nicht in kommerziell verfügbaren Hochspannungsanwendungen eingesetzt, ist identisch mit dem verwendeten Material in Abschnitt 5.5.3 und ist im vorliegenden Abschnitt mit $LSR_{n, HV}$ gekennzeichnet.

Zu Kontrollzwecken wird die Prüfkörperstärke an zwölf verschiedenen Prüfkörperpunkten (Nominalstärke von $h_{T,nom} = 500 \mu\text{m}$) vermessen. Die zugehörigen minimalen ($h_{T,min}$), maximalen ($h_{T,max}$) und mittleren ($h_{T,mean}$) Höhen der fünf Prüfkörper, inklusive der Standardabweichung ¹⁵⁹ finden sich in Tabelle A.8. Die für die Untersuchungen gewählte Nominalfeldstärke wird unter Berücksichtigung der mittleren Prüfkörperhöhe $h_{T,mean}$ und entsprechende Sollwertvorgabe der Ausgangsspannung der Hochspannungsquelle, unter Berücksichtigung des Tiefpasses und der Spannungsmessung, erzielt (vgl. z. B. Abbildung 5.6). Angaben zur Vorbereitung der Messanordnung finden sich in Anhang A.7.2. Die Konfiguration des Pikoamperemeters erfolgt unter Verwendung des Messmodi für kapazitive Prüflinge und somit unter Verwendung der normalen Messrate.

Aufgrund der Einsatztemperatur der Elektrodenanordnung und der geringen Materialsteifigkeit der Prüfkörper wird der in Abschnitt 5.5.1 thematisierte, bei Messungen oberhalb von $T_S = 65 \text{ }^\circ\text{C}$ beobachtete, Höhenunterschied der Messelektrode gegenüber der Schutzringelektrode als vernachlässigbar eingeschätzt.

Für die Messungen werden die Prüfkörper wiederholend eingesetzt. Es erfolgen jeweils drei Messungen bei $T_S = 45 \text{ }^\circ\text{C}$ und bei $T_S = 65 \text{ }^\circ\text{C}$ ¹⁶⁰. Vor Durchführung der Messungen werden die Prüfkörper kurzgeschlossen, geerdet und für mindestens 48 Stunden bei $T = 75 \text{ }^\circ\text{C}$ gelagert (Heraeus T 6060), vor der ersten Messung beträgt die Lagerung mindestens zehn Tage. Einen Überblick über die einzelnen Phasen der Messung bietet Tabelle 5.12.

Dauer in min		Phase
220	280	Konditionierungsphase: 10 min: T_{STC} , 75 min: Erwärmungsvorgang für $T_S = 45 \text{ }^\circ\text{C}$ 135 min: Erwärmungsvorgang für $T_S = 65 \text{ }^\circ\text{C}$ jeweils zuzüglich 135 min Ruhephase bei T_S .
		15
1035 (62100 s)		Feldapplikationsphase bei T_S applizierte Feldstärke: 10 kV/mm. 1035 min Dauer für alle Prüfkörper

Tabelle 5.12: Dauer der einzelnen Phasen der Messung im Rahmen der indikativen Materialvergleiche.

Die erfassten Leerlaufströme aller Messungen sind stets geringer 3 pA, der Mittelwert beträgt 1,94 pA. Die Datenaufbereitung erfolgt zunächst ohne Verwendung der in Unterkapitel 5.4 benannten neuartigen Verfahren, um die Vergleichbarkeit zu Studien anderer Autoren (vgl. Unterkapitel 2.2) und die hieraus erwachsende Transparenz zu fördern. Daher wird lediglich ein gleitender

¹⁵⁹ Funktion `std` in MATLAB.

¹⁶⁰ Abfolge: zunächst zwei Vermessungen bei $T_S = 45 \text{ }^\circ\text{C}$ gefolgt von zwei Messungen bei $T_S = 65 \text{ }^\circ\text{C}$ bevor jeweils die dritte Messung bei $T_S = 45 \text{ }^\circ\text{C}$ und bei $T_S = 65 \text{ }^\circ\text{C}$ durchgeführt werden. Die Orientierung des Prüfkörpers in der Anordnung wird nicht gesondert betrachtet.

Medianfilter (Fensterbreite: 11 Datenpunkte) gefolgt von einem gleitenden Mittelwertfilter (Fensterbreite: 31 Datenpunkte) eingesetzt ¹⁶¹.

Eine Zusammenfassung der erhaltenen scheinbaren Leitfähigkeiten für Zeitdauern $t \geq 100$ s ist in Abbildung 5.53 dargestellt. Neben den jeweils vorhandenen Ergebnissen der drei Messungen bei $T_S = 45$ °C und $T_S = 65$ °C werden zusätzlich die Mittelwerte dieser Messungen (\overline{LSR}_{HVAC} , $\overline{LSR}_{n, HV}$, \overline{RTV}_{MV}) dargestellt, wobei Abbildung 5.53d einen entsprechenden Vergleich ermöglicht.

Alle scheinbaren Leitfähigkeiten sind geringer als 1 pS/m und weisen, mit Ausnahme von LSR_{HVAC} bei $T_S = 45$ °C, einen zeitlich abfallenden Verlauf auf. Derartig fallende Zeitverläufe bestätigen sich für Silikonelastomere in der Literatur ebenfalls z. B. für verschiedene Feldstärken in Untersuchungen bei 30 °C [187].

Im Hinblick auf die Leitfähigkeitsmechanismen und -modelle, mit besonderem Applikationsfokus der Gleichspannungsanwendungen, sei auf Abschnitt 2.2.8 verwiesen und betont, dass zum gegenwärtigen Zeitpunkt der Erkenntnisstand der Thematik der Leitfähigkeit für Silikon weitgehend gering ist (vgl. Abschnitt 3.1.3). Gemäß Abschnitt 3.1.3 werden daher Aspekte z. B. hinsichtlich des Vorhandenseins einer Ionenleitung aber auch Aspekte der Raumladungsbildung unter Berücksichtigung der erzielten Messergebnisse im Folgenden betrachtet.

Wird der Aspekt der Ionenleitung unter Berücksichtigung des freien Volumens (vgl. Abschnitt 3.2.4), welcher Bestandteil von Erklärungsmodellen der stationären Leitfähigkeit ist, zur Ergebnisanalyse betrachtet, so gilt, dass die Ionenbeweglichkeit abnimmt, wenn Vernetzungsgrad und Kristallinitätsgrad steigen. Gemäß Abbildung 5.53d zeigt sich die geringste scheinbare Leitfähigkeit stets für das RTV-Material, obwohl dies die geringste Kettenlänge (siehe Abschnitt 3.1.3) aufweist.

Ein möglicher Anhaltspunkt zur Begründung der geringeren scheinbaren Leitfähigkeit für das RTV_{MV} -Material mag ein verändertes Raumladungsverhalten sein, welches von der applizierten Feldstärke abhängig ist. Gemäß [218] liegt bei „geringen“ Feldstärken lediglich eine schwache Polarisierung aufgrund der im Material vorhandenen Dipole vor, nimmt diese Polarisierung mit steigender Feldstärke zu, so reduziert sich die durch die von den Elektroden injizierte Ladungsmenge bei „hohen“ Feldstärken. Liegen demnach für die Materialien unterschiedliche Schwellwerte für hohe und geringe Feldstärken vor, so verändert sich materialsensitiv die Ladungsinjektion und der damit assoziierte Ladungstransport im Medium. Exemplarisch kann demnach, lediglich auf Basis der Kenngrößen der scheinbaren Leitfähigkeit (Abbildung 5.53d), der Schluss naheliegen, dass 10 kV/mm für das RTV_{MV} -Material bereits eine hohe Feldstärke mit damit einhergehender reduzierter Ladungsinjektion darstellt, wohingegen diese Feldstärke für die LSR-Materialien noch als gering anzusehen ist. Für derartige Betrachtungen gewinnen in Zukunft Raumladungsuntersuchungen und weitere strukturklärende Materialuntersuchungen an Stellenwert. (vgl. [K4])

¹⁶¹ Auszüge der ungefiltert erhaltenen Daten (vgl. exemplarisch ebenfalls Abbildung 5.56) sowie die Aufbereitung unter Verwendung eines lediglich 30 Datenpunkte umfassenden gleitenden Mittelwertfilters findet sich in [K4].

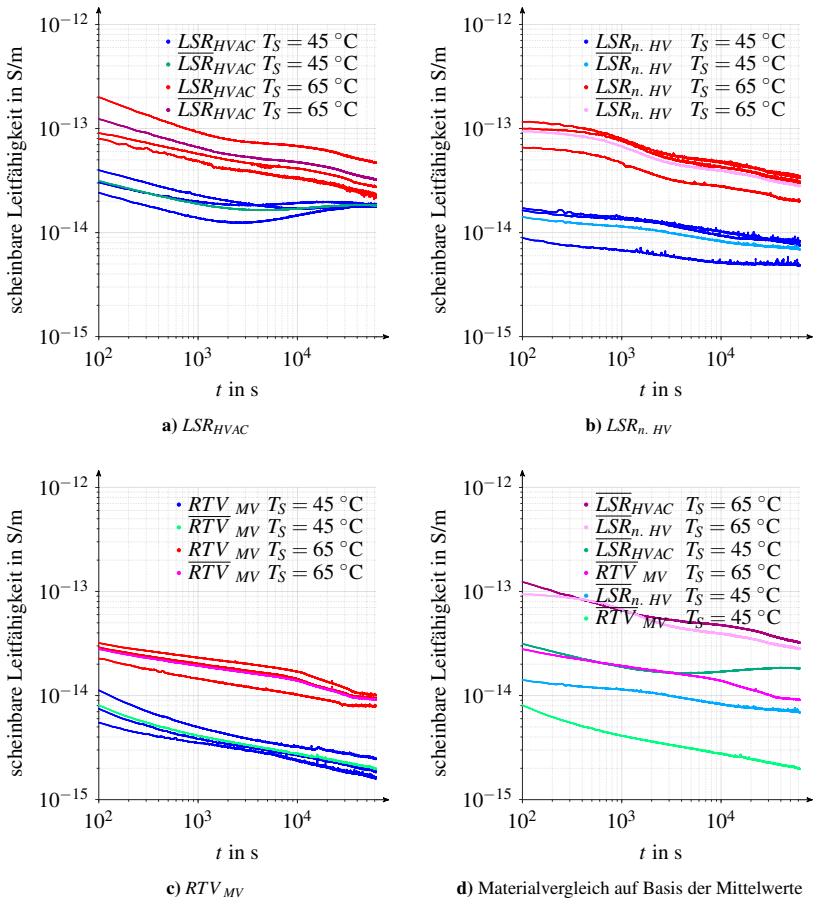


Abbildung 5.53: Indikative, vergleichende Materialuntersuchungen verschiedener Silikonelastomere im Hinblick auf die scheinbare Leitfähigkeit unter Verwendung gefilterter Messdaten. Es gilt: $E = 10 \text{ kV/mm}$ und $T_S = 45^\circ\text{C}$ bzw. $T_S = 65^\circ\text{C}$. Darstellung vgl. [K4].

Alle scheinbaren Leitfähigkeiten steigen in den Untersuchungen bei höheren Temperaturen an. Diesbezüglich wird in [218] eine Abschwächung der Dipolmomente im Material diskutiert, welches somit wieder die Ladungsinjektion begünstigt. (vgl. [K4])

Abschließend sei an dieser Stelle betont, dass nach gegenwärtigen Stand des Wissens (s. o.) nicht formuliert werden kann, ob die obig diskutierten Aspekte der Ionenleitung und des Raumladungsverhaltens die dominierenden Mechanismen hinsichtlich der scheinbaren Leitfähigkeit in den untersuchten Materialien darstellen. Vielmehr werden weiterführende Analysen, inkl. der hiermit

assoziierten Strukturklärung, erforderlich, um den Erkenntnisstand für Silikonelastomere zu steigern.

Der Einfluss der Temperatur auf die scheinbare Leitfähigkeit lässt sich detaillierter bewerten, sofern die Quotienten q_σ der Mittelwerte der scheinbaren Leitfähigkeiten gemäß

$$q_{\sigma, LSR_{HVAC}} = \frac{\overline{LSR}_{HVAC} \quad T_S = 65^\circ\text{C}}{\overline{LSR}_{HVAC} \quad T_S = 45^\circ\text{C}} \quad (5.58)$$

$$q_{\sigma, LSR_{n, HV}} = \frac{\overline{LSR}_{n, HV} \quad T_S = 65^\circ\text{C}}{\overline{LSR}_{n, HV} \quad T_S = 45^\circ\text{C}} \quad (5.59)$$

$$q_{\sigma, RTV_{MV}} = \frac{\overline{RTV}_{MV} \quad T_S = 65^\circ\text{C}}{\overline{RTV}_{MV} \quad T_S = 45^\circ\text{C}} \quad (5.60)$$

betrachtet werden. Der zeitliche Verlauf dieser Faktoren ist in Abbildung 5.54 visualisiert und zeigt eine klare Zeitabhängigkeit.

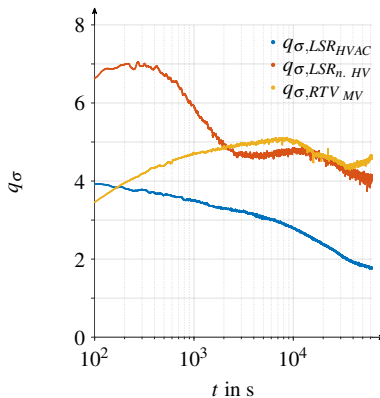


Abbildung 5.54: Betrachtung des Temperatureinflusses unter Verwendung von Quotienten q_σ , Berechnung nach Gleichungen 5.58, 5.59 und 5.60 auf Basis der in Abbildung 5.53 dargestellten Ergebnisse.

Es zeigt sich, dass für das Material LSR_{HVAC} zu Beginn der Messung eine Temperaturerhöhung zu einer Anhebung der scheinbaren Leitfähigkeit im zeitlichen Mittel von $100 \text{ s} \leq t \leq 200 \text{ s}$ zu $\overline{q_{\sigma, LSR_{HVAC}}} \approx 3,9$ führt. Zum Ende der Messung $61998 \text{ s} \leq t \leq 62098 \text{ s}$ sinkt dieser Temperatureinfluss auf $\overline{q_{\sigma, LSR_{HVAC}}} \approx 1,8$. Für $LSR_{n, HV}$ wird ebenfalls eine zeitliche Abnahme des Temperatureinflusses festgestellt, hier sinkt (zu identischen Zeitpunkten) $\overline{q_{\sigma, LSR_{n, HV}}}$ von $\approx 6,9$ auf $\approx 4,1$. Einzig für RTV_{MV} wird eine Zunahme von $\overline{q_{\sigma, RTV_{MV}}} \approx 3,7$ auf $\overline{q_{\sigma, RTV_{MV}}} \approx 4,6$ beobachtet. Ergebnisse unter Verwendung anderer Datenprozessierungen, lediglich zu diskreten Zeitpunkten, bestätigen diese Faktoren (vgl. [K4]). Auf Basis dieser Beobachtungen zeigt sich, dass der Temperatureinfluss auf die scheinbare Leitfähigkeit nicht zeitlich konstant ist, respektive die Zeitabhängigkeit der scheinbaren Leitfähigkeit offensichtlich durch die Temperatur beeinflusst wird. Hierdurch wird

die Anwendung der in Abschnitt 3.2.2 benannten Modellierungen der grundsätzlichen Temperatureinflüsse erschwert, da diese nun einer Zeitabhängigkeit unterliegen. Allgemein gilt es festzuhalten, dass insbesondere die Modellierungen zur Abbildung der stationären Komponente der Leitfähigkeit (Abschnitt 3.2.4, sowie Anhang A.2) für sämtliche untersuchten Materialien eine Einschränkung erfahren, da keine stationären Verhältnisse vorliegen, sodass die Analyse der transienten Komponente der Leitfähigkeit gemäß Abschnitt 3.2.5 an Bedeutung gewinnt. Darüber hinaus zeigt diese Beobachtung, dass die Feldverteilung bei inhomogenen Temperaturverteilungen (z. B. in Kabeln und deren Garnituren), sowohl bei homogenen Materialanordnungen als auch bei Grenzflächen deutlich komplexer wird. Es tritt eine zusätzliche Zeitabhängigkeit in Erscheinung, welche nun Berücksichtigung z. B. bei der zeitabhängigen Feldinversion (vgl. Abbildung 1.3) erfahren muss. Dies erschwert die Anwendung der diskutierten Modellierungsaspekte u. a. in den Abschnitten 2.2.6, 2.2.8 sowie die Anwendung der Beschreibungsgleichungen zur Abbildung der (scheinbaren) Leitfähigkeit (vgl. Unterkapitel 3.2) und auch der Raumladungsbildung und der zugehörigen Diskussion gemäß Gleichungen 3.33 bis 3.38.

Kontaktierungseinflüsse

Im Folgenden werden erste Kontakteinflüsse auf die gemessene scheinbare Leitfähigkeit vergleichend vorgestellt. Exemplarisch erfolgt dies für das Silikonelastomer $LSR_{n, HV}$ unter Verwendung der in Abbildung 5.53 dargestellten Mittelwerte für $\overline{LSR}_{n, HV}$. Diesen Daten werden die in [M1], unter Verwendung von PVD, ebenfalls für $LSR_{n, HV}$ (vgl. Diskussion in Abschnitt 5.5.1), erzielten Ergebnisse gegenübergestellt. Die erforderliche Aussparung der Metallisierung oberhalb des Schutzspalts erfolgt unter Verwendung einer Schablone. Die drei mit gesputterten Titan (Schichtdicke ca. 50 nm, Prozessgas: Argon) versehenen Prüfkörper (P1, P2, P3) erhalten die Materialkennzeichnung $LSR_{n, HV M}$ und werden in [M1] bei drei verschiedenen Feldstärken $E = [5; 10; 20]$ kV/mm untersucht. Der zugehörige Mittelwert $\overline{LSR}_{n, HV M}$ der Messungen bei $E = 10$ kV/mm, welcher sich aus den Vermessungen von P1, P2 und P3 ergibt, wird mit den Ergebnissen für $\overline{LSR}_{n, HV}$ (Abbildung 5.53d) in Abbildung 5.55a vergleichend dargestellt. Die Dauer der einzelnen Messphasen ist mit denen in Tabelle 5.12 bei Verwendung von $T_S = 45$ °C identisch. Weitere Details zur Messung finden sich in [M1].

Zusätzlich wird der Kontaktierungseinfluss bei Verwendung eines Silberleitlacks für VPE adressiert; siehe diesbezüglich die Diskussionen u. a. in Abschnitt 2.2.3 hinsichtlich der Materialveränderung aufgrund der organischen Substanzen der Farbe. Orientierende Messungen für verschiedene VPE-Prüfkörper, bei Einsatz von Silberleitlack (Materialkennzeichnung: $VPE_{DC M}$), sind in [K3] vorgestellt¹⁶². Bei dem untersuchten Material handelt sich um ein kommerziell verfügbares VPE für DC-Anwendungen, welches unter Verwendung von BoPET Schutzfolien gefertigt wurde. Ausführungen zur Fertigung und zum Einfluss der Schutzfolie siehe Anhang A.7.1. Die erforderliche Aussparung der Metallisierung oberhalb des Schutzspalts erfolgt unter Verwendung einer geeigneten Schablone, welche zunächst auf den Prüfkörper aufgeklebt wird (hieraus können wiederum ebenfalls Prüfkörperveränderungen aufgrund der Klebstoffbestandteile gemäß Abschnitt 2.2.3 resultieren). Die nominale Prüfkörperstärke beträgt 500 µm und je Messung wird ein neuer Prüfkörper

¹⁶² Entgegen der Vorstellung der Versuchstechnik gemäß Unterkapitel 5.1 gilt einzig bei diesen Untersuchungen $R_{TP} = 282$ kΩ.

eingesetzt. Die betrachtete Feldstärke beträgt $E = 20 \text{ kV/mm}$. Die Dauer der einzelnen Messphasen ist mit denen in Tabelle 5.12 bei Verwendung von $T_S = 45^\circ \text{C}$ bzw. $T_S = 65^\circ \text{C}$ identisch, wobei vereinzelt Prüfkörper auch länger als 1035 min vermessen werden. Die Darstellung und Mittelwertbildung (Materialkennzeichnung: \overline{VPE}_{DCM}) erfolgt unter Berücksichtigung dreier Prüfkörper (P1, P2, P3 respektive P5, P6, P7). Weitere Details zur Messung finden sich in [K3].

Als Vergleichsmaterial fungieren Ergebnisse die im Zuge von Wiederholbarkeitsmessungen von VPE in [M2] vorgestellt sind (Materialkennzeichnung: VPE_{DC}). In [M2] findet sich zusätzlich ein Materialvergleich zwischen VPE zum Einsatz in AC- bzw. DC-Applikationen. Die nominale Prüfkörperstärke beträgt auch hier $500 \mu\text{m}$ und bei der Vermessung wird der Prüfkörper wiederholend eingesetzt. Auch hierbei handelt sich um ein kommerziell verfügbares DC-VPE-Material, welches unter Verwendung von BoPET Schutzfolien gefertigt wurde. Ausführungen zur Fertigung siehe Anhang A.7.1. Vor Durchführung der Messungen werden die Prüfkörper kurzgeschlossen, geerdet und für mindestens 48 Stunden bei $T = 75^\circ \text{C}$ gelagert (Heraeus T 6060). Die Dauer der einzelnen Messphasen ist mit denen in Tabelle 5.12 bei Verwendung von $T_S = 45^\circ \text{C}$ bzw. $T_S = 65^\circ \text{C}$ identisch, wobei die Prüfkörper 2475 min vermessen werden. Die Darstellung und Mittelwertbildung (Materialkennzeichnung: \overline{VPE}_{DC}) erfolgt unter Berücksichtigung dreier Messungen. Weitere Details zur Messung finden sich in [M2].

Der Materialvergleich für VPE in Abhängigkeit von Temperatur und Kontaktierung ist in Abbildung 5.55b visualisiert.

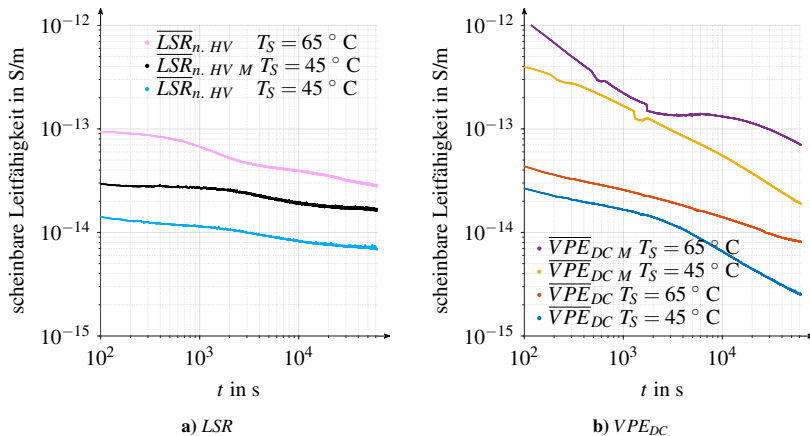


Abbildung 5.55: Indikative, vergleichende Materialuntersuchungen im Hinblick auf die scheinbare Leitfähigkeit bei Betrachtung von Kontaktierungseffekten unter Verwendung gefilterter Messdaten, (Darstellung in Anlehnung an [K4, K5, M2], Details zu den Messungen siehe ebenfalls [K4, K5, M2]).

Für alle Ergebnisse in Abbildung 5.55 gilt, dass die Konfiguration des Pikoamperemeters unter Verwendung des Messmodi für kapazitive Prüflinge und somit unter Verwendung der normalen Messrate erfolgte. Ebenfalls ist in Einklang mit den vorherigen Untersuchungen die Datenaufbereitung unter Verwendung eines gleitenden Medianfilters (Fensterbreite: 11 Datenpunkte) gefolgt von einem gleitenden Mittelwertfilter (Fensterbreite: 31 Datenpunkte) durchgeführt worden ¹⁶³.

Unabhängig von der Kontaktierung ist zunächst der unterschiedliche zeitliche, nicht stationäre Verlauf der scheinbaren Leitfähigkeit der Silikon- und VPE-Materialien in Abbildung 5.55 auffallend. Hieraus erwächst insbesondere bei Medienübergängen die Konsequenz, dass die zugehörigen Gesetzmäßigkeiten (vgl. Gleichungen 3.29, 3.31 und Gleichungen 3.33 bis 3.38) eine zusätzliche Zeitabhängigkeit erfahren. Die Feldverteilung unter Gleichspannung ist daher, aufgrund der zeitlichen Komponente der scheinbaren Leitfähigkeit, zusätzlich zu den bisherigen Zeiteinflüssen der Feldmigrationen, welche bereits aufgrund von Abhängigkeiten von Temperatur und Feldstärken resultieren, komplexer.

Grundsätzlich äußert sich der Einsatz von metallisierten Elektroden in einer größeren gemessenen scheinbaren Leitfähigkeit. Dies kann dem verbesserten Elektrodenkontakt geschuldet sein. Gleichmaßen können aufgrund der Prüfkörperoberflächenbeschaffenheit die nun mit Metallpartikeln gefüllten Oberflächenunebenheiten selbst als Mikrospitzen agieren und wiederum Ladungsträgerinjektionen begünstigen. Während bei dem betrachteten LSR-Material (Abbildung 5.55a) grundsätzlich von einem ähnlichen zeitlichem Verlauf, mit lediglich erhöhtem Wertebereich (Erhöhung zwischen 2,1...2,5, durchschnittlich 2,4 ¹⁶⁴) gesprochen werden kann, zeigen sich bei VPE (Abbildung 5.55b) deutlichere Unterschiede. Eine Analyse dieser Unterschiede erfolgt nicht, da in künftigen Untersuchungen zunächst die resultierenden Materialeinflüsse eruiert werden sollten. Grundsätzlich stützt die Beobachtung jedoch die Annahme des Einflusses etwaiger Materialveränderungen (vgl. Abschnitt 2.2.3, Abbildung 2.5) und äußert sich ebenfalls in veränderten Raumladungsmustern, sofern Prüfkörper mit und ohne Silberleitlack verglichen werden (vgl. z. B. [M3]).

„Gedächtniseffekte“ und weitere Einflüsse

In Abschnitt 2.2.4 ist thematisiert, dass eine Qualifizierung der eingesetzten Messtechnik und eine statistische Absicherung der Messergebnisse darüber hinaus durch „Gedächtniseffekte“ des Materials („memory-effect“) erschwert wird. Hierbei wird (vgl. Abschnitt 2.2.4, insbesondere gemäß [120]) empfohlen, Feststoffe mindestens zehnmals so lang kurzzuschließen, wie die Exposition mit einer Feldbelastung erfolgte, dies kann jedoch in Diskrepanz zu etwaigen Materialveränderungen (Diffusion, Atmosphärenexposition, Alterung etc.) stehen. In Abschnitt 3.2.5 lassen sich diese „Gedächtniseffekte“ der Isolierung in Einklang mit Polarisationserscheinungen derart deuten (Diskussion im Kontext zu Gleichung 3.13), dass die Polarisation eines Werkstoffs unter Berücksichtigung der vorherigen Feldexpositionen verläuft.

¹⁶³ Auszüge der ungefiltert erhaltenen Daten sowie die Aufbereitung unter Verwendung eines lediglich 30 Datenpunkte umfassenden gleitenden Mittelwertfilters finden sich in [K3, K5, M1, M2].

¹⁶⁴ Daten unter Verwendung eines lediglich 30 Datenpunkte umfassenden gleitenden Mittelwertfilters finden sich in [K4] und bestätigen die hier vorliegenden Aspekte.

Zur ersten Orientierung hinsichtlich dieser Thematik und zum Materialvergleich werden die indikativen Untersuchungen der Silikonelastomere gemäß Abbildung 5.53 erweitert betrachtet, wobei für die Prüfkörper unverändert die Angaben gemäß Tabelle A.8 gelten. Neben den bereits präsentierten Ergebnissen, werden nun zusätzliche Ergebnisse bei $T_S = 45^\circ\text{C}$ und $E = 10\text{ kV/mm}$ dargestellt. Entsprechend gilt für die Phasen der Messung unverändert Tabelle 5.12 und die Nominalfeldstärke wird unter Berücksichtigung der mittleren Prüfkörperhöhe $h_{T,mean}$ und entsprechender Sollwertvorgaben der Ausgangsspannung der Hochspannungsquelle erzielt. Angaben zur Vorbereitung der Messanordnung finden sich in Anhang A.7.2. Die Konfiguration des Pikoamperemeters erfolgte unter Verwendung des Messmodi für kapazitive Prüflinge und somit unter Verwendung der normalen Messrate. Die Orientierung des Prüfkörpers in der Anordnung wird nicht gesondert betrachtet (vgl. diesbezüglich Abschnitt 5.5.3). Einen Ergebnisüberblick bietet Abbildung 5.56.

Die in Abbildungen 5.56a, 5.56c und 5.56e dargestellten Ergebnisse geben einen Überblick über die erfassten ungefilterten betragsmäßigen Strommesswerte $|I_M|$ in Abhängigkeit der laufenden Nummer der Feldstärkeapplikation #, der vorangegangenen Kurzschlussdauer (KD) in Tagen (d) und unter Berücksichtigung der Spannungspolarität + bzw. -. Die Feldstärkeapplikationen #=[3; 4; 6; 7] bei LSR_{HVAC} und RTV_{MV} sowie #=[3; 4; 6] bei $LSR_{n, HV}$ adressieren Untersuchungen bei $T_S = 65^\circ\text{C}$ mit entsprechend größeren Strömen und scheinbaren Leitfähigkeiten (vgl. Abbildung 5.53) und werden aufgrund dessen hier nicht dargestellt. Vor der Berechnung der zugehörigen scheinbaren Leitfähigkeiten (Abbildungen 5.56b, 5.56d und 5.56f) werden die Daten unter Verwendung eines gleitenden Medianfilters (Fensterbreite: 11 Datenpunkte) gefolgt von einem gleitenden Mittelwertfilter (Fensterbreite: 31 Datenpunkte) aufbereitet.

Kontrastierend hierzu werden ähnliche Untersuchungen ebenfalls erweiternd an einem DC-VPE-Material durchgeführt. Hierbei handelt sich um ein kommerziell verfügbares DC-VPE, welches unter Verwendung von BoPET Schutzfolien gefertigt wurde. Ausführungen zur Fertigung siehe Anhang A.7.1. Die nominale Prüfkörperstärke beträgt $500\ \mu\text{m}$ ($h_{T,mean} = 489\ \mu\text{m}$). Der bereits im Zuge von Wiederholbarkeitsmessungen von VPE in [M2] betrachtete Prüfkörper ist bereits sechsmal bei Feldstärkeapplikation mit $E = 20\text{ kV/mm}$ ($T_S = 45^\circ\text{C}$ #=[1; 2; 3] und $T_S = 65^\circ\text{C}$ #=[4; 5; 6]) vermessen worden und zwischen den Applikationen für mindestens 48 Stunden bei $T = 75^\circ\text{C}$ kurzgeschlossen und geerdet gelagert worden. Die Dauer der einzelnen Messphasen ist mit denen in Tabelle 5.12 bei Betrachtung von $T_S = 45^\circ\text{C}$ identisch, wobei der Prüfkörper über 2475 min vermessen wird. Weitere Details zur Messung finden sich in [M2].

Ergänzend wird das Material nun erneut bei $E = 20\text{ kV/mm}$ und $T_S = 45^\circ\text{C}$ vermessen (# 8...11; # = 7 erfolgt bei $T_S = 65^\circ\text{C}$, vgl. [K5]). Die Messdauer beträgt für #=[8; 9; 10] jeweils 5050 min und für #=[7; 11] lediglich 2475 min. Zwischen den Messungen wird der Prüfkörper für mindestens die Zeitdauer der Feldstärkeapplikation kurzgeschlossen, geerdet und bei $T = 75^\circ\text{C}$ gelagert. Die Orientierung des Prüfkörpers in der Anordnung wird nicht gesondert betrachtet.

In Analogie zu Abbildung 5.56 werden in Abbildung 5.57a die erfassten ungefilterten betragsmäßigen Strommesswerte $|I_M|$ in Abhängigkeit der laufenden Nummer der Feldstärkeapplikation # dargestellt. Die Feldstärkeapplikationen #=[4; 5; 6; 7] adressieren Untersuchungen bei $T_S = 65^\circ\text{C}$ mit entsprechend größeren Strömen und scheinbaren Leitfähigkeiten und werden aufgrund dessen

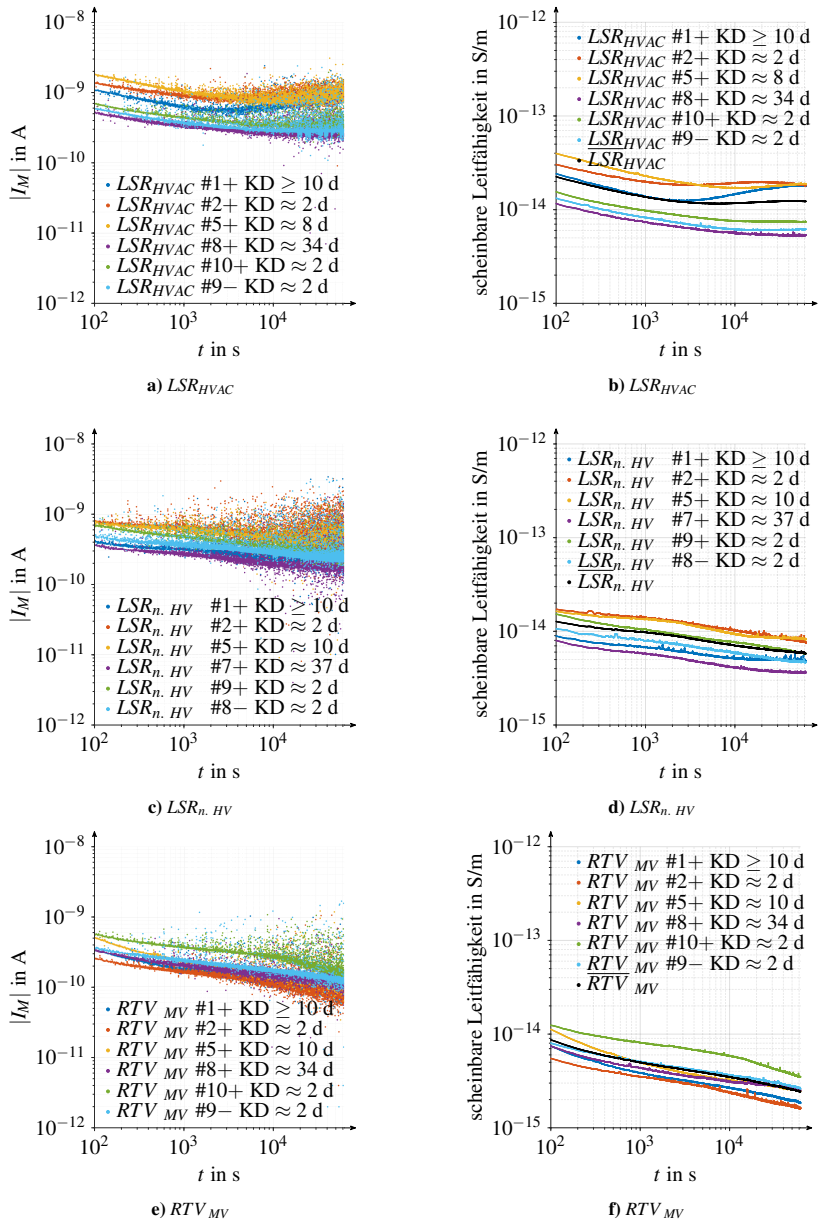


Abbildung 5.56: Indikative, vergleichende Materialuntersuchungen verschiedener Silikonelastomere im Hinblick auf „Gedächtniseffekte“. Es gilt: $E = 10$ kV/mm und $T_S = 45$ °C. Abbildungen 5.56a, 5.56c, 5.56e: erfasste ungefilterte Strommessdaten; Abbildungen 5.56b, 5.56d, 5.56f: scheinbare Leitfähigkeiten unter Verwendung gefilterter Daten.

hier nicht dargestellt (siehe z. B. [M2]). Messung #= 11 erfolgt ohne Einsatz der Schutztechnik. Vor der Berechnung der zugehörigen scheinbaren Leitfähigkeiten werden die Daten unter Verwendung eines gleitenden Medianfilters (Fensterbreite: 11 Datenpunkte) gefolgt von einem gleitenden Mittelwertfilter (Fensterbreite: 31 Datenpunkte) aufbereitet und in Abbildung 5.57b dargestellt.

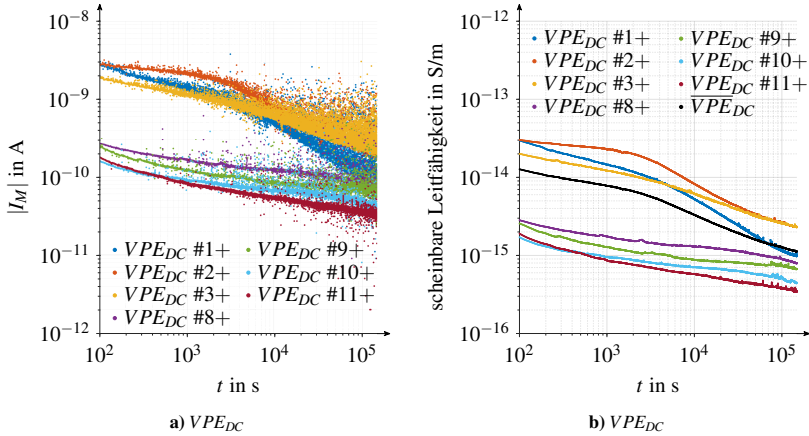


Abbildung 5.57: Indikative, vergleichende Materialuntersuchungen von VPE im Hinblick auf „Gedächtniseffekte“. Es gilt: $E = 20$ kV/mm und $T_S = 45$ °C. Abbildung 5.57a: erfasste ungefilterte Strommessdaten; Abbildung 5.57b: scheinbare Leitfähigkeiten unter Verwendung gefilterter Daten.

Werden Abbildung 5.56 und 5.57 miteinander verglichen, so ist für das VPE eine Gruppenbildung erkennbar ¹⁶⁵. Für das VPE gilt, dass die erfassten Ströme bzw. scheinbaren Leitfähigkeiten der Messungen # 1 ... 3 größer sind als jene der Messungen # 8 ... 11. Dies zeigt, dass nach Messungen bei erhöhten Temperaturen $T_S = 65$ °C, auch bei Kurzschluss und Erdung des Prüfkörpers bei erhöhten Temperaturen $T = 75$ °C und Zeitdauern, die mindestens identisch mit der Messdauer sind, diese Maßnahmen nicht ausreichend scheinen, um die scheinbare Ursprungsleitfähigkeit wiederherzustellen. Hierbei kann es sich um einen „Gedächtniseffekt“ der Isolierung handeln; gleichermaßen gilt es zusätzlich mögliche Materialveränderungen (Diffusion, Atmosphärenexposition, Alterung, etc. und auch Veränderungen des Kristallinitätsgrades, siehe Abschnitt 3.1.2), respektive etwaige Orientierungsaspekte innerhalb der Anordnung zu beachten. Hieraus erwächst insbesondere bei VPE die Anforderung den Prüfkörper vor Wiederholungsmessungen länger kurzzuschließen und zu erden und etwaig hierdurch bedingte Materialveränderungen zu akzeptieren, oder alternativ für jede Messung einen neuen Prüfkörper zu verwenden, welches jedoch bei variierender Prüfkörperfertigung ebenfalls zu Abweichungen innerhalb der Ergebnisse führen kann. (vgl. [K5])

¹⁶⁵ Die Ergebnisse gilt es, wie zu Beginn von Abschnitt 5.5.2 betont, aufgrund des geringen Stichprobenumfangs, als indikativ zu bewerten. Wiederholbarkeits- und Signifikanzanalysen werden im folgenden Abschnitt 5.5.3 präsentiert.

Derartige Beobachtungen zeigen sich bei den untersuchten Silikonelastomeren (Abbildung 5.56) nicht, was unter Betrachtung der Diskussion der Ionenleitung und dem Vorhandensein eines verhältnismäßig großen Depolarisationsstroms (vgl. Abschnitt 3.1.3, gemäß [111]) zunächst plausibel erscheint. Unverändert gilt jedoch, in Einklang mit der Diskussion von Abbildung 5.53, dass weiterführende Analysen erforderlich sind, um den Erkenntnisstand im Themenfeld der scheinbaren Leitfähigkeit für Silikonelastomere zu steigern. Bei Betrachtung von Abbildungen 5.56d und 5.56f zeigt sich für RTV_{MV} und $LSR_{n, HV}$ nach langen Kurzschlussdauern (mehr als dreißig Tage) ein zur jeweils ersten Messung auffallend ähnlicher Verlauf der scheinbaren Leitfähigkeit. Für alle Materialien wird nach einem Polaritätswechsel stets eine höhere scheinbare Leitfähigkeit gemessen. Diese Beobachtungen lassen aufgrund des begrenzten Stichprobenumfangs zunächst keine Verallgemeinerung zu und werden im folgenden Abschnitt 5.5.3 detaillierter betrachtet. (vgl. [K5])

Darüber hinaus ist für VPE eine stärkere Rauschsprägung des erfassten Stroms $|I_M|$ bei den Messungen # 1 ... 3 beobachtbar. Diesbezüglich gibt es unter Betrachtung der Messtechnik zwei Erklärungsansätze. In Abhängigkeit des Messbereichs (Messbereichswechsel vgl. Tabelle A.6) können für die Bereiche 2 nA und 200 pA unterschiedliche Übertragungseigenschaften vorliegen (vgl. Abbildung 5.8), sodass der frequenzabhängige Durchgriff etwaiger Störungen auf das Messergebnis je Messbereich verschieden ist. Ebenfalls ist insbesondere im Bereich von $\lesssim 1$ nA eine besondere Rauschhäufung auffällig. Dies ist ebenfalls in den Abbildungen 5.56a und 5.56c beobachtbar, jedoch deutlich schwächer ausgeprägt. Unter Berücksichtigung des Wirkprinzips der Schutztechnik (vgl. Abschnitt 5.1.3 und Abbildung 5.4, ESB in Abbildung 3.14) markiert gemäß Herstellerangaben ein Strom $I_M \approx 1$ nA einen Punkt des Betriebswechsels der Schutztechnik. Während für kleinere Ströme der wirksame Widerstand der Schutztechnik R_W fortan konstant bleibt, nimmt dieser bei größeren Strömen ab. Der Wechsel zwischen diesen Punkten wird durch das Betriebsverhalten der Dioden bestimmt (ESB in Abbildung 3.14). Darüber hinaus wird der frequenzabhängige Störungsdurchgriff wiederum mit abnehmendem Widerstand R_W begünstigt (vgl. Analyse z. B. gemäß Abbildung 5.10). Dies motiviert für künftige Untersuchungen zusätzliche Anpassungen der Schutztechnik. (vgl. [K5])

Ergänzende Beobachtungen

Neben den bisher vorgestellten Analysen unter Verwendung des Absorptionsstroms sind weitere orientierende Untersuchungen auch unter Verwendung lediglich einzelner Prüftechnikmodule durchgeführt worden.

Im Zuge von automatisierten (PDC-) Messungen lediglich unter Verwendung des Keithley 6517B Elektrometers und der kommerziell verfügbaren Schutzringanordnung¹⁶⁶, welche leitfähiges Gummi zur Prüfkörperkontaktierung nutzt (vgl. Diskussion in Abschnitt 2.2.3) bestätigen sich die bereits in Abschnitt 2.2.7 adressierten Beobachtungen, dass erfasste Absorptionsströme im Zuge von Messungen erneut ansteigen und wieder abfallen können. Bei einer Nominalfeldstärke von $E = 2$ kV/mm zeigt sich bei Messungen des bereits thematisierten LSR_{HVAC} über 12Tage in [S-BA3] ein wechselndes Steigungsverhalten des Absorptionsstroms um einen scheinbar stationären

¹⁶⁶ Keithley Modell 8009: Widerstandskammer für Messungen des Volumen- und Oberflächenwiderstands von Probenmaterialien

Wert von ca. 3 pA, sodass Ergebnisse im Bereich $2,5 \text{ pA} \lesssim I_M(t) \lesssim 3,5 \text{ pA}$ resultieren. Für die beobachteten Maxima und Minima lässt sich gemäß [S-BA3] eine Korrelation zur Tageszeit herstellen. Hierdurch kann in künftigen Messungen im einstelligen Pikoamperebereich z. B. eine zusätzliche Betrachtung von Änderungen der Labortemperatur (vgl. Abschnitt 5.2.2 sowie Fußnote 184) oder eine Betrachtung belastungszeitabhängiger Netzspannungen und deren Einfluss auf die Messtechnik an Bedeutung gewinnen. Ebenso gilt es auch beim Einsatz der internen Spannungsquelle des Elektrometers etwaige Spannungsfilterungen (vgl. Abschnitt 2.2.2, insbesondere [143] und Unterkapitel 5.2) und Szenarien der Prüflingserdung, wie in Unterkapitel 5.6 realisiert und vorgestellt, für künftige Untersuchungen zu beachten.

In weiteren orientierenden Untersuchungen (vgl. [S-BA4]) hinsichtlich der Erfassung der scheinbaren Leitfähigkeit an Miniaturkabelgeometrien und der hiermit resultierenden Überführung der Schutzringanordnung auf Zylindergeometrien (vgl. ebenfalls [142, 157]) zeigt sich die grundsätzliche Stromsignalaukopplung über den Kabelschirm positiv (siehe diesbezüglich auch Untersuchungen z. B. in [307–309]). Derartige Realisierungen zeigen daher auch Einsatzmöglichkeiten für zukünftige Materialdiagnosen oder aber auch zum Kabelmonitoring. Diese Methodik ermöglicht zusätzlich aufgrund der Zylindergeometrie direkt die Untersuchung inhomogener Feldverteilungen und Materialverbundsysteme. In zugehörigen PDC-Analysen, lediglich unter Verwendung des Keithley 6517B Elektrometers und des Modellkabelprüflings, finden sich ebenfalls erste Indikatoren hinsichtlich der Ausbildung etwaig negativ werdender Differenzen des Polarisations- und Depolarisationsstroms (vgl. Abschnitt 2.2.1).

Darüber hinaus zeigen sich unter Verwendung der in Unterkapitel 5.1 vorgestellten Versuchstechnik in [S-MA6] erste Anzeichen für Einflüsse auf die scheinbare Leitfähigkeit (insbesondere hinsichtlich des zeitlichen Verlaufs) in Abhängigkeit der Lagerungsdauer von VPE Prüflingen bei $75 \text{ }^\circ\text{C}$ (Lagerungsdauer: 1 Woche bzw. 5 Wochen). Dies mag im Kontext von etwaigen Rekristallisierungen stehen (vgl. Abschnitte 2.2.5, 3.1.2), erfordert jedoch vor der Verallgemeinerung zunächst größere Stichprobenumfänge und begleitende strukturklärende Untersuchungen, um Rückschlüsse auf etwaig (überlagerte) Alterungserscheinungen (vgl. Abschnitte 2.2.5, 3.2.4), allgemeine Materialveränderungen oder Streuungen bereits bei der Prüfkörperfertigung zu erhalten.

5.5.3 Bewertungsparameter bei Wiederholbarkeitsanalysen und Einflussanalysen unter Berücksichtigung der Prüfkörperhöhe

Zur Qualifizierung der Messtechnik werden im Folgenden umfangreiche Wiederholbarkeitsanalysen durchgeführt. Derartige Analysen werden durch etwaige „Gedächtniseffekte“ des Materials erschwert. Die Wiederholbarkeit wird normativ ([108]) zwischen 20 % und 50 % angesehen, obgleich eine Überarbeitung und Aktualisierung dieser Werte mittels Ringversuch angestrebt wird. Zum gegenwärtigen Zeitpunkt sind keine einheitlich/normativ fixierten mathematischen Vorgaben zur Berechnung und Bewertung der Wiederholbarkeit und Reproduzierbarkeit bei der Leitfähigkeitsanalyse von Feststoffen bekannt, welches den Ergebnisvergleich erheblich erschwert. Für weiterführende Details ist auf Abschnitt 2.2.4 verwiesen.

Für VPE finden sich in ersten Untersuchungen Indikatoren, dass der von LDPE bekannte „Gedächtniseffekt“ von Relevanz ist (vgl. [K5, M2], sowie Abschnitt 5.5.2), sodass in vorliegender Studie, welche auszugsweise Bestandteil von [K7] ist, auf ein Silikonelastomer zurückgegriffen wird. Zur Bewertung der Wiederholbarkeit und zum allgemeinen Wissenszuwachs im Hinblick auf die Leitfähigkeitseigenschaften von Silikonelastomeren (vgl. Abschnitte 2.2.8, 3.1.3) wird die Strom-Zeit Charakteristik von fünf verschiedenen Prüfkörpern (A-E) eines identischen Silikonelastomers mit einer Nominalstärke von $h_{T,nom} = 500 \mu\text{m}$ bei einer Nominalfeldstärke von $E = 10 \text{ kV/mm}$ bei $T_S = 45 \text{ }^\circ\text{C}$ erfasst¹⁶⁷. Hierbei werden zusätzlich unterschiedliche Polaritäten, Kurzschlussdauern und Prüflingsorientierungen betrachtet und der Einsatz verschiedener Bewertungsparameter der Wiederholbarkeit diskutiert.

Bei dem untersuchten Material handelt es sich um ein LSR(-2)-add. Silikon (vgl. Abschnitt 3.1.3), das zum gegenwärtigen Zeitpunkt und Wissensstand noch nicht in kommerziell verfügbaren Hochspannungsanwendungen zum Einsatz kommt (Details siehe Anhang A.7.1) und welches in dieser Arbeit die Materialkennzeichnung $LSR_{n, HV}$ erhält.

Aufgrund der Einsatztemperatur der Elektrodenanordnung bei $T_S = 45 \text{ }^\circ\text{C}$ und der geringen Materialsteifigkeit der Prüfkörper wird der in Abschnitt 5.5.1 thematisierte, bei Messungen oberhalb von $T_S = 65 \text{ }^\circ\text{C}$ beobachtete, Höhenunterschied der Messelektrode gegenüber der Schutzringelektrode als vernachlässigbar eingeschätzt. Die für die Analysen erforderliche Prüfkörperhöhe $h_{T,mean}$ ergibt sich aus dem Mittelwert der entsprechenden Prüfkörperdickenvermessungen an zwölf verschiedenen Prüfkörperpunkten (vgl. Anhang A.7.1). Eine detailliertere Betrachtung erfolgt bei der Diskussion des Einflusses der Prüfkörperhöhe.

Die Datenbasis der Wiederholbarkeitsanalyse zur Diskussion unterschiedlicher Bewertungsparameter setzt sich aus zehn Messreihen zusammen und erstreckt sich über zehn Messwochen. Einen Überblick erlaubt Tabelle 5.13. Vor Durchführung der Messungen werden die Prüfkörper kurzgeschlossen, geerdet und für die in Tabelle 5.13 definierte Anzahl an Tagen (d) bei $T = 75 \text{ }^\circ\text{C}$ gelagert (Heraeus T 6060). Die angegebenen Kurzschlussdauern sind für Prüfkörper E abweichend zu denen von Prüfkörper A-D. Zusätzlich wird zur Variation der Kurzschlussdauer zwischen Messreihe #8 und #9 eine zusätzliche Messpause von zwei Wochen eingelegt. Die je Prüfkörper durchgeführten Messphasen sind in Tabelle 5.14 zusammengefasst. Hierbei erfolgen Messungen an Prüfkörper E stets mit einer längeren Feldexposition und kürzeren Kurzschlussdauer.

Auf Basis der Ergebnisse lässt sich zunächst die Robustheit der Messdatenerfassung bestätigen¹⁶⁸. Für lediglich sieben Sekunden von insges. 4,7088 Millionen Messsekunden (sofern lediglich die Feldapplikationsphase betrachtet wird) liegen keine erfassten Messdaten vor. Durchschnittlich erfolgt eine Messwerterfassung je Sekunde. Dies entspricht gemäß Abschnitt 5.4.1 $q_m = 7$; eine weitere Zeitbasenkorrektur wird zunächst (auch aus Gründen der Vergleichbarkeit mit Ergebnissen anderer Autoren, somit $t_\Delta = 0$) nicht durchgeführt.

¹⁶⁷ Die Nominalfeldstärke wird unter Berücksichtigung der mittleren Prüfkörperhöhe $h_{T,mean}$ (manuelle Bestimmung durch Vermessung der Prüfkörper, vgl. Anhang A.7.1) und entsprechende Sollwertvorgabe der Hochspannungsquelle erzielt.

¹⁶⁸ Konfiguration des Pikoamperemeters erfolgte unter Verwendung des Messmodi für kapazitive Prüflinge und somit unter Verwendung der normalen Messrate.

Messreihe	Polarität	Orientierung	Kurzschlussdauer in Tagen bei $T = 75\text{ °C}$	
# 1 [◊]	pos.	normal	6 d (A-D)	6 d (E)
# 2	pos.	normal	6 d (A-D)	4 d (E)
# 3	pos.	normal	6 d (A-D)	4 d (E)
# 4	neg.	normal	6 d (A-D)	4 d (E)
# 5	neg.	normal	6 d (A-D)	4 d (E)
# 6	neg.	normal	6 d (A-D)	4 d (E)
# 7	pos.	normal	6 d (A-D)	4 d (E)
# 8	neg.	normal	6 d (A-D)	4 d (E)
# 9 [△]	neg.	normal	20 d (A-D)	18 d (E)
# 10	neg.	kopfüber	6 d (A-D)	4 d (E)

Anmerkungen:

◊ Messergebnisse für Prüfkörper B lassen sich klar als Ausreißer in Messreihe # 1 identifizieren und werden in dieser Studie vernachlässigt.

△ Aufgrund eines kurzzeitigen Spannungsausfalls im Labor, wurde Prüfkörper A in Messreihe # 9 lediglich thermisch beansprucht. Eine Spannungapplikation erfolgt nicht und die zugehörigen Messergebnisse werden in dieser Studie vernachlässigt.

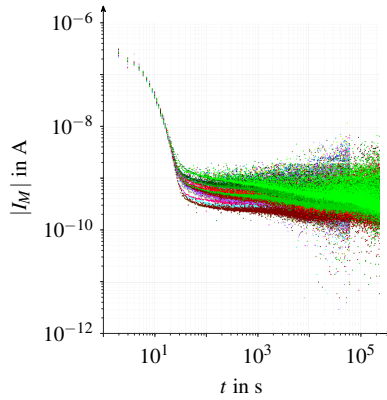
Tabelle 5.13: Überblick über die durchgeführten Messreihen (eine Messung je Prüfkörper) im Zuge der Wiederholbarkeitsanalyse (vgl. [K7]).

Dauer in min		Phase
220		Konditionierungsphase: 10 min: T_{STC} , 75 min: Erwärmungsvorgang ($T_S = 45\text{ °C}$), 135 min: Ruhephase bei T_S
15		Leerlaufmessung bei T_S
1035 (62100 s)	3915 (234900 s)	Feldapplikationsphase bei T_S applizierte Feldstärke: 10 kV/mm, 1035 min Dauer für Prüfkörper A-D und 3915 min für Prüfkörper E

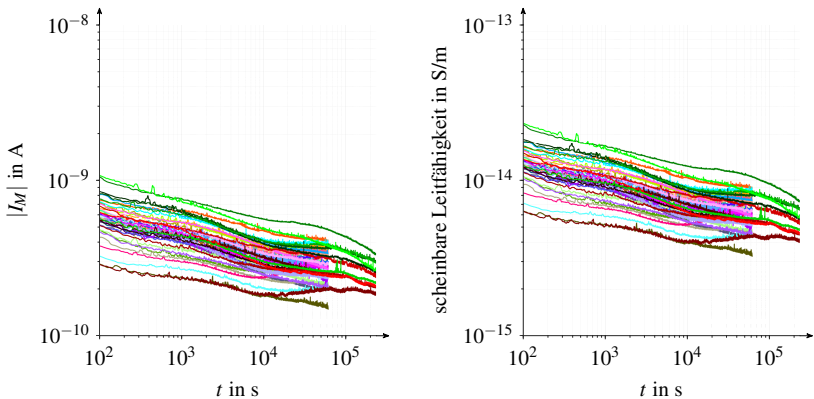
Tabelle 5.14: Dauer der einzelnen Phasen der Messung im Rahmen der Wiederholbarkeitsanalyse (vgl. [K7]).

Der maximale betragsmäßig erfasste Leerlaufstrom aller Messungen beträgt 9 pA mit einem Mittelwert von 1,84 pA. Alle erfassten Strom-Zeit-Serien während der Feldapplikationsphase liegen deutlich darüber (mindestens Faktor 10 und größer). Einen Überblick bietet Abbildung 5.58. Hierbei zeigt Abbildung 5.58a zunächst die ungefiltert erhaltenen Messdaten. Insbesondere zu Beginn $t \lesssim 50\text{ s}$ ist der kapazitive Verschiebungsstrom aufgrund der zeitlichen Änderung der Spannung am Prüfling (vgl. Abbildung 5.7, verändertes C_{DUT} der vorliegenden Messungen beachten) ersichtlich und bestätigt die grundlegende Modellbildung der Versuchstechnik. Die Messdaten zeigen ein klar ersichtliches Rauschverhalten. Die Wahrnehmung wird aufgrund der doppelt logarithmischen Darstellung verstärkt, da mit zunehmender Messzeit die Datendichte in der Darstellungsform zunimmt, wodurch die Dichte vereinzelter Ausreißer zunimmt. Der Wertebereichwechsel des Piko-

amperemeters (vgl. Tabelle A.6) lässt sich bei 2 nA aufgrund der geringen Datenpunktdichten (vgl. Zeitbereiche $t \gtrsim 10^4$ s) erahnen.



a) ungefilterte Messdaten $|I_M|$



b) gefilterte Messdaten $|I_M|$ für $t \geq 100$ s, Darstellung c) scheinbare Leitfähigkeiten auf Basis der gefilterten Daten für I_M

Abbildung 5.58: Überblick über die erfassten Messdaten und resultierenden scheinbaren Leitfähigkeiten im Zuge der experimentellen Studie zur Wiederholbarkeitsanalyse unter Verwendung des Materials LSR_n . Es gilt $T_S = 45$ °C und $E = 10$ kV/mm.

In Einklang mit den Ergebnissen in Abschnitt 5.5.2 erfolgt die Datenaufbereitung zunächst ohne Verwendung der in Unterkapitel 5.4 benannten neuartigen Verfahren. Ebenfalls wird so die Vergleichbarkeit zu Studien anderer Autoren (vgl. Unterkapitel 2.2) gefördert. Daher wird lediglich ein gleitender Medianfilter (Fensterbreite: 11 Datenpunkte) gefolgt von einem gleitenden Mittelwertfilter (Fensterbreite: 31 Datenpunkte) eingesetzt. Für Zeitdauern $t \geq 100$ s folgen die Ergebnisse

gemäß Abbildung 5.58b. Hierbei ist der weitgehend kontinuierlich fallende Strom-Zeit-Verlauf ersichtlich. Die resultierende scheinbare Leitfähigkeit aller verbleibenden 48 Strom-Zeit-Kennlinien ist in Abbildung 5.58c visualisiert. Diese folgt erwartbar grundsätzlich der Strom-Zeit-Charakteristik. Zusätzliche Spreizungen respektive Zusammenführungen der Kurven der scheinbaren Leitfähigkeiten ergeben sich exemplarisch, sofern bei Messungen für alle Prüfkörper ein identischer Spannungswert vorgegeben wird und nicht unter Beachtung der Abweichungen der Prüfkörperhöhen ($h_T, h_{T,mean}$) ein Feldstärkesollwert (vgl. Gleichung 3.39).

Bewertungsparameter bei Wiederholbarkeitsanalysen

Auf Basis der nun vorliegenden Daten erfolgt eine globale Bewertung der Wiederholbarkeit der Messungen unter Verwendung der Strom-Zeit-Charakteristik. Zu jedem Zeitpunkt lässt sich für jeden Prüfling (A-E) individuell die Abweichung gegenüber dem Mittelwert aller Wiederholungsmessungen ($\forall \# = 1 \dots 10$) des selbigen Prüflings feststellen. In [131] erfolgt die Bewertung der Abweichung (*dev*: engl. deviation) mittels

$$dev(t) = \frac{I_{M,max}(t) - I_{M,min}(t)}{2 \overline{|I_M(t)|}} \cdot 100 \% \quad (5.61)$$

auf Basis des zu jedem Zeitpunkt erfassten maximalen $I_{M,max}(t) = \max(|I_M(t)|)$ und minimalen Stroms $I_{M,min}(t) = \min(|I_M(t)|)$ im Verhältnis zu dem, dem Zeitpunkt zugehörigen doppelten Mittelwert des Betrags des Stroms $2 \overline{|I_M(t)|}$ aller Messungen ($\# = 1 \dots 10$)¹⁶⁹. Hierbei wird aufgrund des Divisors eine Symmetrie der Abweichung angenommen.

Abweichend hiervon wird in dieser Arbeit (vgl. u. a. [K3]) die Berechnung unter Verwendung der maximalen betragsmäßigen Abweichung ohne Symmetrieannahme vorgestellt, welche entsprechend konservativer ist. Die maximale betragsmäßige Berechnung der Abweichung (dev_{max}) erfolgt für jeden Prüfkörper mittels

$$dev_{max}(t) = \frac{\max\left(\left||I_{M,\#}(t)| - \overline{|I_M(t)|}\right| \quad \forall \#\right)}{\overline{|I_M(t)|}} \cdot 100 \% , \quad (5.62)$$

sodass zunächst für jeden Zeitpunkt die betragsmäßige Differenz zwischen jeder Messreihe $\# = 1 \dots 10$ und dem zum Zeitpunkt zugehörigen Mittelwert des Stroms berechnet wird. Der zugehörige Maximalwert je Zeitschritt wird abschließend bestimmt und auf den zugehörigen Mittelwert des Betrags des Stroms $\overline{|I_M(t)|}$ bezogen. Hierdurch wird keine Symmetrie der Abweichungen unterstellt, sondern die maximale Abweichung je Zeitschritt und Prüfling unter Berücksichtigung aller Messungen beziffert.

Neben der maximalen Abweichung lässt sich so ebenfalls die durchschnittliche (engl. mean) Abweichung mittels

$$dev_{mean}(t) = \frac{\text{mean}\left(\left||I_{M,\#}(t)| - \overline{|I_M(t)|}\right| \quad \forall \#\right)}{\overline{|I_M(t)|}} \cdot 100 \% , \quad (5.63)$$

¹⁶⁹ Aufgrund der Verwendung unterschiedlicher Spannungspolaritäten und damit einhergehender Polaritäten des Stroms wurden erforderliche Beträge ergänzt.

definieren, welche sich lediglich gegenüber Gleichung 5.62 darin unterscheidet, dass nicht der Maximalwert, sondern der Mittelwert der Abweichungen auf den zugehörigen Mittelwert des Stroms $\overline{|I_M(t)|}$ bezogen wird.

Bei Anwendung der Gleichungen 5.61, 5.62 und 5.63 ist die Form der Messdatenaufbereitung und Erfassung zu berücksichtigen. Dies adressiert daher neben der präsentierten softwaregestützten Messdatennachbereitung (vgl. Abbildungen 5.58a und Abbildungen 5.58b) auch bereits etwaige Filter die z. B. vor der Stromerfassung, respektive durch additive Funktionen mittels der Elektro-/Pikoamperemeter (vgl. Abschnitte 2.2.4 und 3.4.1) realisiert werden (siehe Fußnote 168). Unter Berücksichtigung einer moderaten Nachbereitung der Daten, lediglich bei Verwendung eines gleitenden Medianfilters (Fensterbreite: 11 Sekunden) gefolgt von einem gleitenden Mittelwertfilter (Fensterbreite: 31 Sekunden), folgen die Ergebnisse gemäß Abbildung 5.59.

Wird Abbildung 5.59 betrachtet, so zeigt sich zwischen Abbildung 5.59a und 5.59b zwar eine gewisse Ähnlichkeit, obgleich Abbildung 5.59b, wie bereits im Kontext von Gleichungen 5.61 und 5.62 diskutiert, die konservativeren Ergebnisse angibt. Dies bestätigt sich, sofern die Tabellen 5.15 und 5.16, die jeweils für den Zeitbereich $t \geq 100$ s und Prüfkörper A ... E vorliegenden Maximal-, Minimal- und Mittelwerte in die Diskussion eingeschlossen werden.

	$dev(t)$		
	Minimum in %	Maximum in %	Mittelwert in %
A	37,60	50,40	41,68
B	14,53	25,36	19,19
C	21,23	37,19	23,96
D	14,47	33,85	22,90
E	28,10	57,33	38,88

Tabelle 5.15: Kenngrößen der Wiederholbarkeitsanalysen nach Gleichung 5.61.

	$dev_{max}(t)$		
	Minimum in %	Maximum in %	Mittelwert in %
A	41,22	54,05	47,56
B	15,26	29,02	20,71
C	21,55	37,83	25,90
D	15,42	42,05	25,75
E	31,45	60,25	43,67

Tabelle 5.16: Kenngrößen der Wiederholbarkeitsanalysen nach Gleichung 5.62.

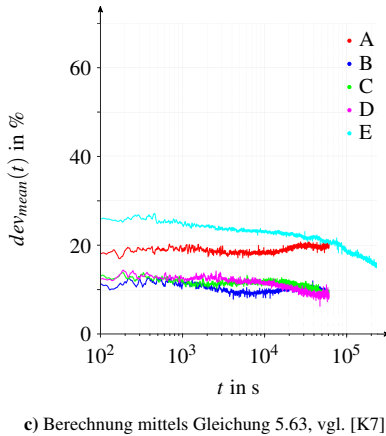
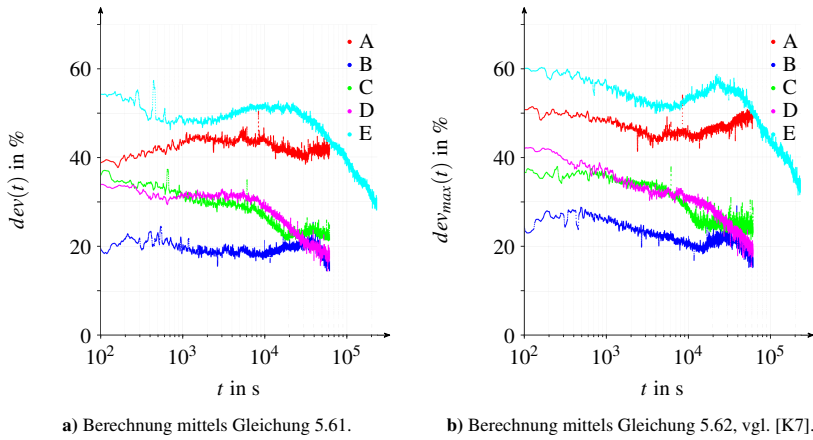


Abbildung 5.59: Überblick über die erzielten Wiederholbarkeitsabweichungen unter Berücksichtigung der jeweiligen Berechnungen (Gleichungen 5.61, 5.62, 5.63) auf Basis der gefilterten Messdaten von I_M gemäß Abbildung 5.58b.

Die geringsten Abweichungen ergeben sich bei Berechnung der mittleren Abweichung nach Gleichung 5.63, siehe Abbildung 5.59c, respektive Tabelle 5.17. Die eingangs erwähnten Wiederholbarkeiten zwischen 20 % und 50 % bestätigen sich bei Berechnung mittels Gleichung 5.63 für alle Prüfkörper, unter Einbeziehungen der maximalen Abweichungen bei Berechnungen nach Gleichungen 5.61 und 5.62 jedoch lediglich für Prüfkörper B, C, D.

Einen detaillierteren Vergleich hinsichtlich der Berechnungen nach Gleichungen 5.61 und 5.62 bietet zusätzlich Tabelle 5.18. In dieser werden die Verhältnisse der Berechnungen gemäß Gleichung

	$dev_{mean}(t)$		
	Minimum in %	Maximum in %	Mittelwert in %
A	17,04	20,92	19,40
B	7,97	12,86	10,14
C	8,17	13,89	10,75
D	6,42	14,47	10,11
E	14,93	27,12	18,91

Tabelle 5.17: Kenngrößen der Wiederholbarkeitsanalysen nach Gleichung 5.63.

chungen 5.61 und 5.62 für alle Zeitschritte individuell (globale Betrachtung vgl. Tabellen 5.15, 5.16, 5.17) je Prüfkörper auf Basis des Vergleichsparameters δ_{dev} analysiert. Es ergibt sich, dass durchaus Sekunden vorliegen, in denen beide Berechnungen identische Ergebnisse liefern (Minimum $\delta_{dev} = 1$); welches gleichermaßen bestätigt, dass Berechnungen nach Gleichung 5.61 nie konservativer ausfallen als Berechnungen nach Gleichung 5.62. Darüber hinaus zeigt sich das je Sekunde Berechnungen mittels Gleichung 5.62 maximal zwischen Faktor 1,21 ... 1,41 größere Ergebnisse liefern als Berechnungen nach Gleichung 5.61. Im Mittel, respektive Median, welcher stets nahe des Mittelwerts liegt, sind die Berechnungen Faktor 1,07 ... 1,17 größer.

Auf Basis der vorliegenden Ergebnisse zeigt sich daher, dass bei Analysen hinsichtlich der Wiederholbarkeit die „schlimmstmögliche“ Abschätzung auf Basis von Gleichung 5.62 erhalten wird und somit einen belastbaren Parameter darstellt. Unter Verwendung von Gleichung 5.63 wird eine Einschätzung hinsichtlich der mittleren Abweichungen ermöglicht. Diese betragen, gesamtheitlich betrachtet, oft lediglich Bruchteile der maximalen Abweichung, vgl. Tabellen 5.17 und 5.16. Hierbei zeigt sich gemäß Tabelle 5.19 das die mittleren Abweichungen dev_{mean} im vorliegenden Fall mindestens Faktor 1,6 und maximal Faktor 3,42 kleiner sind als Abweichungen gemäß dev_{max} . Im Mittel, respektive Median, welcher stets nahe des Mittelwerts liegt, sind die Berechnungen für dev_{mean} Faktor 2,02 ... 2,58 kleiner.

	$\delta_{dev} = \frac{dev_{max}(t)}{dev(t)} \quad \forall t \geq 100 s$			
	Minimum (δ_{dev})	Maximum (δ_{dev})	Mittelwert (δ_{dev})	Median (δ_{dev})
A	1	1,32	1,14	1,17
B	1	1,41	1,08	1,07
C	1	1,21	1,08	1,08
D	1	1,27	1,13	1,14
E	1	1,21	1,13	1,13

Tabelle 5.18: Vergleich der Wiederholbarkeitsanalysen nach Gleichung 5.62 und 5.61.

	$\delta_{dev} = \frac{dev_{max}(t)}{dev_{mean}(t)} \quad \forall t \geq 100 \text{ s}$			
	Minimum (δ_{dev})	Maximum (δ_{dev})	Mittelwert (δ_{dev})	Median (δ_{dev})
A	2,25	2,88	2,45	2,46
B	1,60	2,92	2,04	2,02
C	1,83	3,26	2,42	2,39
D	1,71	3,42	2,53	2,58
E	1,87	2,65	2,30	2,28

Tabelle 5.19: Vergleich der Wiederholbarkeitsanalysen nach Gleichung 5.62 und 5.63 (vgl. [K7]).

Es lässt sich zusammenfassen, dass die Bewertung der Wiederholbarkeit zunächst klare normative Berechnungsvorschriften erfordert, die ebenfalls Aspekte hinsichtlich Datenaufbereitung und Datenerfassung berücksichtigen (vgl. Übergang von Abbildung 5.58a zu 5.58b). Wird Abbildung 5.59 betrachtet, so zeigt sich erneut ein deutlicher Zeiteinfluss aufgrund der erfassten zeitlich gekoppelten Ströme, siehe auch Abbildung 5.58, sodass ebenfalls die zu betrachtenden Zeitbereiche festzuhalten sind. Dies umfasst ebenfalls erforderliche Kurzschlussdauern für die eingesetzten Prüfkörper. Im vorliegenden Fall werden auf Basis der durchgeführten Messreihen (vgl. Tabelle 5.13) maßgeblich die Bewertungsparameter dev , dev_{max} und dev_{mean} diskutiert. Die Kurzschlussdauer ist zwar stets länger als die Dauer der Feldexposition; Faktor zehn dieser Zeitdauer, wie in Abschnitt 2.2.4 angemerkt, ist für die vorliegenden Messungen nicht erfüllt, da zunächst ein Kompromiss zwischen möglichen Materialveränderungen aufgrund von Atmosphärenexposition o. Ä. angestrebt wird.

Insbesondere die Bewertungsparameter dev_{max} und dev_{mean} nach Gleichungen 5.62 und 5.63 erlauben mit den Kenngrößen nach Tabellen 5.16 und 5.17 eine zielführende Bewertung der Wiederholbarkeit der Messungen. In vorliegender Anordnung beträgt die maximale beobachtete Abweichung („schlimmstmöglicher Fall“) innerhalb einer Messreihe $dev_{max} = 60,25 \%$, der maximale Mittelwert $\overline{dev_{max}} = 47,56 \%$. Wird lediglich die mittlere Abweichung betrachtet, so beträgt die maximale beobachtete Abweichung innerhalb einer Messreihe $dev_{mean} = 27,12 \%$ und der Mittelwert $\overline{dev_{mean}} = 19,40 \%$. Diese Größenordnungen bekräftigen neben der Prüfkörperherstellung, Lagerung und Vorbereitung der Elektrodenanordnung (Anhang A.7) ebenfalls die Eignung der Versuchstechnik (Abschnitt 5.1), da die eingangs formulierte normative Größenordnung 20 - 50 % großteils, auch bei unterschiedlichen Kurzschlussdauern, Orientierungen und Spannungspolaritäten, bestätigt wird. Dies umfasst ebenfalls unterschiedliche Kontaktbedingungen, welche sich aus der Beschaffenheit der Prüfkörper (Prüfkörperhöhe) ergeben und im Folgenden diskutiert werden. Zukünftig werden jedoch Untersuchungen hinsichtlich der erforderlichen Kurzschlussdauern, Orientierungen etc. erforderlich um auch derartige Aspekte bei Qualifizierungen der Messtechnik zu fixieren und für Wiederholbedingungen festzuhalten. Dies betrifft ebenfalls Erfordernisse für die Prüfkörperhöhe, welche in Kombination mit der Oberflächenbeschaffenheit der Elektrode Einfluss auf die Kontaktierung nehmen.

Einflussanalysen unter Berücksichtigung der Prüfkörperhöhe

Während im vorherigen Abschnitt die Eignung der Bewertungsparameter dev , dev_{max} und dev_{mean} und deren Anwendung bei verschiedenen Strommessreihen diskutiert werden, erlauben die Messreihen nach Tabelle 5.13 zusätzlich die Formulierung erster Indikationen hinsichtlich des Einflusses der Kurzschlussdauer der Prüfkörper („Gedächtniseffekte“ des Materials), der Polarität der eingesetzten Spannung und der Orientierung der Prüfkörper auf die scheinbare Leitfähigkeit. Ebenfalls sind Rückschlüsse auf die Relevanz der Kontaktierung unter Berücksichtigung der Prüfkörperhöhe möglich.

Zunächst werden diesbezüglich die Prüfkörper betrachtet. Eine gleichmäßige Oberflächenkontaktierung erfordert neben einer geeigneten Elektrodenbeschaffenheit (vgl. Abbildung 5.3b und dortige Diskussion) eine homogene Oberflächenbeschaffenheit der Prüfkörper. Ebenfalls nimmt aufgrund der Bestimmung der (scheinbaren) Leitfähigkeit gemäß Gleichung 3.39 die Prüfkörperhöhe Einfluss bei der Überführung der gemessenen Strom-Zeit-Charakteristik. Zu Kontrollzwecken wird die Prüfkörperstärke an zwölf verschiedenen Prüfkörperpunkten (Nominalstärke von $h_{T,nom} = 500 \mu\text{m}$) vermessen. Die zugehörigen minimalen ($h_{T,min}$), maximalen ($h_{T,max}$) und mittleren ($h_{T,mean}$) Höhen der fünf Prüfkörper (A-E), inklusive der Standardabweichung¹⁷⁰, befinden sich in Tabelle 5.20. Zusätzlich wird, um in späteren Betrachtungen einen Vertrauensbereich der erhaltenen Messergebnisse zu ermitteln, die Student-T-Verteilung genutzt. Dies erfordert im Vorfeld eine entsprechende Überprüfung der Grundgesamtheit der gemessenen Prüfkörperhöhen je Prüfkörper auf die Einhaltung der Normalverteilung [310]. (vgl. [K7])

Hierzu werden der Anderson-Darling-Test (AD-Test) und der Kolmogorov-Smirnov-Test (KS-Test) durchgeführt¹⁷¹. Deren Nullhypothese H_0 lautet: „Die bestimmten Höhen des Prüfkörpers folgen je Prüfkörper einer Normalverteilung mit dem Erwartungswert $\mu_N = h_{T,mean}$ und der Standardabweichung $\sigma_N = s_T$ “. Aus dem Testergebnis (5 %-iger Signifikanzlevel) folgt, ob H_0 zurückgewiesen wird (\times), respektive nicht zurückgewiesen werden kann und somit „akzeptiert“ (\checkmark) wird. Die Berechnung der zum Test erforderlichen Kenngrößen für $h_{T,mean}$, s_T , sowie der benötigten zu testenden Verteilungsfunktion folgen aus den in MATLAB verfügbaren Routinen (`mean`, `std`, `makelist`). Da für alle Datensätze H_0 nicht zurückgewiesen werden kann (\checkmark) erfolgt eine zugehörige Abschätzung der oberen $h_{T,UB}$ (UB: Upper Bound) und unteren $h_{T,LB}$ (LB: Lower Bound) Grenzen der Prüfkörperdicke auf Basis der Student-T-Verteilung (Freiheitsgrad: 11, Vertrauensniveau: 95 %) ¹⁷². (vgl. [K7])

Werden die berechneten Vertrauensbereiche der Prüfkörperdicke $h_{T,LB}$ und $h_{T,UB}$ wiederum auf $h_{T,mean}$, welche zur Berechnung der scheinbaren Leitfähigkeit genutzt wird, bezogen $\left(\frac{h_{T,UB}}{h_{T,mean}}\right)$ bzw. $\left(\frac{h_{T,UB}}{h_{T,mean}}\right)$, so zeigt sich in Tabelle 5.20, dass auf Basis der experimentell bestimmten scheinbaren Leitfähigkeiten mit einem Konfidenzintervall von 95 % bereits angenommen werden kann, dass die „wahre scheinbare Leitfähigkeit“ in einem Bereich bis zu Faktor 0,75 darunter, respektive 1,25 darüber liegt. Diese Annahme ist berechtigt, sofern trotz der Höhenunterschiede der Prüfkörper

¹⁷⁰ Funktion `std` in MATLAB.

¹⁷¹ Nutzung der Funktion `adtest` oder `kstest` in MATLAB.

¹⁷² Dem statistischen Beratungszentrum der TU Dortmund sei an dieser Stelle für die gewährte Unterstützung und Diskussion gedankt.

	A	B	C	D	E
$h_{T,min}$ in μm	390	395	389	390	383
$h_{T,max}$ in μm	525	524	518	550	564
$h_{T,mean}$ in μm	441,25	440,42	441,08	437,83	451,92
s_T in μm	42,20	39,78	40,31	42,14	50,84
H_0 (AD-Test)	✓	✓	✓	✓	✓
H_0 (KS-Test)	✓	✓	✓	✓	✓
$h_{T,LB}$ in μm	348,37	352,87	352,36	345,09	340,02
$h_{T,UB}$ in μm	534,13	527,96	529,80	530,57	563,80
$\frac{h_{T,LB}}{h_{T,mean}}$	0,79	0,80	0,80	0,79	0,75
$\frac{h_{T,UB}}{h_{T,mean}}$	1,21	1,20	1,20	1,21	1,25

Tabelle 5.20: Analyse der Prüfkörperhöhe und Abschätzung der oberen $h_{T,UB}$ (UB: upper bound) und unteren $h_{T,LB}$ (LB: lower bound) Grenzen der Prüfkörperhöhe, (vgl. Auszüge: [K7]).

dennoch eine homogene Kontaktierung vorliegt, und ist zunächst unabhängig von den Ergebnissen der Wiederholbarkeitsanalyse zu sehen.

Der Einsatz geringerer Elektrodenflächen, mit der Zielsetzung in kleineren Prüflingsgebieten wiederum geringere Höhendifferenzen vorzufinden, zeigt sich im Hinblick auf die Prüfkörperkapazität und des damit verbundenen kapazitiven Verschiebungsstroms (vgl. z. B. Abbildung 5.15) positiv. Dies konterkariert jedoch die auf Basis numerischer Feldsimulationen (insbesondere Abschnitt 5.3.6) erhaltene Formulierung eine groß gewählte Messelektrodenfläche zu verwenden um präzise Leitfähigkeitsbestimmungen durchführen zu können. Insbesondere auch dann, wenn etwaige Einflüsse der Feldverteilung und damit assoziierte effektive Elektrodenflächen zunächst nicht präzise bekannt sind (vgl. Abbildung 5.38). Für zukünftige Untersuchungen und Erweiterungen der Anordnung, in Kombination mit numerischer Feldberechnung, kann dieser Aspekt jedoch erneut an Bedeutung gewinnen (vgl. Diskussion in Abschnitt 5.5.1).

Die Ergebnisse gemäß Abbildung 5.58 werden mittels aufgelegter Elektroden erzielt um etwaige Materialveränderungen bei Einsatz von Kontaktierungshilfsmitteln (vgl. Abschnitte 2.2.3, 3.1.3, 5.5.1) zu vermeiden. Hieraus folgt, dass die „wahre scheinbare Leitfähigkeit“ zwar auf Basis der oberen und unteren Grenzen abgeschätzt werden kann, additiv jedoch berücksichtigt werden müsste, dass die wirkliche Kontaktfläche in der Anordnung reduziert wird.

Dies bedingt ebenfalls, dass die für die Wiederholbarkeitsbewertung auf Basis des Stroms I_M erforderlichen Wiederholbedingungen eine Einschränkung erfahren. Da nach jeder Messung der Prüfkörper aus der Anordnung entfernt und vor Einbringung des nächsten Prüfkörpers die Anordnung vorbereitet wurde (vgl. Anhang A.7.2) können sich zwischen den Wiederholungsmessungen des Prüfkörpers veränderliche Kontaktbedingungen einstellen. Dies bedeutet, dass die obig formulierten Wiederholbarkeiten auch bei unterschiedlichen Kurzschlussdauern, Orientierungen, Span-

nungspolaritäten und Kontaktbedingungen erzielt werden und an die normative Größenordnung 20 - 50 % reichen.

Werden nun unter der **Annahme einer homogenen Kontaktierung** und somit unter Verwendung der 95 % Konfidenzintervalle auf Basis der Prüfkörperhöhe (vgl. Tabelle 5.20) Einflüsse hinsichtlich etwaiger „Gedächtniseffekte“, Spannungspolaritäten sowie Prüfkörperorientierungen betrachtet, so lässt sich in den vorliegenden Untersuchungen kein signifikanter Unterschied feststellen. Exemplarische Ergebnisse sind in Abbildung 5.60 zusammengefasst. Aus Darstellungsgründen werden die Intervallgrenzen in Einklang mit der Gitternetzdarstellung ausgegeben, sodass eine visuelle Beeinträchtigung und Überlagerung der Kurven reduziert wird. Die dargestellten Zeitdauern entsprechen hierbei der maximalen Messdauer und sind daher einzig für Prüfkörper E (Abbildung 5.60d) abweichend.

Abschließend gilt es zu resümieren (vgl. [K7]), dass für $LSR_{n, HV}$ unter Berücksichtigung der Vertrauensbereiche keine signifikante Beeinflussung der scheinbaren Leitfähigkeit in Abhängigkeit der Kurzschlussdauer, Spannungspolarität, Prüfkörperorientierung bzw. aufgrund von „Gedächtniseffekten“ beobachtet werden. Daher lässt sich auf Basis der vorliegenden Daten schlussfolgern, dass nach einer Kurzschlussdauer von mindestens vier Tagen bei $T = 75\text{ °C}$ (Heraeus T 6060) die nachweisbare scheinbare Ursprungsleitfähigkeit wieder erreicht wird. Dies stützt die bereits im vorherigen Abschnitt 5.5.2 thematisierten Beobachtungen hinsichtlich einer möglichen Ionenleitung.

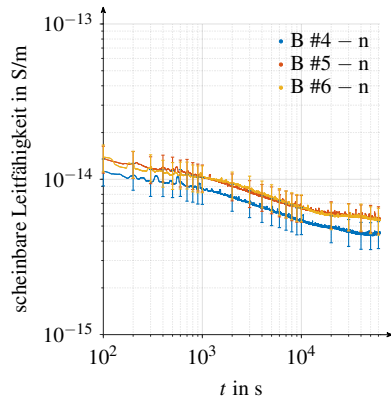
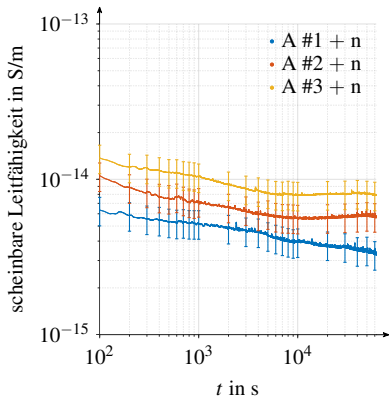
Selbst wenn die Vertrauensbereiche vernachlässigt werden, ist die Formulierung von andersartigen Hypothesen schwierig (vgl. [K7]).

Eine Zunahme der scheinbaren Leitfähigkeit im Vergleich zur vorherigen Messung, mit steigender Anzahl der Hochspannungapplikationen selbiger Polarität, findet sich z. B. bei Prüfkörper A und E (vgl. Abbildung 5.60a), gleichermaßen bestätigt sich dies nicht für Prüfkörper B, C, D (vgl. Abbildung 5.60b).

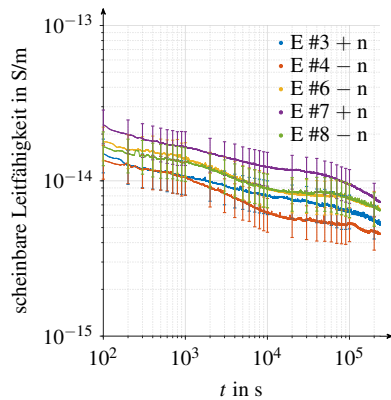
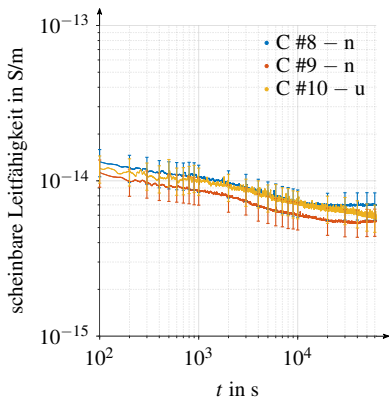
Wird die Polarität zwischen zwei aufeinanderfolgenden Messreihen von positiv nach negativ gewechselt, werden für Prüfkörper A, B, C, E geringere scheinbare Leitfähigkeiten im Vergleich zur vorherigen Messung festgestellt. Wird die Polarität zwischen zwei aufeinanderfolgenden Messreihen von negativ nach positiv gewechselt, werden für Prüfkörper A, E sowie vereinzelt (zeitabhängig) für Prüfkörper B, C, D geringere scheinbare Leitfähigkeiten im Vergleich zur vorherigen Messung ermittelt. Beide Beobachtungen sind unter Berücksichtigung der Vertrauensbereiche nicht signifikant (vgl. Abbildung 5.60d).

Ebenso werden nicht signifikante, geringere scheinbare Leitfähigkeiten im Vergleich zur vorherigen Messung nach längeren Kurzschlusszeitdauern für Prüfkörper B, C, D, E beobachtet. Größere scheinbare Leitfähigkeiten (nicht signifikant), im Vergleich zur vorherigen Messung, werden für Prüfkörper B, C, D, E gemessen, sofern die Prüfkörper kopfüber in die Messanordnung eingebracht werden (vgl. Abbildung 5.60c).

Auf Basis dieser Ergebnisse stellt sich das untersuchte Silikonelastomer für die Verwendung bei Wiederholbarkeitsanalysen positiv dar. Dies begünstigt künftige Vorhaben zur Qualifizierung der Messtechnik (vgl. Abschnitt 2.2.4), da nach gegenwärtigem Stand des Wissens das Material wie-



a) Prüfkörper A: Untersuchung „Gedächtniseffekt“, pos. Spannungspolarität b) Prüfkörper B: Untersuchung „Gedächtniseffekt“, neg. Spannungspolarität



c) Prüfkörper C: Untersuchung „Orientierungsabhängigkeit“, neg. Spannungspolarität d) Prüfkörper E: Untersuchung „Polaritätsumkehr“

Abbildung 5.60: Exemplarische Ergebnisse der Untersuchungen bzgl. des Einflusses von „Gedächtniseffekten“, der Prüfkörperorientierung und der Polaritätsumkehr auf die gemessenen scheinbaren Leitfähigkeiten unter Verwendung gefilterter Messdaten (Material: LSR_n, HV). Es gilt: $E = 10 \text{ kV/mm}$ und $T_S = 45 \text{ °C}$. In den Legenden gilt zusätzlich + bzw. - zur Kennzeichnung der positiven oder negativen Spannungspolarität, n: normale Orientierung, u: gedrehte Orientierung (kopfüber). Darstellungen vgl. [K7].

derholt, mit verhältnismäßig kurzen Kurzschlussdauern und ohne beobachtetem „Gedächtniseffekt“ eingesetzt werden kann. Mit weiterer Optimierung der Prüfkörperfertigung und damit assoziierter Reduktion der Standardabweichung der Prüfkörperhöhe, werden somit auch vergleichbare und wiederholbare Untersuchungen unter Berücksichtigung der Kontaktierung und der eingesetzten Elektrodenanordnung und künftigen Weiterentwicklungen (vgl. Diskussion in Abschnitt 5.5.1) positiv eingeschätzt.

5.5.4 Trend- und Steigungsanalyse der scheinbaren Leitfähigkeiten

Im Folgenden wird die Anwendung und der potentielle Nutzen der in Unterkapitel 5.4 vorgestellten mathematischen Verfahren zur Messdatenanalyse präsentiert. Die Betrachtungen hinsichtlich der Wiederholbarkeit und des Einflusses der Prüfkörperhöhe in Abschnitt 5.5.3 unterstreichen den Nutzen von Steigungsanalysen. Dieser liegt darin, systematisch das zeitabhängige Verhalten der scheinbaren Leitfähigkeit, unabhängig von der absoluten Größenordnung der erfassten Messgröße, zu analysieren. Dies unterstützt daher z. B. Einflussanalysen hinsichtlich Temperatur und elektrischer Feldstärke.

Hierzu erfolgt zunächst eine Betrachtung der scheinbaren Leitfähigkeitstrends bei $T_S = 45\text{ °C}$ und $E = 10\text{ kV/mm}$ des bereits in Abschnitt 5.5.3 genutzten Flüssigsilikonkautschuks LSR_n , HV . Im Nachgang werden erste Ergebnisse der Trendanalyse der scheinbaren Leitfähigkeit und die zugehörigen experimentellen Ergebnisse für ein DC-VPE, unter Berücksichtigung von verschiedenen Temperaturen $T_S = [45; 70; 90]\text{ °C}$ und Feldstärken $E = [10; 20; 30]\text{ kV/mm}$, präsentiert.

LSR_n , HV

Ausgangspunkt der Analyse bilden die in Abschnitt 5.5.3 vorgestellten experimentellen Ergebnisse, sodass im Hinblick auf die Messungsdurchführung auf den benannten Abschnitt und insbesondere auf die Tabellen 5.13 und 5.14 verwiesen sei. Abbildung 5.58 bietet einen Überblick über die experimentell erfassten Ströme und scheinbaren Leitfähigkeiten, auch unter Einsatz eines gleitenden Medianfilters (Fensterbreite: 11 Datenpunkte) gefolgt von einem gleitenden Mittelwertfilter (Fensterbreite: 31 Datenpunkte).

Vor Durchführung der Trendanalyse erfolgt eine Aufbereitung der Daten unter Verwendung der in Unterkapitel 5.4 vorgestellten Verfahren. Die Prüflingskapazität wird mit 280 pF angenommen.¹⁷³ Bei Ansetzung dieser Annahme der Prüflingskapazität resultiert gemäß Abbildung 5.7 nach spätestens 60 s ein verbleibender kapazitiver Verschiebungsstrom im lediglich einstelligen Pikoamperebereich. Aus diesen Gründen wird $t_\Delta = 60\text{ s}$ gewählt, sodass der kapazitive Verschiebungsstrom gegenüber den erfassten Strömen (vgl. Abbildung 5.58a) vernachlässigbar ist. Für die folgend eingesetzte t_x Notation gilt gemäß Abschnitt 5.4.1 $t_x = t - t_\Delta$. Der Parameter q_m gibt keine Hinweise auf etwaig vorhandene Schwierigkeiten bei der Erfassung der Messdaten, sodass alle

¹⁷³ Eine experimentelle Bestätigung des Wertebereichs von 209 pF bis 281 pF erfolgte im Rahmen von orientierenden Messungen mittels LCR-Meter (GW Instek LCR-8110G) für die betrachteten Silikonelastomere RTV_{MV} , LSR_{HVAC} und LSR_n , HV (vgl. [K4]).

vorliegenden 48 Strom-Zeit-Kennlinien verwendet werden ¹⁷⁴.

Die lineare Trendfilterung folgt Abschnitt 5.4.3 unter Verwendung von $k_{i,s} = 0,1$ und $p_i = 1 \cdot 10^{-3}$. Die präsentierten Steigungsanalysen folgen den Ausführungen in Abschnitt 5.4.2 für MLR unter Verwendung einer Fensterbreite von $t_{w_i} = 59$ s. Aus diesen Gründen erfolgt die einheitliche Ergebnisdarstellung startend ab $t_x = 30$ s, welches wiederum mit Ergebnissen in der „normalen“ zeitlichen Darstellung mit $t = 90$ s korreliert. Hierdurch wird zusätzlich eine grundsätzliche Vergleichbarkeit der folgenden Darstellungen zu denen z. B. in Abbildungen 5.58 und 5.60 visualisierten Ergebnissen sichergestellt.

Einen Überblick über alle trendgefilterten Daten bietet Abbildung 5.61a in Analogie zur Darstellung 5.58c. Zusätzlich werden ergänzend in Abbildung 5.61b die linear trendgefilterten Ergebnisse der Messdaten gemäß Abbildung 5.60d, jedoch, zur besseren Vergleichbarkeit, ohne Verwendung der Vertrauensbereiche dargestellt. Visuell lässt sich bei Vergleich der Abbildungen die bereits in Abschnitt 5.4.3, insbesondere bereits im Rahmen von Abbildung 5.49 diskutierte, vorteilhafte Filtereigenschaft bestätigen.

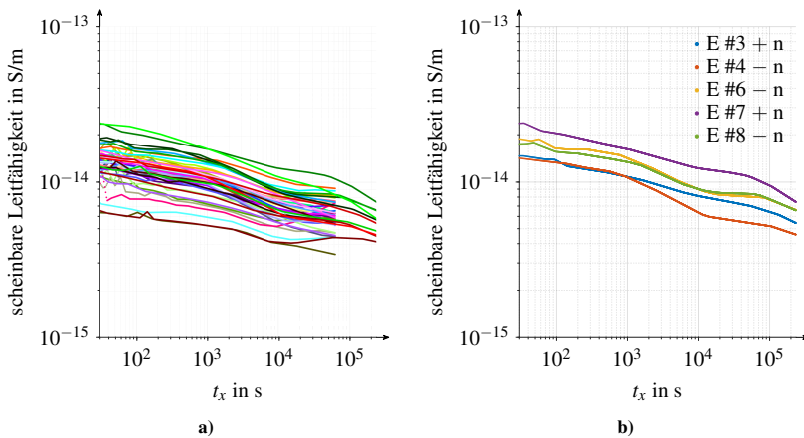


Abbildung 5.61: Ergebnisse der linearen Trendfilterung ($k_{i,s} = 0,1$; $p_i = 1 \cdot 10^{-3}$ vgl. Abschnitt 5.4.3) der scheinbaren Leitfähigkeit eines $LSR_{n, HV}$ bei $T_S = 45$ °C und $E = 10$ kV/mm, bei vorheriger Zeitbasenkorrektur (vgl. Abschnitt 5.4.1). Darstellung 5.61a zeigt die erhaltenen Ergebnisse aller scheinbaren Leitfähigkeiten (vgl. Abbildung 5.58c). Abbildung 5.61b zeigt die erhaltenen Ergebnisse sofern die Daten gemäß Abbildung 5.60d (ohne Vertrauensbereich) der linearen Trendfilterung unterzogen werden.

Wird auf Basis der nun je Prüfkörper A...E vorliegenden, linear gefilterten Messdaten die Steigungsanalyse (MLR, $t_{w_i} = 59$ s) angewendet, so folgen die Ergebnisse gemäß Abbildung 5.62.

¹⁷⁴ Die Angabe $q_m = 7$ gemäß Abschnitt 5.5.3 hat weiterhin Bestand.

Die zugehörig gefilterten scheinbaren Leitfähigkeiten finden sich in Abbildung A.7. Neben den je Messreihe vorliegenden Steigungsdaten (lediglich neun Messreihen für Prüfkörper A und B, vgl. Tabelle 5.13), wird zusätzlich in breiterer Linienstärke der je Prüfkörper zugehörige Mittelwert aller Steigungen \bar{m} dargestellt. Hierbei zeigt sich in Abbildung 5.62 ein für alle Prüfkörper vergleichbares Steigungsverhalten. Die Ähnlichkeit bestätigt sich, sofern die in Abbildung 5.63 zusammengefassten Mittelwerte aller Prüfkörper betrachtet werden.

Neben einer grundsätzlich beobachtbaren „Unruhe“ der Steigungen im Zeitbereich $t_x \lesssim 4 \cdot 10^2$ s ist im Zeitbereich von $t_x \approx 1 \cdot 10^3$ s bis $t_x \approx 3 \cdot 10^3$ s ein Abfall der Steigung von $m \approx -0,1$ auf $m \approx -0,2$ feststellbar. Im Anschluss folgt ein erneuter Anstieg auf $-0,1 \lesssim m \lesssim 0$. Dieser plateau-ähnliche Wertebereich wird für Zeiten $t_x \gtrsim 1,5 \cdot 10^4$ erreicht. Der Wertebereich scheint für längere Zeitdauern nahezu stationär und äußert sich z. B. für Prüfkörper C in verschiedenen Messungen durch eine nahezu stationäre scheinbare Leitfähigkeit (vgl. Abbildung A.7c). Für längere Zeitdauern, welche lediglich für Prüfkörper E vorliegen, folgt ein erneutes Absinken der Steigung auf $m \approx -0,2$ für $t_x \gtrsim 10^5$ s.

Eine Systemklassifizierung auf Basis von Tabelle 3.2 gelingt zunächst nicht. Eine Zuordnung der zugrunde liegenden Mechanismen (z. B. Elektrodenpolarisation, Dipolausrichtung, etc.) gemäß Abschnitt 3.2.5 ([164]) ist aufgrund der verhältnismäßig großen Wertebereiche¹⁷⁵ derzeit nicht zielführend möglich. Während der thematisierte erste Anstieg der Steigung m grundsätzlich für das Vorhandensein eines LFD-Mechanismus spräche (vgl. Abbildungen 5.39 und 5.44), erscheint aufgrund der visuellen Ähnlichkeit der Steigungsänderungen das Auftreten verteilter Relaxationszeiten als wahrscheinlicher. Hierdurch wird grundsätzlich die DRT-Modellierung auch aus physikalischer Sicht für das untersuchte Material gestärkt¹⁷⁶. Ob es sich bei den beobachteten Steigungsänderungen um den „Ausfall“ von Polarisationsmechanismen (vgl. Abbildung 3.7) handelt, welche im Hinblick auf die Zeitdauern z. B. die Orientierungspolarisation und Grenzflächen- oder Volumenpolarisation nahelegt, bedarf weiterer materialspezifischer Untersuchungen. Ebenfalls können veränderliche Ladungsträgerinjektionen und Raumladungsbildungen z. B. aufgrund der hierdurch resultierenden veränderlichen Feldverhältnisse, den zeitlichen Verlauf der scheinbaren Leitfähigkeit beeinflussen. Gleichmaßen stärken diese Beobachtungen jedoch den Einsatznutzen der in Unterkapitel 5.4 dargestellten Verfahren.

Zusätzlich wird unter Verwendung von Abbildung 5.63 und Abbildung A.7c ersichtlich, dass durchaus für ein Material vermeintliche „stationäre“ scheinbare Leitfähigkeiten ($m \approx 0$) erzielt werden können. Um hieraus jedoch zu schlussfolgern, dass eine stationäre (Gleichstrom) Leitfähigkeit des Materials vorliegt, ist eine deutlich längere Messzeit erforderlich, um ein erneutes Absinken, wie beobachtet, auszuschließen. So zeigen sich für Prüfkörper E im Zeitbereich $2 \cdot 10^4 \lesssim t_x \lesssim 6 \cdot 10^4$ zwar ebenfalls einzelne Teilgeraden in den Messergebnissen (Abbildung 5.61b und A.7e) welche nahezu horizontal erscheinen, jedoch teils über eine verbleibende (minimale) negative Reststeigung

¹⁷⁵ Gemäß [164] kann in Abhängigkeiten des Exponenten s_j , welcher im vorliegenden Fall gleichbedeutend mit m ist, ein Rückschluss auf die vorherrschenden Mechanismen erhalten werden: Es gilt für die Elektrodenpolarisation $s_j = 0$ gefolgt von $s_j > 1$, für Dipolausrichtungen $0 \leq s_j \leq 2$, für Ladungsträgerinjektionen $0 \leq s_j \leq 1$ und für Tunnel- und Hoppingmechanismen $0 \leq s_j \leq 2$.

¹⁷⁶ Im Zuge der Diskussion von Abbildung 3.9 wurde die DRT-Modellierung zunächst als mathematische Möglichkeit [120] bewertet.

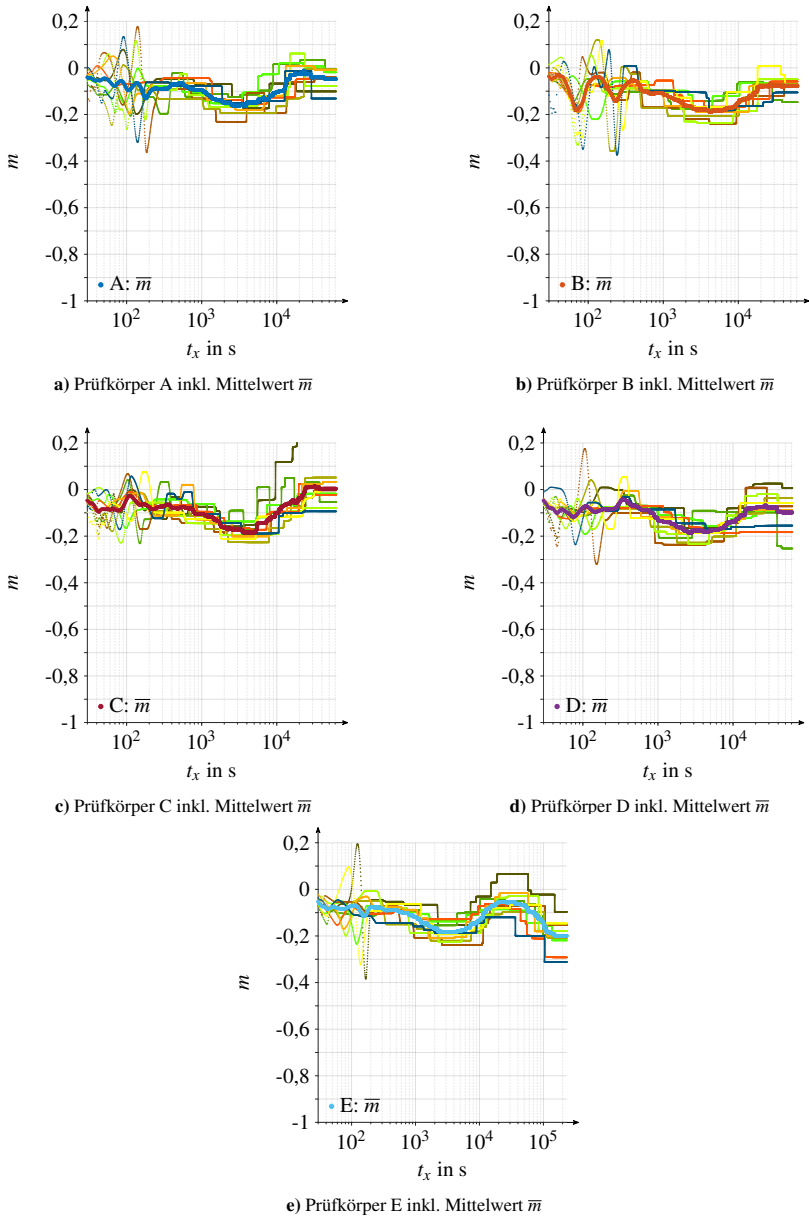


Abbildung 5.62: Ergebnisse der Steigungsermittlung der scheinbaren Leitfähigkeit eines LSR_n , HV bei $T_S = 45^\circ\text{C}$ und $E = 10\text{ kV/mm}$ unter Verwendung der gefilterten Daten (lineare Trendfilterung: $k_{i,s} = 0, 1$; $p_i = 1 \cdot 10^{-3}$ bei vorheriger Zeitbasenkorrektur) und zusätzlicher Verwendung der MLR ($t_{w_i} = 59\text{ s}$ vgl. Abschnitt 5.4.2).

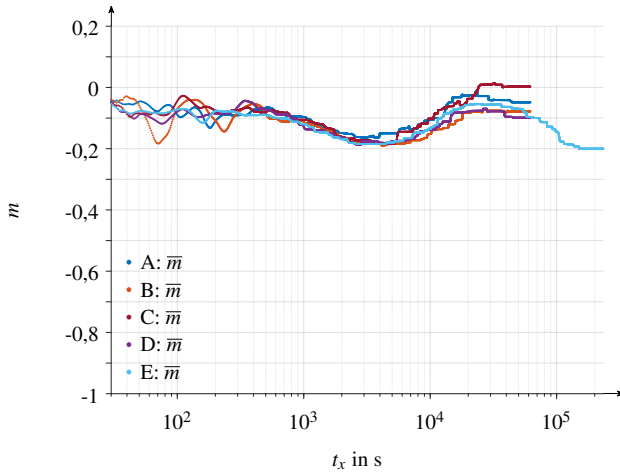


Abbildung 5.63: Mittelwerte der Steigungen, LSR_n , HV , $T_S = 45 \text{ }^\circ\text{C}$, $E = 10 \text{ kV/mm}$.

verfügen (vgl. Abbildung 5.63 und 5.62e) bevor es erneut zu einem deutlicheren Abfall der scheinbaren Leitfähigkeit kommt.

Aufgrund der identifizierten zeitlichen Trends der scheinbaren Leitfähigkeit gewinnt eine geeignete Formulierung der dielektrischen Antwortfunktion (vgl. Abschnitt 3.2.5) zukünftig an Bedeutung, um z. B. auftretende Polarisationserscheinungen im Material und die hiermit verknüpfte resultierende zeitabhängige Verschiebungsstromdichte $J_V(t)$, respektive die scheinbare Leitfähigkeit, abzubilden. Aufgrund der deutlich ersichtlich werdenden fehlenden Stationarität der scheinbaren Leitfähigkeit folgt jedoch zwangsläufig, dass die zugehörigen Gesetzmäßigkeiten (vgl. Gleichungen 3.29, 3.31 und Gleichungen 3.33 bis 3.38), insbesondere bei Medienübergängen, eine zusätzliche Zeitabhängigkeit erfahren. Die Feldverteilung unter Gleichspannung ist daher, aufgrund der zeitlichen Komponente der scheinbaren Leitfähigkeit, komplexer. Die Identifikation geeigneter Funktionen wird auf Basis der Steigungsanalyse erleichtert, neben verteilten Relaxationszeiten sind ebenfalls Ansätze der Form $\sigma_A t_x^n$ gemäß Gleichung 5.47 vielversprechend, die zusätzlich Erweiterungen der Form $n(t)$ und $\sigma_A(t)$ erfahren können.

Zusammenfassend gilt, dass vor einer Verallgemeinerung der Beobachtung weitere materialspezifische Untersuchungen größeren Stichprobenumfangs erforderlich werden. Zusätzlich ist ebenfalls der Einsatz verschiedener Messgeräte- und Schutztechnikkonfigurationen zu betrachten, um den als unwahrscheinlich eingeschätzten Fall etwaiger messtechnischer Interaktionen auszuschließen. Dennoch stärken die gezeigten Beobachtungen den Einsatznutzen und die mathematische Weiterentwicklung der in Unterkapitel 5.4 dargestellten Verfahren und zeigen die Eignung auch für praxisrelevante Messdaten deutlich.

DC-VPE

Zur Abbildung eines temperatur- und feldstärkeabhängigen Kennlinienfeldes werden Prüfkörper eines DC-VPE bei $T_S = [20; 45; 70; 90]$ °C und $E = [10; 20; 30]$ kV/mm vermessen. Informationen zur Prüfkörperfertigung sind in Anhang A.7.1 zusammengefasst. Die experimentelle Erhebung der Messdaten erfolgt unter Verwendung der in Unterkapitel 5.1 beschriebenen Prüfinfrastruktur im Rahmen von [S-MA6]. Die nominale Prüfkörperhöhe beträgt entgegen der vorherigen Untersuchungen des VPE-Materials $h_{T,nom} = 300$ µm. Die Prüflingsstärke wird je Prüfling an acht Stellen vermessen. Die insgesamt 40 Prüflinge die im Rahmen von [S-MA6] untersucht werden, zeigen in der zugehörigen statistischen Analyse, dass gemäß Kolmogorov-Smirnov-Test die Annahme einer Normalverteilung mit $s_T = 14$ µm und $h_{T,mean} = 308$ µm [S-MA6] zulässig ist¹⁷⁷. Die geringste erfasste Prüflingsstärke aller Prüflinge beträgt 275 µm, die maximal erfasste 362 µm [S-MA6].

Die für die Untersuchungen gewählte Nominalfeldstärke wird unter Berücksichtigung der mittleren Prüfkörperhöhe $h_{T,mean}$ je Prüfkörper und entsprechender Sollwertvorgabe der Ausgangsspannung der Hochspannungsquelle, unter Berücksichtigung des Tiefpasses und der Spannungsmessung, erzielt (vgl. z. B. Abbildung 5.6). Angaben zur Vorbereitung der Messanordnung finden sich in Anhang A.7.2. Die Konfiguration des Pikoamperemeters erfolgt unter Verwendung der normalen Messrate, jedoch ohne Verwendung des Messmodi für kapazitive Prüflinge und der hiermit zugehörigen elektrometerinternen Hard- und Software Routinen, wodurch in Kombination mit laufzeitoptimierten Automationsroutinen höhere Datendichten gegenüber Abschnitt 5.5.3 (ca. drei Messwerterfassungen je Sekunde entgegen einer Messwerterfassung je Sekunde) erzielt werden.

Die in Abschnitt 5.5.1 adressierten Besonderheiten des Klimaschranks (siehe Abbildung 5.52) führen dazu, dass die durchgeführten Messungen bei $T_S = 20$ °C keine Berücksichtigung finden, da deutliche Störanteile beobachtbar sind. Aufgrund der Einsatztemperatur der Elektrodenanordnung und der Materialsteifigkeit der Prüfkörper tritt der in Abschnitt 5.5.1 thematisierte, bei Messungen oberhalb von $T_S = 65$ °C beobachtete Höhenunterschied der Messelektrode gegenüber der Schutzringelektrode in den vorliegenden Messungen in Erscheinung. Auf den Einsatz von Vertrauensbereichen (vgl. Abschnitt 5.5.3) wird aufgrund des verhältnismäßig geringen Stichprobenumfangs (drei Messungen je Feldstärke) und der diskutierten technischen Limitationen verzichtet¹⁷⁸. Unverändert werden die Ergebnisse als orientierende/indikative Ergebnisse benannt und primär der Eignungsnachweis und Einsatznutzen der in Unterkapitel 5.4 vorgestellten Verfahren aufgezeigt.

Für die bei den Temperaturen $T_S = [45; 70; 90]$ °C verbleibenden Datensätze erfolgt die Messwerterhebung bei den Feldstärken $E = [10; 20; 30]$ kV/mm mit denen in Tabelle 5.21 beschriebenen Phasen der Messung. Hierbei werden je Temperatur-Feldstärke-Kombination drei Messungen durchgeführt. Für jede der nun im Fortgang betrachteten 27 Messungen wird ein neuer Prüfkörper eingesetzt, welcher zunächst für sieben Tage bei $T = 75$ °C (Heraeus T 6060) kurzgeschlos-

¹⁷⁷ Von den 40 Prüflingen werden 36 Prüflinge für das Kennlinienfeld eingesetzt und vier weitere für zusätzliche Analysen. Eine Trendanalyse unter Verwendung der Methoden gemäß Unterkapitel 5.4 erfolgt in [S-MA6] nicht.

¹⁷⁸ Für Analysen und Diskussionen, auch unter Verwendung von Vertrauensbereichen, ist diesbezüglich auf [S-MA6, S-MA7] verwiesen.

sen gelagert wurde ¹⁷⁹. Die Messdauer beträgt für alle Prüfkörper mindestens 38,5 h. Prüfkörper mit $T_S < 90\text{ °C}$ werden aufgrund der kürzen Konditionierungsphasen gegenüber Messungen bei $T_S = 90\text{ °C}$ für längere Zeitdauern charakterisiert. Die Darstellung wird zur Förderung der Vergleichszwecke für alle Prüfkörper auf 39,5 h (142200 s) begrenzt. Hieraus folgt, dass vereinzelt 90 °C Messungen maximal eine Stunde (3600 s) früher enden, welches in der doppelt logarithmischen Darstellung jedoch kaum wahrnehmbar ist.

Dauer in min			Phase	
220	295	355	Konditionierungsphase: 10 min: T_{STC} , 75 min: Erwärmungsvorgang für $T_S = 45\text{ °C}$ 150 min: Erwärmungsvorgang für $T_S = 70\text{ °C}$ 210 min: Erwärmungsvorgang für $T_S = 90\text{ °C}$ jeweils zuzüglich 135 min Ruhephase bei T_S .	
			15	Leerlaufmessung bei T_S
			mind. 2310 (138600 s)	Messphase bei T_S applizierte Feldstärken: 10 kV/mm; 20 kV/mm; 30 kV/mm. Die Messdauer beträgt für alle Prüfkörper mindestens 38,5 h.

Tabelle 5.21: Dauer der einzelnen Phasen der Messung im Rahmen der DC-VPE-Vermessung.

Gemäß [S-MA7] zeigt sich für die Messdatenerfassung, dass 96 % aller Datenerfassungen lediglich $270\text{ ms} \pm 20\text{ ms}$ an Zeitbedarf erfordern, wodurch zirka 3 Strommesswerte je Sekunde vorliegen. Einen Überblick über die bei der geringsten Feldstärke $E = 10\text{ kV/mm}$ und Temperatur $T_S = 45\text{ °C}$ erfassten ungefilterten betragsmäßigen Ströme findet sich in Abbildung 5.64a.

Die Messdaten zeigen ein klar ersichtliches Rauschverhalten. Die Wahrnehmung wird aufgrund der doppelt logarithmischen Darstellung verstärkt, da mit zunehmender Messzeit die Datendichte in der Darstellungsform zunimmt, wodurch die Dichte vereinzelter Ausreißer ansteigt (vgl. ebenfalls Diskussion in Abschnitt 5.5.3). Daher wird zusätzlich in der Farbe schwarz jeweils ein gefiltertes Signal beim Einsatz eines gleitenden Medianfilters (Fensterbreite: 11 Datenpunkte, $\approx 3 \dots 4\text{ s}$) gefolgt von einem gleitenden Mittelwertfilter (Fensterbreite: 31 Datenpunkte, $\approx 9 \dots 10\text{ s}$) dargestellt um Rückschlüsse auf den vorliegenden Datenschwerpunkt zu ermöglichen. Deutliche Anomalien werden wahrnehmbar, sofern die mattgelbe Kurve betrachtet wird. Eine einzelne Darstellung findet sich in Abbildung 5.64b, in der sich Wertebereichswechsel des Pikoamperemeters (vgl. Tabelle A.6) bei 2 nA, 200 pA und 20 pA aufgrund der geringen Datenpunktdichten erahnen lassen.

Im Folgenden werden die Leitfähigkeitstrends des untersuchten DC-VPE betrachtet. Die Prüflingskapazität wird mit 300 pF ($C = \epsilon_0 \epsilon_r \frac{A}{h_T}$) abgeschätzt, welches sich ebenfalls in orientierenden Messungen (GW Instek LCR-8110G) bestätigt. Unter Verwendung dieser Annahme der Prüflingskapazität resultiert in Anlehnung an Abbildung 5.7 nach spätestens 60 s ein verbleibender kapazitiver Verschiebungsstrom im lediglich einstelligen Pikoamperebereich (Berechnungen für 300 pF

¹⁷⁹ Aufgrund der verwendeten geringeren Prüfkörperstärken und der deutlich längeren thermischen Vorbehandlung ist eine Vergleichbarkeit zu denen z. B. in Abschnitt 5.5.2 vorgestellten Untersuchungen nicht ohne weiteres möglich. Hierdurch wird die Benennung der Ergebnisse als orientierend/indikativ bestätigt.

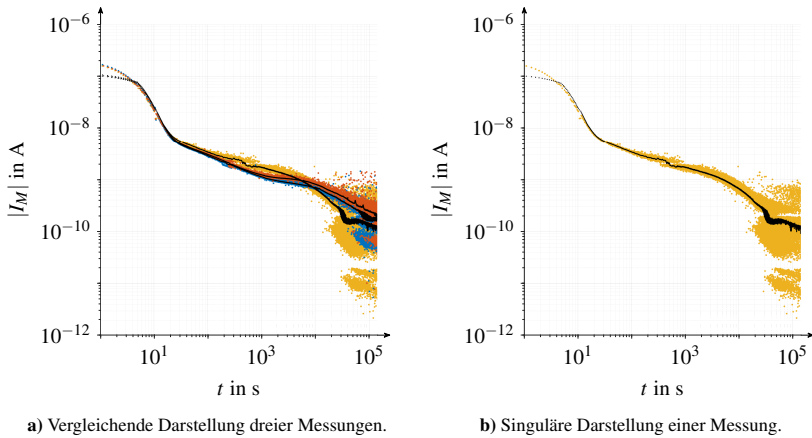


Abbildung 5.64: Erfasste ungefilterte betragsmäßige Ströme für die drei Messungen eines VPE_{DC} bei $T_S = 45^\circ\text{C}$ und $E = 10\text{ kV/mm}$. In schwarz sind zusätzlich gefilterte Messdaten unter Verwendung eines gleitenden Medianfilters (Fensterbreite: 11 Datenpunkte, $\approx 3 \dots 4\text{ s}$) gefolgt von einem gleitenden Mittelwertfilter (Fensterbreite: 31 Datenpunkte, $\approx 9 \dots 10\text{ s}$) dargestellt.

im Frequenzbereich vgl. [K8]). Aus diesen Gründen wird $t_\Delta = 60\text{ s}$ gewählt, sodass der kapazitive Verschiebungsstrom gegenüber dem erfassten Datenswerpunkt der Ströme (vgl. Abbildung 5.64) vernachlässigbar ist. Für die folgend eingesetzte t_x Notation gilt erneut $t_x = t - t_\Delta$.

Die Messdatenerfassung zeigt zwar, dass 96 % aller Datenerfassungen lediglich $270\text{ ms} \pm 20\text{ ms}$ an Zeitbedarf erfordern (vgl. [S-MA7]), äußert sich jedoch in vier Messreihen mit einem $q_m \gg 500$. So finden sich eine Messung bei $T_S = 45^\circ\text{C}$, $E = 20\text{ kV/mm}$, zwei Messungen bei $T_S = 70^\circ\text{C}$, $E = 20\text{ kV/mm}$ und eine Messung bei $T_S = 70^\circ\text{C}$, $E = 30\text{ kV/mm}$, in denen für über 1000 Sekunden keine zuverlässige Stromerfassung, aufgrund deutlicher Stromdynamiken am Messgeräteingang, gewährleistet wird. Hieraus resultiert eine weitere Reduktion der Messdaten auf nun 23 Strom-Zeit-Kennlinien, für welche nun im Mittel 3,6 Strommesswerte je Sekunde erfasst wurden.

Die lineare Trendfilterung folgt Abschnitt 5.4.3 unter Verwendung von $k_{i,s} = 0,1$ und $p_i = 1 \cdot 10^{-3}$. Die präsentierten Steigungsanalysen folgen den Ausführungen in Abschnitt 5.4.2 für MLR unter Verwendung einer Fensterbreite von $t_{w_i} = 59\text{ s}$. Aus diesen Gründen erfolgt die einheitliche Ergebnisdarstellung startend ab $t_x = 30\text{ s}$. Eine exemplarische Trendfilterwirkung für ein bei $T_S = 45^\circ\text{C}$ erfasstes Messsignal ist in Abbildung 5.65, vergleichend gegenüber der Filterung auf Basis eines gleitenden Medianfilters (Fensterbreite: 11 Datenpunkte) gefolgt von einem gleitenden Mittelwertfilter (Fensterbreite: 31 Datenpunkte), dargestellt. Aufgrund der vorher durchgeführten Zeitbasenkorrektur sind in diesem Fall die Fensterbreiten der Filterungen identisch mit der Zeitdauer 11 respektive 31 Sekunden.

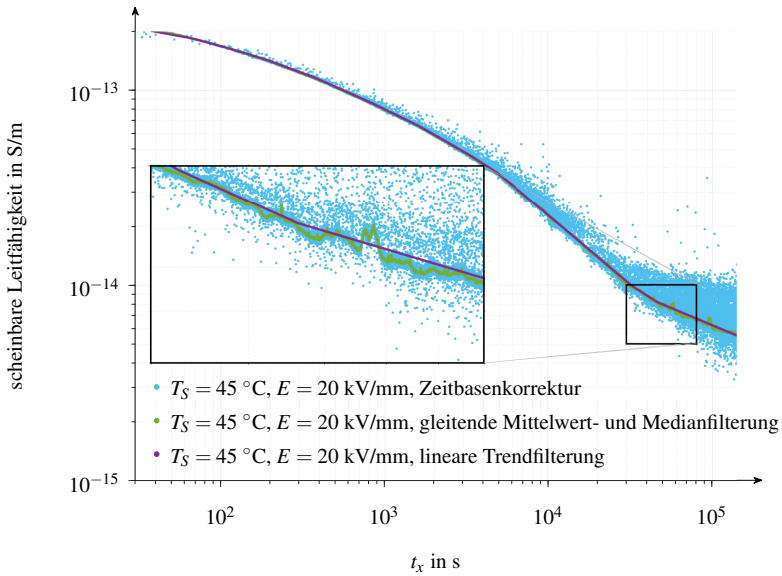


Abbildung 5.65: Exemplarische Filterwirkung der linearen Trendfilterung ($k_{t,s} = 0,1$ und $p_t = 1 \cdot 10^{-3}$) bei Messdaten eines VPE_{DC} bei $T_S = 45 \text{ }^\circ\text{C}$.

Unter Berücksichtigung von Abbildung 5.65 zeigt sich abermals die positive Filterwirkung der linearen Trendfilterung. Erneut bestätigt sich die bereits im vorherigen Abschnitt und im Kontext von Abschnitt 5.4.3, insbesondere bereits im Rahmen von Abbildung 5.49, diskutierte vorteilhafte Filtereigenschaft.

Eine Zusammenfassung der linear trendgefilterten scheinbaren Leitfähigkeiten findet sich für $T_S = 45 \text{ }^\circ\text{C}$ in Abbildung 5.66, für $T_S = 70 \text{ }^\circ\text{C}$ in Abbildung A.8 und für $T_S = 90 \text{ }^\circ\text{C}$ in Abbildung 5.67. Bei einem visuellen Vergleich der in Abbildungen 5.66, A.8, 5.67 dargestellten Teilgrafiken a), c) und e), zeigt sich, dass für eine konstante Temperatur zunächst keine deutlichen Einflüsse der Feldstärke beobachtet wird, siehe auch Abbildung A.9. Der Einfluss der Temperatur zeigt sich bei konstanter Feldstärke z. B. beim visuellen Vergleich zwischen Abbildungen 5.66 und 5.67 deutlicher, siehe auch Abbildung A.10. In Abbildung A.10 zeigen sich bei konstanter Feldstärke für eine Temperaturerhöhung von $T_S = 45 \text{ }^\circ\text{C}$ auf $T_S = 90 \text{ }^\circ\text{C}$ eine Zunahme der scheinbaren Leitfähigkeit. An dieser Stelle sei abermals der indikative Charakter der Untersuchungen genannt, sodass vor einer Verallgemeinerung insbesondere der Stichprobenumfang (vgl. Wiederholbarkeitsstudie in Abschnitt 5.5.3) erhöht und der adressierte Feldstärkebereich ebenfalls vergrößert werden sollte. Dennoch sind diese Beobachtungen grundsätzlich im Einklang mit der in Abschnitt 3.2.4 im Zuge der Modellbildungen der stationären Komponente der Leitfähigkeit geführten Diskussion. Hier wurde angeführt, dass gemäß [3] ein hochgradiger Temperatureinfluss und ein weniger relevanter Feldstärkeeinfluss beobachtbar ist.

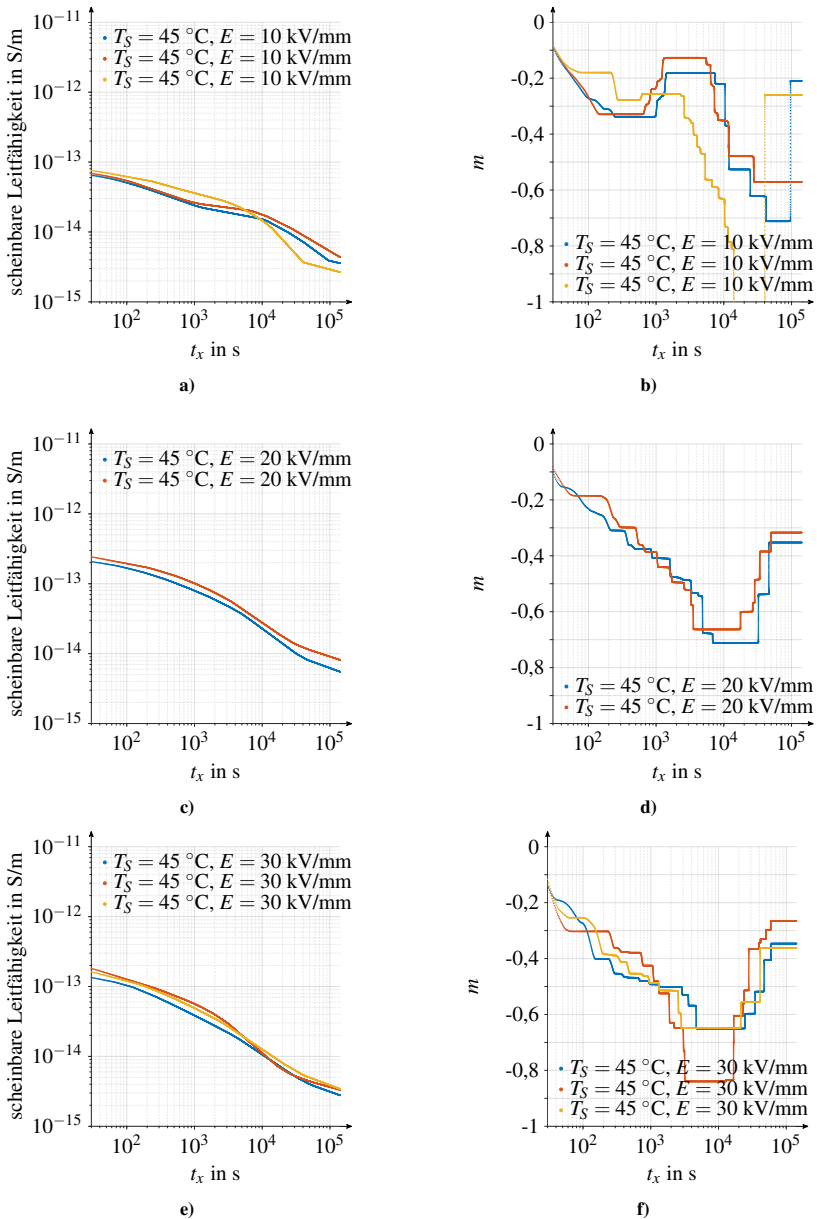


Abbildung 5.66: Ergebnisse der linearen Trendfilterung ($k_{i,s} = 0,1$; $p_i = 1 \cdot 10^{-3}$ vgl. Abschnitt 5.4.3) der scheinbaren Leitfähigkeit eines VPE_{DC} bei $T_S = 45 \text{ °C}$ bei vorheriger Zeitbasenkorrektur (vgl. Abschnitt 5.4.1). Die Steigungsermittlung erfolgt auf Basis der gefilterten Daten unter zusätzlicher Verwendung der MLR ($t_{wi} = 59 \text{ s}$, vgl. Abschnitt 5.4.2). Darstellung vgl. [K12].

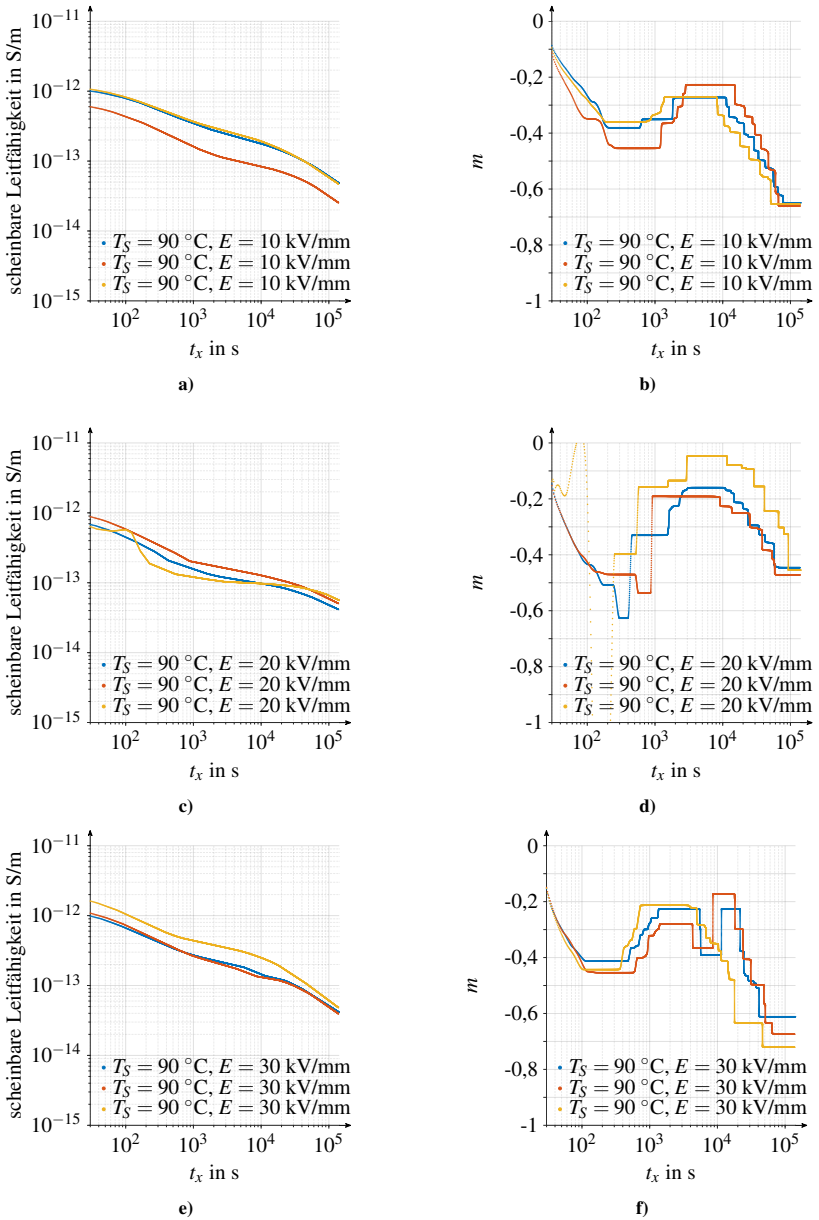


Abbildung 5.67: Ergebnisse der linearen Trendfilterung ($k_{i,s} = 0,1$; $p_i = 1 \cdot 10^{-3}$ vgl. Abschnitt 5.4.3) der scheinbaren Leitfähigkeit eines VPE_{DC} bei $T_S = 90$ °C bei vorheriger Zeitbasenkorrektur (vgl. Abschnitt 5.4.1). Die Steigungsermittlung erfolgt auf Basis der gefilterten Daten unter zusätzlicher Verwendung der MLR ($t_{w_i} = 59$ s, vgl. Abschnitt 5.4.2). Darstellung vgl. [K12].

Werden die in Abbildungen 5.66, A.8, 5.67 aus den linear trendgefilterten Daten mittels MLR ($t_{w_i} = 59$ s) dargestellten Steigungen m betrachtet, so zeigt sich, ähnlich des vorher analysierten $LSR_{n, HV}$, eine Gruppenbildung. Grundsätzlich liegt erneut eine Zeitabhängigkeit der Steigung m vor, welches sich bei einer Modellvorstellung der scheinbaren Leitfähigkeit gemäß Potenzgesetz $\sigma_A t_x^n$ (Gleichung 5.47) wiederum in einem zeitvariablen $n(t)$ äußern würde. Da $m < 0 \forall t$ ist, wird verdeutlicht, dass die scheinbare Leitfähigkeit keinen stationären Wert erreicht und kontinuierlich, wenn auch mit variierender Geschwindigkeit, abfällt.

Für eine weitere Analyse werden die Mittelwerte der Steigungen je Feldstärke bestimmt. Im Vorfeld werden jedoch ersichtliche Ausreißer entfernt. Als diese werden auf Basis der Steigung m und der allgemeinen Erscheinung, eine Kurve bei $T_S = 45$ °C, $E = 10$ kV/mm und eine Kurve bei $T_S = 90$ °C, $E = 20$ kV/mm identifiziert. Dies betrifft jeweils die mattgelben Kurven in den Abbildungen 5.66a, 5.66b und Abbildungen 5.67c, 5.67d. Der benannte Prüfling $T_S = 45$ °C, $E = 10$ kV/mm zeigt bereits in Abbildung 5.64 (ebenfalls in mattgelb dargestellt) ein auffälliges Verhalten. Beide Prüflinge verfügen darüber hinaus über ein erhöhtes $q_m = [23; 220]$. Hierdurch verbleiben für die folgende Analyse 21 Datensätze, die sich durch einen vernachlässigbaren $\bar{q}_m \approx 3,2$ auszeichnen¹⁸⁰.

Die Mittelwerte der Steigungen je Feldstärke und Temperatur sind in Abbildung 5.68 dargestellt. Zusätzlich findet sich der Mittelwert der Mittelwerte in breiterer Linienstärke in der Abbildung. Einzig für $T_S = 45$ °C findet sich in Abbildung 5.68a für $E = 10$ kV/mm ein gegenüber dem Mittelwert abweichend auftretender Verlauf. Einen dominierenden Einfluss auf den zeitlichen Verlauf der Steigung hat die Temperatur. Dieser Einfluss wird deutlicher sofern die Mittelwerte der Mittelwerte in Abbildung 5.69 betrachtet werden¹⁸¹.

Unter Berücksichtigung von Abbildung 5.69 zeigt sich, dass auch für das betrachtete VPE Steigungsänderungen in Erscheinung treten. Diese sind im Vergleich zum untersuchten $LSR_{n, HV}$ (vgl. Abbildung 5.63) deutlicher ausgeprägter. Allen Kurven in Abbildung 5.69 ist gemein, dass diese zunächst ein lokales Minimum durchlaufen, welches mit sinkender Temperatur $T_S \downarrow$ zu größeren Zeiten t_x verschoben wird. Für dieses Minimum gilt, dass es für $T_S = 90$ °C bei $t_x \approx 3 \dots 3,6 \cdot 10^2$ s, für $T_S = 70$ °C bei $t_x \approx 0,8 \dots 1,4 \cdot 10^3$ s und für $T_S = 45$ °C bei $t_x \approx 1,2 \dots 1,6 \cdot 10^4$ s erreicht wird. Die Ausprägung dieses Minimums wird ebenfalls mit sinkenden Temperaturen deutlicher. Nach dem erreichten lokalen Minimum nimmt die Steigung erneut zu und äußert sich in einem neuen (lokalen) Maximum. Für $T_S = 90$ °C wird dieses bei $t_x \approx 3 \dots 4 \cdot 10^3$ s und für $T_S = 70$ °C bei $t_x \approx 1,3 \dots 1,5 \cdot 10^4$ s erreicht. Für $T_S = 45$ °C ist eine Aussage hinsichtlich der Maximizerreichung aufgrund der begrenzten Messdauer nicht klar zu beantworten. (vgl. [K12])

¹⁸⁰ Hierbei entfällt bereits $q_m = 30$ auf die in Abbildung A.8e bzw. A.8f in blau dargestellte Messung bei $T_S = 70$ °C, $E = 30$ kV/mm. Diese Daten werden aufgrund der visuellen Ähnlichkeit zur weiteren Messung bei $T_S = 70$ °C, $E = 30$ kV/mm für die weiteren Analysen beibehalten.

¹⁸¹ Gemäß Abschnitt 3.2.4 wird in aktuellen Untersuchungen ein nicht wesentlicher Einfluss der Feldstärke auf das Abklingverhalten der scheinbaren Leitfähigkeit identifiziert [118, 122], sodass die durchgeführte Mittlung je Temperatur Bestätigung erfährt. Für zukünftige Untersuchungen ist es denkbar den Übergang der Steigungen von $E = 10$ kV/mm zu $E = 20$ kV/mm im Hinblick auf Feldstärkeeffekte (z.B. aufgrund von Injektionsmechanismen vgl. Abbildung 3.6) detaillierter aufzulösen.

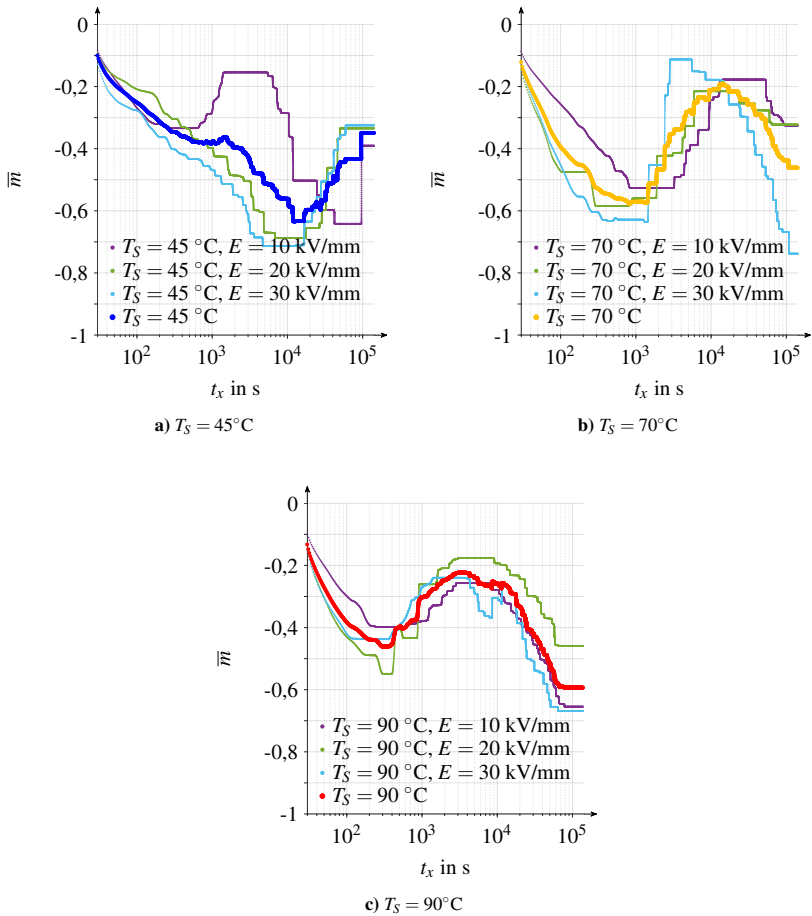


Abbildung 5.68: Zusammenfassung der Mittelwerte der unter Verwendung der MLR ($t_{w_i} = 59\text{ s}$, vgl. Abschnitt 5.4.2) rekonstruierten Steigungen des VPE_{DC} unter Einbeziehung der für die Feldstärken vorliegenden Messdaten (Ausreißerkorrektur) sowie jeweils lediglich unter Betrachtung der Temperatur. Darstellung vgl. [K12].

Auch für dieses Material gelingt eine Systemklassifizierung auf Basis von Tabelle 3.2 nicht. Gleichmaßen zeigt sich auch hier eine Zuordnung der zu Grunde liegenden Mechanismen (z. B. Elektrodenpolarisation, Dipolausrichtung, etc.) gemäß Abschnitt 3.2.5 ([164]) aufgrund der verhältnismäßig großen Wertebereiche, siehe Fußnote 175, derzeit als nicht zielführend möglich. Ebenfalls gilt mit Bezug auf Abbildungen 5.39 und 5.44, dass der potentielle Anstieg von m grundsätzlich für das Vorhandensein eines LFD-Mechanismus sprechen könnte. Aufgrund der visuellen Ähnlichkeit der Steigungsänderungen wird das Auftreten verteilter Relaxationszeiten in diesem Kontext jedoch

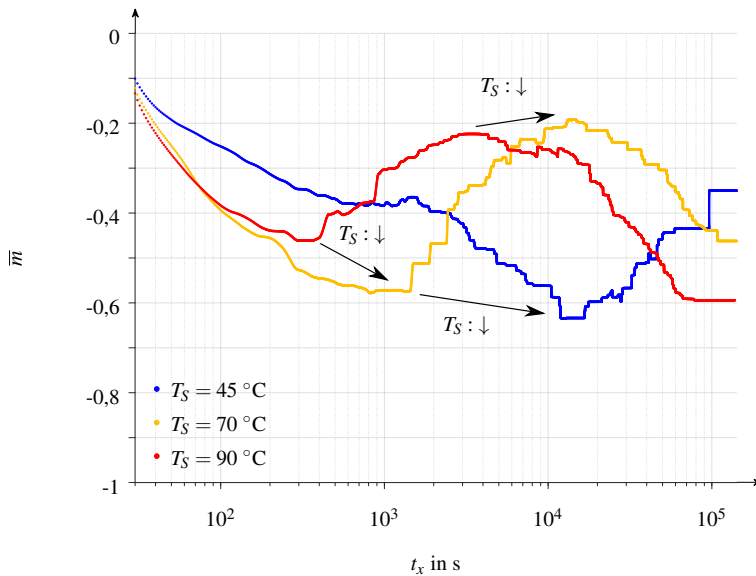


Abbildung 5.69: Vergleich der temperatursensitiven Mittelwerte der Steigungen des VPE_{DC} (Mittelwert der Mittelwerte gemäß Abbildung 5.68). Darstellung vgl. [K12].

als wahrscheinlicher eingeordnet. Hierdurch wird grundsätzlich ebenfalls die DRT-Modellierung auch aus physikalischer Sicht für das untersuchte Material gestärkt¹⁸². Prinzipiell motiviert diese Beobachtung auch zur These, dass die Ladungstransportmechanismen und deren Zeitabhängigkeit einem Temperatureinfluss unterliegen, respektive ein Temperatureinfluss auf den zeitlichen Ablauf der Polarisation ersichtlich wird. In [122, 185] werden ebenfalls strukturelle Materialveränderungen diskutiert. Dies ist in Einklang mit der in [25] formulierten Beobachtung, dass in Polymeren durchaus ein Aufschmelzen und Wiedererstarren von Lamellen (kristalline Bereiche) bereits bei geringen Temperaturen festgestellt wird (vgl. Unterkapitel 3.1) und somit veränderliche Kristallisationsgrade während der Messung vorliegen können, die ihrerseits wiederum die Leitfähigkeitseigenschaft beeinflussen (vgl. Abschnitte 3.1.2 und 3.2.3). Darüber hinaus können veränderliche Ladungsträgerinjektionen und Raumladungsbildungen ebenfalls, z. B. aufgrund der hierdurch resultierenden veränderlichen Feldverhältnisse, den zeitlichen Verlauf der scheinbaren Leitfähigkeit beeinflussen. [K12] Derartige Aspekte lassen sich mit der vorgestellten Analysemethodik zukünftig verbessert betrachten.

Aufgrund der deutlich ersichtlich werdenden fehlenden Stationarität der scheinbaren Leitfähigkeit folgt wiederum, dass vor systembewertenden Prüfungen in Systemen der HGÜ die Dauer und die Rahmenbedingungen der Vorbelastungen eine entscheidende Rolle einnehmen. Die Bedeutung dieses Aspekts zeigt sich zwar plakativ und vereinfacht, jedoch besonders anschaulich, sofern die

¹⁸² Im Zuge der Diskussion von Abbildung 3.9 wurde die DRT-Modellierung zunächst als mathematische Möglichkeit [120] bewertet.

Feldverteilung an einem Medienübergang betrachtet wird (vgl. Gleichung 3.31) und dieser Zusammenhang unmittelbar für scheinbare Leitfähigkeiten Anwendung findet. Für einen Medienübergang folgt im klassischen Gleichspannungsfall

$$\frac{E_{i,n}}{E_{ii,n}} = \frac{\kappa_{ii}}{\kappa_i} \quad (5.64)$$

unter Verwendung dieses Ansatzes und Einbringung der scheinbaren Leitfähigkeiten mittels $\kappa_i = \sigma_A t^{n_a}$ und $\kappa_{ii} = \sigma_B t^{n_b}$ folgt auch, sofern $\sigma_A = \sigma_B$

$$\frac{E_{i,n}}{E_{ii,n}} = \frac{t^{n_b}}{t^{n_a}} \quad (5.65)$$

Hierdurch resultiert bei $t = 1$ s: $E_{i,n}/E_{ii,n} = 1$. Gilt nun $n_b = 0,5$ und $n_a = 0,6$ so folgt für selbiges Verhältnis bereits nach einer Stunde $\approx 0,44$, nach einem Tag $\approx 0,32$, nach einer Woche $\approx 0,26$ und nach einem Jahr $\approx 0,15$.

Obiges Beispiel verdeutlicht, dass, bedingt durch die Dynamiken der scheinbaren Leitfähigkeit (siehe ebenfalls Diskussion beim $LSR_{n, HV}$), die zugehörigen Gesetzmäßigkeiten (vgl. Gleichungen 3.29, 3.31 und Gleichungen 3.33 bis 3.38) zur Beschreibung von Feldverteilungen und Raumladungsvorgängen, insbesondere bei Medienübergängen aber auch bei inhomogen temperierten Einzelmaterialien (vgl. Kabelisolationsmaterialien), eine zusätzliche Zeitabhängigkeit erfahren, die eine Berücksichtigung erfordert. Hierdurch wird wiederum die Komplexität gesteigert (vgl. Diskussion im Kontext von Gleichung 3.38). Die Feldverteilung unter Gleichspannung ist daher, aufgrund der zeitlichen Komponente der scheinbaren Leitfähigkeit, komplexer. Eine Beurteilung ob die Modellvorstellung nach MWS zur mathematischen Beschreibung von Grenzflächenphänomenen in mehrschichtigen Dielektrika der untersuchten Materialien Anwendung finden kann lässt sich nicht abschließend beantworten. Für die betrachteten Dielektrika werden verteilte Relaxationszeiten als wahrscheinlich erachtet, dies legt wiederum eine Berücksichtigung der zeitabhängigen Sprungantwort nahe und erfordert Lösungen nach iterativen oder numerischen Verfahren (vgl. Abschnitt 2.2.8).

Zusammenfassend gilt auch hier, in Einklang mit den vorher präsentierten Ergebnissen für das betrachtete LSR, dass vor einer Verallgemeinerung der Beobachtung weitere materialspezifische Untersuchungen größeren Stichprobenumfanges erforderlich werden. Zusätzlich gilt es ebenfalls den Einsatz verschiedener Elektroden-, Messgeräte- und Schutztechnikkonfigurationen zu betrachten, um den als unwahrscheinlich eingeschätzten Fall etwaiger messtechnischer Interaktionen auszuschließen. Dennoch stärken auch diese Beobachtungen den Einsatznutzen und die mathematische Weiterentwicklung der in Unterkapitel 5.4 dargestellten Verfahren und zeigen die Eignung auch für praxisrelevante Messdaten deutlich.

Ergänzende Modellierungsansätze und Analysen

Wie bereits in Abschnitt 5.4.2 benannt, sind alternative Analysen unter Verwendung andersartiger Datenaufbereitungen und Filteralgorithmen in [S-MA7] gezeigt und diskutiert. Auch diese bestäti-

gen das zeitlich variable und maßgeblich temperaturabhängige Steigungsverhalten bei VPE.

Darüber hinaus werden in [S-MA7] erste Konzepte zur Identifikation von Beschreibungsformen der zeitabhängigen scheinbaren Leitfähigkeit unter Verwendung der gefilterten experimentellen Daten diskutiert. Hierfür wird unter anderem das Verfahren der multiplen linearen Regression zur Parameteridentifikation eingesetzt und die Minimierung der quadratischen Modellabweichung ebenfalls in der logarithmischen Domäne (unter Verwendung der eulerschen Basis) durchgeführt. Hierdurch wird die Implementierung z. B. unter Verwendung der MATLAB-Routinen `regress` und `fitlm` erleichtert; erforderliche Gütekriterien, wie exemplarisch das Bestimmtheitsmaß R^2 werden ebenfalls unter Verwendung der Daten der logarithmischen Domäne formuliert. Es wird eine zukünftige Nutzung von Identifikationsverfahren dynamischer Systeme (vgl. exemplarisch [311]) mit logarithmischen Datenbezug z. B. bei der Bestimmung der dielektrischen Antwortfunktion angeregt. Es zeigt sich gemäß [S-MA7], dass, in Anlehnung an die in Anhang A.2 formulierten Gleichungen A.17 bis A.26, u. a. Modellerweiterungen der Formen $\sigma \propto \sigma_0 \exp\left(-\frac{W}{k_B T_K}\right) \cdot t^{-n}$, $\sigma \propto \sigma_0 \exp(\alpha_T T) \cdot t^{-n}$, respektive ebenfalls unter Berücksichtigung von Gleichungen A.9 bis A.12, Erweiterungen der Form $\sigma \propto \sigma_0 \exp\left(-\frac{W}{k_B T_K}\right) \exp\left(\frac{\beta E^{\frac{1}{2}}}{k_B T_K}\right) \cdot t^{-n}$ und $\sigma \propto \sigma_0 \exp(\alpha_T T + \beta E) \cdot t^{-n}$ für künftige Untersuchungen unter Verwendung von $n(T)$ interessant werden können. [S-MA7] Neben diesen ersten Impressionen gewinnen zusätzlich die DRT-Modellbildung und die in Abschnitt 2.2.7 diskutierten Modellerweiterungen an Bedeutung.

5.5.5 Resümee der experimentellen Untersuchungen und Ergebnisse

Die Bestätigung der Leistungsfähigkeit der geschaffenen Versuchstechnik und der Eignungsnachweis und Eignungsnutzen der in Unterkapitel 5.4 vorgestellten mathematischen Verfahren ist gelungen. Auf Basis der experimentellen Untersuchungen wird folgende Zusammenfassung ermöglicht.

- Die mit der prototypisch realisierten Versuchstechnik durchgeführten Untersuchungen zeigen verbleibende Optimierungspotentiale und Einschränkungen.
 - Bei der eingesetzten Elektrodenanordnung wird bei Messungen oberhalb von 65 °C die Messelektrode gegenüber der Schutzringelektrode um ca. 0,1 bis 0,2 mm angehoben. Insbesondere bei Prüflingen mit einer erhöhten Steifigkeit (z. B. VPE) können aufgrund dessen Messfehler, ob der fehlenden vollständigen Funktion des Schutzringes, resultieren. Unter Berücksichtigung dieses Sachverhalts gewinnen zur Optimierung der Elektrodenanordnung die numerischen Analysen in Unterkapitel 5.3 erneut an Bedeutung. Hierbei kann der Einsatz von alternativen Schutzspaltmaterialien bzw. von Dünnschichtmetallisierungen zielführend sein, die hieraus resultierenden Möglichkeiten von Oberflächenoxidationseinflüssen gilt es jedoch separat zu bewerten.
 - Die Auflösungsgrenzen der prototypischen Versuchstechnik werden derzeit nicht durch den kapazitiven Verschiebungsstrom limitiert, sondern durch verbleibende Störeinkopplungen, die maßgeblich der Klimatechnik zugesprochen werden.

- Aufgrund der verbleibenden prüftechnischen Limitationen werden die erhaltenen experimentellen Ergebnisse als indikativ benannt.
- In grundsätzlich qualitativ vergleichenden Materialuntersuchungen bestätigen sich die bereits in den Abschnitten 2.2.3, 2.2.4, 2.2.5, 2.2.7 benannten Einflüsse.
 - Eine stationäre (scheinbare) Leitfähigkeit wird bei erhöhten Temperaturen und Messdauern von mehreren Tagen weder bei Untersuchungen von Silikonelastomeren noch bei vernetztem Polyethylen festgestellt.
 - In einem Materialvergleich verschiedener Silikonelastomere zeigt sich die geringste scheinbare Leitfähigkeit für Temperaturen von $T_S = [45; 65]$ °C für ein RTV-Material, obwohl dies gegenüber der betrachteten LSR-Materialien die geringste Kettenlänge aufweist. Ein möglicher Erklärungsansatz der beobachteten scheinbaren Leitfähigkeiten der Silikonelastomere adressiert feldstärkeabhängige Ladungsträgerinjektionen und Abschwächungen der Dipolmomente im Material bei steigenden Temperaturen. Für LSR_{HVAC} ist bei $T_S = 45$ °C ein erneutes Ansteigen der Leitfähigkeit (vgl. Aspekte in Abschnitt 2.2.7) beobachtbar.
 - Neben der allgemeinen Zeitabhängigkeit der scheinbaren Leitfähigkeit wird ebenfalls eine Zeitabhängigkeit des Temperatureinflusses auf die scheinbare Leitfähigkeit beobachtet.
 - Für VPE zeigen sich erste Indikatoren für das Auftreten von „Gedächtniseffekten“ ausgeprägter als für die untersuchten Silikonelastomere.
- Im Zuge von Wiederholbarkeitsanalysen werden geeignete Bewertungsparameter eingeführt und statistische Methoden zur Berücksichtigung des Einflusses einer variierenden Prüfkörperhöhe vorgestellt.
 - Die Annahme einer symmetrischen Abweichung führt bei Bewertungen der Wiederholbarkeit zu positiveren Ergebnissen als ohne Symmetrieannahme. Zur Wiederholbarkeitsanalyse wird daher die Verwendung der maximalen Abweichung (ohne Symmetrieannahme) empfohlen. Zusätzlich erlaubt die Verwendung der mittleren Abweichung eine ergänzende Bewertung der Wiederholbarkeit. Die formulierte normative Größenordnung 20 - 50% wird in der Experimentalstudie großteils, auch bei unterschiedlichen Kurzschlussdauern, Orientierungen, Spannungspolaritäten und Kontaktbedingungen, bestätigt.
 - Eine gleichmäßige Oberflächenkontaktierung erfordert, neben einer geeigneten Elektrodenbeschaffenheit, eine homogene Oberflächenbeschaffenheit der Prüfkörper. Ferner nimmt die Prüfkörperhöhe Einfluss bei der Überführung der gemessenen Strom-Zeit-Charakteristik in die scheinbare Leitfähigkeit-Zeit-Charakteristik. Für homogene Kontaktierungen der Prüfkörperoberfläche werden mathematische Methoden zur Ableitung von Vertrauensbereichen bei Leitfähigkeitsanalysen präsentiert und exemplarisch Analysen hinsichtlich etwaiger „Gedächtniseffekte“, Spannungspolaritäten bzw. Prüfkörperorientierungen durchgeführt. Hierbei zeigt sich das untersuchte LSR_n HV für

die Verwendung bei Wiederholbarkeitsanalysen positiv, da nach gegenwärtigem Stand des Wissens das Material wiederholt, mit verhältnismäßig kurzen Kurzschlussdauern und ohne beobachtetem „Gedächtniseffekt“, eingesetzt werden kann.

- Im Rahmen von Trend- und Steigungsanalysen der scheinbaren Leitfähigkeiten von LSR- und VPE-Materialien zeigt sich der Einsatznutzen der in Unterkapitel 5.4 vorgestellten mathematischen Verfahren deutlich und erlaubt erste weitere Rückschlüsse auf den zeitlichen Trend der scheinbaren Leitfähigkeit.
 - Für das untersuchte $LSR_{n, HV}$ zeigt sich eine zeitlich variierende Dynamik der Abnahme der scheinbaren Leitfähigkeit. Aufgrund der visuellen Ähnlichkeit der Steigungsänderungen zu den Beobachtungen bei DRT-Modellen erscheint das Auftreten verteilter Relaxationszeiten gegenüber etwaiger LFD-Mechanismen als wahrscheinlich. Hierdurch wird für künftige Untersuchungen eine Zeitbereichsanalyse im Hinblick auf die zeitliche Identifikation von Polarisationsmechanismen angeregt und unter Verwendung der vorgestellten mathematischen Verfahren verbessert sowie eine geeignete Formulierung der dielektrischen Antwortfunktion angestoßen.
 - Das untersuchte DC-VPE-Material zeigt in indikativen Untersuchungen eine im Vergleich zum vorher untersuchten $LSR_{n, HV}$ deutlich stärkere zeitlich variierende Dynamik der Abnahme der scheinbaren Leitfähigkeit. Zusätzlich ist ein Temperatureinfluss auf die identifizierten Steigungsänderungen ersichtlich. Aufgrund der visuellen Ähnlichkeit der Steigungsänderungen gegenüber DRT-Modellen erscheint auch hier das Auftreten verteilter Relaxationszeiten, verglichen mit etwaigen LFD-Mechanismen, als wahrscheinlich. Unter Verwendung der vorgestellten Verfahren wird neben der erweiterten Identifikation von Ladungstransport- und Polarisationsmechanismen ebenfalls eine Untersuchung von zeit- und temperaturabhängiger struktureller Materialveränderungen und deren mathematische Modellbildung angeregt.
 - Vor einer Verallgemeinerung der Beobachtungen sind weitere materialspezifische Untersuchungen, auch unter Einsatz verschiedener Messgeräte- und Schutztechnikkonfigurationen, zu betrachten, um den als unwahrscheinlich eingeschätzten Fall etwaiger messtechnischer Interaktionen auszuschließen. Dennoch wird der Einsatznutzen der in Unterkapitel 5.4 dargestellten Verfahren und deren mathematische Weiterentwicklung bekräftigt.
- ⇒ Die verbleibenden Optimierungspotentiale der Versuchstechnik regen Weiterentwicklungen an und adressieren, bei der Realisierung künftiger temperaturstabilerer Elektrodenanordnungen z. B. mittels PVD, weitere werkstoffwissenschaftliche Untersuchungen. Grundsätzlich zeigt sich in allen experimentellen Untersuchungen ein zeitabhängiger, nicht stationärer Verlauf der scheinbaren Leitfähigkeit der untersuchten Silikon- und VPE-Materialien. Dieser zeitliche Verlauf ist materialabhängig und u. a. ebenfalls durch die Temperatur, „Gedächtniseffekte“ und Kontaktierungen beeinflusst. Die Dynamik des zeitlichen Verlaufs der scheinbaren Leitfähigkeit ist selbst ebenfalls zeitabhängig welches z. B. Raumladungsbildungen, Polarisationsmechanismen oder Materialveränderungen geschuldet sein

kann. Bei der Identifikation der variierenden Dynamik der scheinbaren Leitfähigkeit zeigen sich die Stärken der in Unterkapitel 5.4 vorgestellten mathematischen Verfahren deutlich.

Aufgrund der variierenden Zeitabhängigkeit erwächst die Konsequenz, dass die zugehörigen Gesetzmäßigkeiten (vgl. Gleichungen 3.29, 3.31 und Gleichungen 3.33 bis 3.38) insbesondere bei Medienübergängen aber auch bei inhomogen temperierten Einzelmaterialien (z. B. Kabelisolationsmaterialien) eine zusätzliche Zeitabhängigkeit erfahren. Die Feldverteilung unter Gleichspannung ist daher, aufgrund der zeitlichen Komponente der scheinbaren Leitfähigkeit, zusätzlich zu den bisherigen Zeiteinflüssen der Feldmigrationen, die bereits aufgrund von Abhängigkeiten von Temperatur und Feldstärken resultieren, komplexer.

Hieraus folgt wiederum, dass vor systembewertenden Prüfungen in Systemen der HGÜ die Dauer und die Rahmenbedingungen der Vorbelastungen entscheidende Rollen einnehmen. Aufgrund der zeitlich variablen, nicht stationären scheinbaren Leitfähigkeit können auch nach Zeitdauern von mehreren Tagen Veränderungen der Feldverteilungen resultieren. Hierdurch wird wiederum die Auswirkungsbewertung der in Kapitel 4 benannten Impulsformen erschwert.

5.6 Erweiterung der Versuchstechnik

Aufgrund der positiven Betriebserfahrungen im Rahmen der experimentellen Untersuchungen wird eine erweiterte Laborinfrastruktur außerhalb der Vollschirmung der Modenverwirbelungskammer errichtet. Diese erweiterte Prüfumgebung ermöglicht die Applikation höherer Prüfgleichspannungen. Zusätzlich werden zur Untersuchung und zur Analyse von transienten Isolierwerkstoffbeanspruchungen die Abbildung von Polaritätswechselbeanspruchungen und automatisierter Konzepte zur Schnellentladung und Erdung realisiert. Hierdurch werden erste Rahmenbedingungen hinsichtlich der experimentellen Auswirkungsbewertung der in Kapitel 4 und Unterkapitel 3.5 allgemein adressierten dynamischen Isolierstoffbeanspruchungen umgesetzt. Die realisierten Erdungskonzepte ermöglichen mit der Versuchstechnik grundsätzlich zusätzlich PDC-Analysen, welches wiederum künftige Untersuchungen der dielektrische Antwortfunktion fördert.

Ein schematischer Überblick dieser erweiterten Prüfumgebung findet sich in Abbildung 5.70, zugehörige fotografische Darstellung in Abbildung 5.71.

In der nun vorliegenden Umsetzung ist eine **Mehrzonenschirmung** außerhalb der Modenverwirbelungskammer realisiert worden. Die gesamte Versuchstechnik ist entweder in den Sicherheitskreis eingebunden oder unterliegt erforderlichen Sicherheitsabschränkungen. Um weiterhin entsprechende optimierte/sternpunktartige Erdungskonzepte zu realisieren, wird die elektrische Anbindung der Versuchs-, Mess- und Steuerungstechnik über einen Trenntransformator vorgenommen, wodurch Erdschleifen vermieden, bzw. erheblich reduziert werden. Erdschleifen der hochspannungstechnischen Komponenten sind verhältnismäßig leicht identifizierbar. Werden die Verbindungen der Geräte untereinander betrachtet, so ergeben sich aufgrund der bedingten Erdungszuleitung (z. B. bei Einsatz von Kaltgerätesteckern) und der teilweise geforderten additiven Gehäuseerdung, sowie der resultierenden Verbindungen durch den Einsatz des (geschirmten) GPIB Bus, teils Erdschleifen, welche sich durch den Einsatz der Trenntransformatorspeisung und nachgelagerten Einbringung eines optimierten Erdungskonzepts erheblich reduzieren lassen.

Sicherheitskreis bzw. Sicherheitsabschränkungen

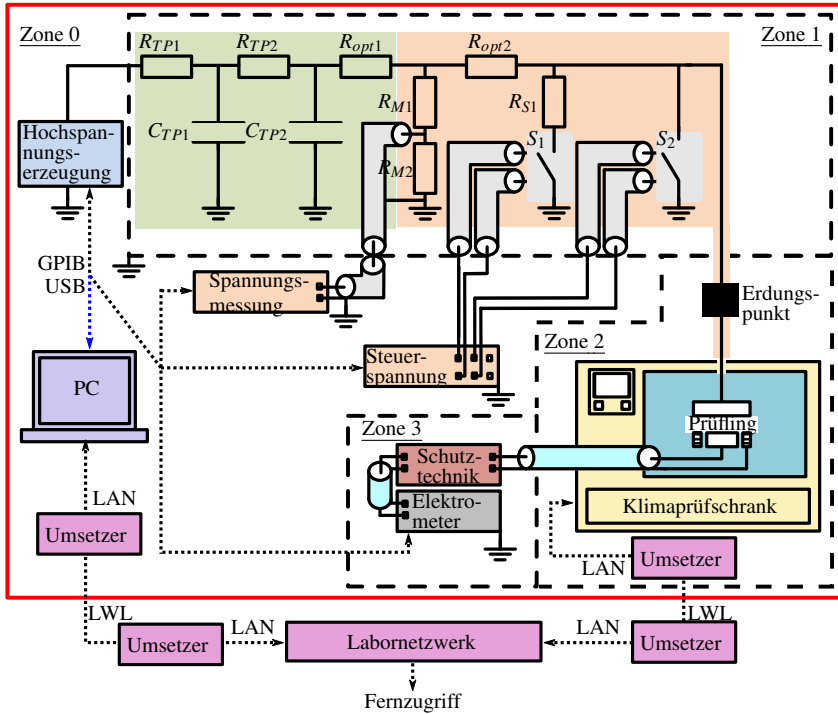


Abbildung 5.70: Schematischer Überblick der erweiterten Laborrealisierung.



a) Blick auf die Zonen 0-3 der erweiterten Laborrealisierung b) Blick auf die Zonen 1 und 3 der erweiterten Laborrealisierung, Foto aus Zone 2.

Abbildung 5.71: Foto der erweiterten Laborrealisierung.

Die Hochspannungserzeugung befindet sich außerhalb der Schirmung im geräteeigenen Schirmgehäuse (**Zone 0**). Über ein geschirmtes und steckbares Hochspannungskabel wird die Hochspannung in den Hochspannungsschirmbereich (**Zone 1**) eingeleitet. Innerhalb dieser Zone erfolgt die erforderliche Spannungsfiltration und Messung. Aus dieser Zone wird die Hochspannung mittels eines Hochspannungskabels in den Schirmbereich der Klimatechnik eingeleitet (**Zone 2**). Diese Hochspannungseinleitung wird aus Sicherheitsgründen an einer Stelle zur Einbringung einer sichtbaren Erdung unterbrochen (definierte sichtbare Erdung, Einbringung z. B. vor der Durchführung von Prüfkörperwechseln bei Zutritt in Zone 2 o. Ä.). Die Schutz- und Messtechnik befindet sich in einem weiteren separaten Schirmbereich (**Zone 3**). Sofern auf die elektrometerinterne Spannungsquelle zu Messzwecken zurückgegriffen werden soll, ist eine Rekonfiguration des Aufbaus aufgrund des steckbaren Hochspannungskabels möglich, welches die in Zone 3 bereitgestellte Spannung geschirmt in Zone 1 einleitet.

Zur Erweiterung des Untersuchungsbereichs erfolgt der Einsatz einer 60 kV **Präzisionsgleichspannungsquelle** Heinzinger PNChp 60000-10 ump. Diese verfügt über eine maximale Ausgangsspannung von $U_{NOM} = 60$ kV und zeichnet sich ebenfalls durch eine geringe Restwelligkeit (Spitze-Spitze) aus, welche unverändert $u_{pp} \leq 0,001 \% U_{NOM} \pm 50$ mV beträgt und somit zu $u_{pp} = 600 \pm 50$ mV führt. Neben der Verdopplung des Ausgangsspannungsbereichs ist ebenfalls gerätetechnisch die Möglichkeit zur fernsteuerbaren Umpolung vorgesehen, sodass Untersuchungen unter **Polaritätswechselbeanspruchungen** ermöglicht werden. Diese Umpolung ist jedoch erst realisierbar, sofern die Ausgangsspannung der Hochspannungsquelle einen gewissen Schwellwert (ca. 100 V) unterschreitet. In Untersuchungen hinsichtlich des Quellenverhaltens zeigt sich, dass das Quellenverhalten nicht mit dem einer idealen Spannungsquelle gleichzusetzen ist. Neben Beobachtungen eines Innenwiderstands zeigt sich insbesondere auch bei Abschaltung der Hochspannung, dass diese nicht als Schaltungssenke fungiert, sondern weiterhin ein Stromfluss in das Netzwerk erfolgt [S-MA9]. Aufgrund dieser Beobachtung ist für PDC-Messungen (auch bei Verzicht auf etwaige Längswiderstände - z. B. aufgrund von Filternetzwerken) eine entsprechend definierte Erdung des Prüflings ratsam.

Zone 1 zeichnet sich dadurch aus, dass neben einer einstufigen **Tiefpassfiltration** ebenfalls mehrstufige Realisierungen mittels der verfügbaren Baukastenelemente umsetzbar sind. Mit den in Abschnitten 5.2.2, 5.2.3 vorgestellten Analyse- und Auslegungswerkzeugen ist, bei entsprechender Erweiterung (vgl. Methodik der Gleichungen 5.20, ff), der zu erwartende kapazitive Verschiebungsstrom respektive die zugehörige Ausgangsspannung des Elektrometers auch für die zweistufige Filterkonfiguration bestimmbar, wodurch eine modulare Konfiguration der Messumgebung in Abhängigkeit der intendierten Messungen gewährleistet ist.

Ebenfalls ist es in dieser Zone vorgesehen, in Anlehnung an Abbildung 3.12a, einen weiteren Strombegrenzungswiderstand einzubringen (Position von R_{opt1}), um im Fall des Prüflingsversagens die auftretende Belastung der **Schutztechnik** zu reduzieren (vgl. ebenfalls Erweiterungsoption innerhalb der vorgestellten Schutztechnikkonzepte in Abschnitt 3.4.2). Ferner lässt sich durch einen Widerstand an Position von R_{opt2} bzw. R_{opt1} eine Vergrößerung des Innenwiderstands der Spannungsquelle vornehmen. Dies wird in [147] empfohlen um etwaig auftretendes Rauschen weiter zu reduzieren. Additiv lässt sich durch Einbringung von R_{opt1} bzw. R_{opt2} eine Reduktion des Wider-

stands der Schutztechnik, welche dem Prüfling nachgelagert ist, erzielen, wodurch die Anhebung des Potentials der Messelektrode reduziert wird. Dies erlaubt somit unmittelbar den Einsatz von Schutzkonzepten gemäß Abbildung 3.15, ohne deutliche Potentialanhebung der Messelektrode, sodass etwaigen Bereichswechseln der Schutztechnik (vgl. Diskussion in Abschnitt 5.5.2) begegnet werden kann.

Anmerkung: Die Notwendigkeit und den Nutzen von Schutzschirmtechnik zur Kompensation einer etwaigen Potentialanhebung des Messgeräteeingangs (vgl. Abschnitt 5.1.3 und Fußnote 66 in Abschnitt 3.4.2), gilt es für verschiedene Messungen und Messkonfigurationen zukünftig individuell zu evaluieren und zu beachten. Schutzschirmtechnik erlaubt zwar eine partielle Kompensation der Wirkung eines etwaig vorhandenen Eingangswiderstands eines Messgeräts, dennoch resultiert aufgrund des seriellen Widerstands der Schutztechnik meist ein weiterer Längsspannungsfall. Hierdurch erwächst eine nicht kompensierte Potentialdifferenz zwischen der Mess- und Schutzringelektrode (Analyse und Auswirkungsbetrachtung siehe z. B. Abbildungen 5.14 sowie 5.21). Unter diesen Gesichtspunkten wird, insbesondere zur Förderung der Übersichtlichkeit der Schaltung, bei Konzeptevaluierungen zunächst eine direkte sichtbare Erdung am Schutzring der Elektrodenanordnung empfohlen.

Eine **Schnellentladung und Erdung** des Prüflings, sowie der Filterkapazitäten (abhängig von Filterkonfiguration und der Einbringung additiver Vorwiderstände) wird ermöglicht. Zu diesem Zwecke wird durch einen Strombegrenzungswiderstand $R_{S1} = 100 \text{ k}\Omega$ der Stromimpuls auf zulässige Werte für das eingebrachte 70 kV Hochspannungsrelais (GIGAVAC G71A) begrenzt. Bei Unterschreitung eines individuell konfigurierbaren Spannungsgrenzwerts (z. B. $U \lesssim 7 \text{ V}$) erdet ein zweites 70 kV Hochspannungsrelais (GIGAVAC G71A) den Prüfling niederimpedant. Hierdurch sind hochspannungsseitig die Voraussetzungen zur Messung von **Polarisations- und Depolarisationsströmen** erfüllt. Die erforderliche Steuerspannung der Relais wird durch die Einbringung eines ebenfalls GPIB fähigen Gleichspannungsnetzteils (Keithley, Serie 2220) vorgesehen. Dieses Netzteil ist dreikanalig ausgeführt. Hierbei werden zwei Kanäle zur unabhängigen Automatisierung der Steuerspannung der Hochspannungsrelais eingesetzt. Die Zuleitung der Steuerspannung in Zone 1 erfolgt mittels geschirmter Leitungen. Der dritte Kanal bietet die Möglichkeit durch Einbringung weiterer Schaltelemente, diese ebenfalls mit einer Steuerspannung zu versorgen, um hierdurch z. B. bei der Durchführung von Depolarisationsstrommessungen eine Überbrückung der Schutztechnik (und damit einhergehende Entfernung des Längswiderstands) zu ermöglichen.

Neben der Berechnung der Prüflingsspannung durch Erfassung des Ausgangsstroms der Hochspannungsquelle erfolgt zusätzlich eine **kontinuierliche Erfassung und Anzeige der Prüfgleichspannung** im Messaufbau. Hierzu wird ein ebenfalls GPIB fähiges RMS-Voltmeter (Rohde & Schwarz, URE 3) eingesetzt. Unter Berücksichtigung der Eingangsimpedanz des Messgeräts und des verfügbaren Hochspannungswiderstands von $280 \text{ M}\Omega$ wird durch Wahl der Unterspannungsbaugruppe eine Teilerübersetzung von $1 \text{ kV} \approx 1 \text{ V}$ erzielt, sodass auch bei Messungen unterhalb von 1 kV keine wesentlichen Limitationen der Auflösung der Spannungserfassung erfolgen. Hierdurch wird eine kontinuierliche und präzisere Überwachung der Prüflingsspannung (vgl. Abbildung 5.13) gewährleistet.

Die Ausleitung von Zone 1 in Zone 2 wird durch ein Hochspannungskabel gewährleistet. Dieses wird an einem zugänglichen Erdungspunkt unterbrochen um bei Zutritt in diesen Bereich die Einbringung einer sichtbaren Erdung zu gewährleisten. Im Anschluss erfolgt eine Zuleitung in den Klimaschrank mittels eines **temperaturstabilen Hochspannungskabels mit Silikonisolierung**.

Dieses Kabel ist aufgrund der Marktverfügbarkeit ungeschirmt, verfügt über eine DC-Nominalspannung von 100 kV innerhalb eines Temperaturbereichs von $-51\text{ °C} \dots 200\text{ °C}$ ([312]). Zur Vergrößerung des Prüfvolumens wird der **Wechselklimaschrank** mit einem Innenraumvolumen von 228 L durch einen Wechselklimaschrank mit einem Innenraumvolumen von 734 L (Binder MKF 720) ersetzt. Dieser Klimaschrank verfügt über einen Drucklufttrockner, sodass im vollen Klimabetrieb (Temperaturbereich von 10 bis 95 °C) die Luftfeuchte zwischen 10 - 98 % reguliert werden kann. [296, 313] Dies ermöglicht z. B. auch erweiterte Nachbildungen von Luftfeuchteinflüssen auf Ableitströme. Die Automation erfolgt mittels einer netzwerkfähigen Automatisierungsumgebung des Herstellers. Die Ableitung von geeigneten Klimafahrplänen, unter Vermeidung von Temperatur- und Feuchteüberschwingungen (Identifikation in [S-MA9]) sowie die Begegnung und die erweiterte Untersuchung von auftretenden Störeinkopplungen (vgl. Abschnitt 5.5.1) ist zukünftig vorgesehen.

Zur Verbesserung der **galvanischen Entkopplung** ist der Steuercomputer ein Teil des Versuchs-kreises. Dieser ist ebenso wie der Klimaprüfschrank per Schnittstellenwandler LWL-LAN (Lichtwellenleiter - Local Area Network)¹⁸³ in das Labornetzwerk eingebunden, sodass per Fernzugriff (bei entsprechender Autorisierung) Messungen gestartet und beobachtet werden können. Dies ermöglicht auch die Einbringung etwaiger Kameratechnik zur Überwachung des Versuchsstandes. Ebenfalls wird durch Verfügbarkeit der LAN Schnittstelle des Klimaschranks eine vollständige Automation unter Einsatz lediglich eines PC ermöglicht.

Das **Automatisierungs- und Dokumentationskonzept** hat erhebliche Verbesserungen und Erweiterungen, auch hinsichtlich der Benutzerfreundlichkeit erfahren (insbesondere im Zuge von [S-MA9]). Ein Überblick über die grafisch realisierte Nutzerschnittstelle unter Verwendung des Keithley-Elektrometers befindet sich in Abbildung 5.72, bei Einsatz des Sefelec Pikoamperemeters ist auf Abbildung A.11 zu verweisen. Ein zugehöriges Ablaufdiagramm findet sich in Abbildung A.12.

Das Konzept bietet die Möglichkeit in freier Kombinatorik die Automation der Hochspannungsquelle(n) und Elektrometer im Verbund aber auch unabhängig voneinander zu betreiben (vgl. Abbildung 5.72). Die zusätzliche Überwachung der Spannung am Prüfling ist ebenso wie die Verwendung der Funktionalität der Schnellentladung und Erdung optional konfigurierbar. Die Messprofile sind hierbei frei definierbar und lassen sich entsprechend um weitere Profilzeilen ergänzen oder reduzieren (vgl. Abbildung 5.72). Im Zuge von Leitfähigkeitsanalysen ist es vorgesehen, dass, sofern eine Sollspannung von 0 V am Prüfling vorliegt, dieser über Schnellentladung und Erdung niederimpedant geerdet wird. Ebenfalls kann bei Polaritätswechselbeanspruchungen, welche sich durch einen Vorzeichenwechsel zwischen den Profilzeilen des Messablaufs äußern (vgl. Zeile 6 und 7 in Abbildung 5.72), dieses Schalterkonzept eingesetzt werden, um die Zeitspanne bis eine Umpolung vorgenommen werden kann zu reduzieren. Erweiterte Dokumentationsroutinen gewährleisten, z. B. auch bei Ausfall der Laborspannung, entsprechende Datensicherungen. Zusätzlich wird es bei Einsatz des Keithley 6517B ermöglicht, mit dem zugehörigen Temperatursensor die Elektrodentemperatur (vgl. Abbildung 3.12a) zu erfassen oder die Labortemperatur zu überwachen

¹⁸³ Hierbei beträgt die Länge des Lichtwellenleiters ca. 1 m um etwaige Überschlänge auszuschließen.

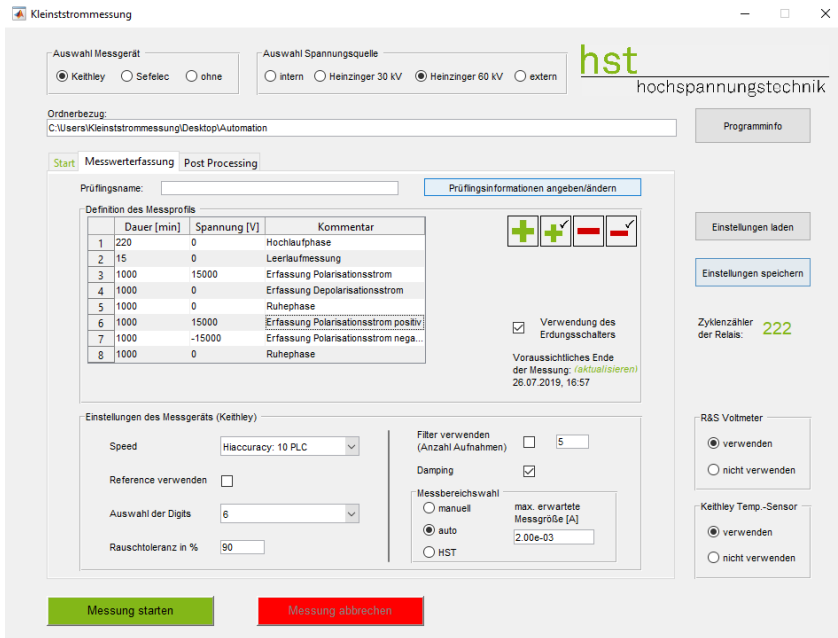


Abbildung 5.72: Automatisierungs- und Dokumentationskonzept: Beispielhafte Konfiguration zur Realisierung von Polarisations- und Depolarisationsstrommessungen sowie zur Analyse von Polaritätswechselbeanspruchungen unter Verwendung des Keithley Elektrometers.

um etwaige Temperatureffekte auf die Messtechnik zu identifizieren¹⁸⁴. Neben der automatischen und manuellen Messbereichswahl wird es während des Betriebs ermöglicht eine Nachjustage der Messbereichswahl durchzuführen (Option HST). Hierdurch wird den unterschiedlichen Frequenzübertragungseigenschaften je Messbereich (vgl. Abbildung 5.8) Rechnung getragen. Die Robustheit der Automationssoftware wird durch Verwendung von `try-catch` Routinen erhöht, sodass auch Betriebsszenarien bei Geräte- sowie Kommunikationsausfall eine Beachtung erfahren.

Resümee zur Erweiterung der Versuchstechnik

Die Erweiterung der Versuchstechnik wird folgend zusammengefasst.

- Die positiven Betriebserfahrungen unter Einsatz der prototypisch realisierten Versuchstechnik ermutigten zur Umsetzung einer entsprechenden Laborinfrastruktur außerhalb der Vollschirmung der Modenverwirbelungskammer. Hierbei werden die folgenden Funktionserweiterungen berücksichtigt.

¹⁸⁴ Zum gegenwärtigen Zeitpunkt verfügt das Labor noch nicht über eine entsprechende Klimatisierung, welche sich jedoch aufgrund der Temperaturkoeffizienten sowohl der hochspannungstechnischen als auch messtechnischen Komponenten als vorteilhaft erweist, um etwaige Temperatureinflüsse weiter zu reduzieren (vgl. Diskussion in Abschnitt 5.5.2).

- Realisierung einer Mehrzonenschirmung und Berücksichtigung geeigneter elektrischer Einspeisungen sowie Signaltrennungen zur Realisierung optimierter Erdungskonzepte unter Reduktion zugehöriger Erdschleifen.
 - Erhöhung der Prüfgleichspannung, Ermöglichung der Betrachtung von Polaritätswechselbeanspruchungen und mehrstufig kaskadierter Hardwarefilterung zur Restwelligkeitsreduktion.
 - Anpassungen der Schutztechnik und Realisierung automatisierter Konzepte zur Schnellentladung und Erdung zum grundsätzlichen Einsatz der Umgebung ebenfalls für PDC-Analysen.
 - Kontinuierliche Erfassung und Anzeige der Prüfgleichspannung am Prüfling. Vergrößerung des möglichen Prüflingvolumens und der betrachtbaren Klimabereiche durch Einsatz eines größeren Wechselklimaschranks mit zusätzlichem Drucklufttrockner.
 - Flexibles und benutzerfreundliches zentrales Automatisierungs- und Dokumentationskonzept.
- ⇒ Der Einsatz einer modularen und skalierbaren prototypisch realisierten Versuchsumgebung zur Erfassung von Absorptionsströmen ermöglicht die zielführende Implementierung von Erweiterungen, sodass eine Versuchsumgebung zur sensitiven Strommessung für gesteigerte Betriebsspannungen erfolgreich umgesetzt wurde. Das vorliegende, erweiterte System kann einen Ausgangspunkt für messtechnische Qualifizierung von transienten und Ableitströmen (vgl. des seit 03/19 gestarteten Projektes [293]) aber auch für PDC und Polaritätswechselbeanspruchungen sowie weiterführende Materialanalysen bieten.

6 Zusammenfassung und Ausblick

Während in der HDÜ der Einsatz des transformatorischen Prinzips über die weiteren Entwicklungsbestrebungen unverändert bestehen bleibt, durchläuft die HGÜ-Technologie in einem kurzen Zeitfenster bedeutende technologische Neuerungen hinsichtlich der Hochspannungserzeugung. Im Themenfeld der HGÜ hat sich die MMC-HGÜ seit 2010 etabliert. Unter Berücksichtigung der technischen Unterscheidungsmerkmale in Kapitel 1 und des umfangreich dargestellten Stand des Wissens in Kapitel 2 folgt, dass aus dem dynamischen Betriebsverhalten und den Betriebsbedingungen von MMC-HGÜ neuartige Isolationsbeanspruchungen resultieren. Hieraus gehen Forschungsfragen hervor, die eine Vorgehensentwicklung zur Isolationskoordination, die Bewertung von Überspannungen in MMC-HGÜ und deren synthetische Labornachbildung adressieren. Zusätzlich rückt, um Rückschlüsse auf Ursachen von Feldmigrationen zu erhalten und künftig (stationäre) Feldverteilungen vor etwaigen dynamischen Ereignissen besser abbilden zu können, eine Leitfähigkeitsanalyse von Isolationsmaterialien der HGÜ-Kabeltechnik in den Vordergrund. Hieraus folgen wiederum Forschungsfragen hinsichtlich geeigneter prüftechnischer Realisierungen und den Voraussetzungen für präzise Leitfähigkeitsbestimmungen aus messtechnischer und feldtheoretischer Sicht. Additiv erwächst die Notwendigkeit für mathematische Verfahren zur zeitaufgelösten Messdatenanalyse und deren zugehöriger Eignungsnachweis unter Einsatz von Messdaten. Die Beantwortung dieser Fragestellungen erfolgt unter Berücksichtigung der hierfür erforderlichen Grundlagen gemäß Kapitel 3.

Im Gegensatz zum standardisierten Vorgehen bei der AC-Technologie ist das Vorgehen der Isolationskoordination für MMC-HGÜ derzeit Gegenstand wissenschaftlicher Fragestellungen. Innerhalb der witterungsgeschützten und klimatisierten Stromrichteranlagen gilt es, variierende Atmosphärenbedingungen für die Dimensionierung erforderlicher Designabstände von Luftstrecken zu berücksichtigen. Zu diesem Zweck wird ein auf normativen Methoden und „Ingenieurmodellen“ der Festigkeitsbeschreibung von Luftstrecken basierendes Verfahren zur Schlagweitenberechnung und der klimatischen Korrektur von Auslegungsspannungen für Innenraumanwendungen in Unterkapitel 4.1 vorgestellt. Mit der vorgestellten Planungshilfe wird eine Isolationskoordination auf Basis normativ fixierter Überspannungen ermöglicht und ein wesentlicher Beitrag zur Vergleichbarkeit von gewählten Isolationsabständen, bei gleichzeitiger kritischer Würdigung der klimatischen Betriebsbedingungen, für HGÜ geschaffen. Darüber hinaus lassen sich Baugrößenvorteile bei Einsatz von optimierten Elektrodenformfaktoren oder optimierten Strategien der Luftbefeuchtung ermitteln.

Werden die bei einem Pol-Erde-Schluss auftretenden Überspannungen eines symmetrischen Monopols am Freileitungs- respektive Kabelabgang betrachtet, so zeigt sich für die resultierenden Überspannungsformen ein deutlicher Einfluss der gewählten Übertragungstechnologie. Der Ein-

satz von Approximationsanalysen zeigt in Unterkapitel 4.2, dass die vorgestellten Überspannungen unter Verwendung einer Gleichspannung mit einem überlagerten doppel-exponentiellen Impuls zufriedenstellend nachgebildet und weiterführend analysiert werden können. Hierbei folgt, dass Scheitel- und Rückenhalbwertzeiten der analysierten Impulse beim Einsatz von Freileitungen deutlich kürzer als beim Einsatz von Kabelübertragungen sind. Zusätzlich wird deutlich, dass eine allgemeine Gruppierung der Impulse auf Basis der bekannten normativen Kategorien von Überspannungen nicht mehr zulässig ist. Während für Luftstrecken ein Einsatz der methodenbasierten Schlagweitenberechnung unter Verwendung normativer Überspannungskategorien gemäß Unterkapitel 4.1 aufgrund der U-Kurve des Durchschlagverhaltens weiterhin begünstigt wird, motiviert das kombinierte Auftreten dieser Belastung aus Gleich- und neuartigen Impulsspannungskomponenten dennoch weiteren Forschungsbedarf und regt eine synthetische Labornachbildung an.

Im Rahmen der synthetischen Nachbildung der identifizierten doppel-exponentiellen Impulse mit Scheitelzeiten im Zeitbereich von ca. $t_p \approx 140 \dots 5775 \mu\text{s}$ und Rückenhalbwertzeiten $t_2 > 50 \text{ ms}$ werden, in Abhängigkeit der zur Verfügung stehenden Laborinfrastruktur, verschiedene Konzepte zur Impulserzeugung, Überlagerung und zum wechselseitigen Anlagenschutz in Unterkapitel 4.3 vorgestellt. Dies umfasst auch Lösungskonzepte für die Fälle, in denen es zu einem frühzeitigen Verlöschen der Funkenstrecken kommt, welches bei Unterschreitung der erforderlichen Brennspannung erfolgt. Neben schaltungssimulativer Betrachtung wird die praktische Eignungsprüfung der vorgestellten Schaltung im Kleinlabor erbracht.

Eine Auseinandersetzung mit der Feldverteilung vor transienten Beanspruchungen ist von Relevanz, um die Auswirkungen von Überspannungen auf Isolationssysteme der HGÜ bewerten zu können. Hierzu ist eine zuverlässige Leitfähigkeitsanalyse unerlässlich. Insbesondere durch die Beobachtungen von Zeitabhängigkeiten der Leitfähigkeit von HGÜ-Isolationsmaterialien ergeben sich Erschwernisse bei der Ermittlung resultierender Feldbeanspruchungen. Es wird eine prototypische Realisierung eines automatisierten, modularen, skalierbaren und erweiterbaren Versuchskonzepts zur Leitfähigkeitsanalyse in Unterkapitel 5.1 präsentiert und prüftechnische Wechselwirkungen und Erfordernisse werden aufgezeigt. Es ist ersichtlich, dass unter anderem hochfrequente Spannungsanteile aus dem Hochspannungserzeugungsprinzip resultieren. Wird diesen nicht, z. B. durch Einsatz von Tiefpassfilterung begegnet, folgt eine Verfälschung des erfassten Stroms. Zusätzlich kann aufgrund eingesetzter Schutztechnikkonzepte eine Anhebung des Potentials der Messelektrode resultieren, was wiederum die Feldverteilung innerhalb der Messanordnung beeinflusst. Hieraus erwächst die Erfordernis die Leistungsfähigkeit der Anordnung aus messtechnischer und feldtheoretischer Sicht abzubilden.

Die in Unterkapitel 5.2 vorgestellten Verfahren zur Bewertung der messtechnisch theoretischen Eignung des Prüfkreises führen zu entsprechenden Werkzeugen, mit denen die auch normativ geforderte „Berücksichtigung der elektrischen Eigenschaften des Prüfkreises“ [108] in allgemeiner Form sowie für verschiedene prüftechnische Realisierungen erfolgen kann. Mit den vorgestellten Zeit- und Frequenzbereichsanalysen sind messtechnische Limitationen der Versuchstechnik bestimmbar und die Ableitung etwaiger Designregeln ist mit den vorliegenden funktionalen Zusammenhängen möglich. Die prototypische Realisierung der Versuchstechnik zeichnet sich aufgrund

des eingesetzten Filterkonzeptes mit einem Maximalwert des kapazitiven Verschiebungsstroms bei Hochspannungsapplikation von ca. 7 pA bei Prüflingen mit $C_{DUT} \approx 280$ pF aus. Das Auftreten dieser Ströme und die damit verbundenen Störeinflüsse setzen jedoch anregende Spannungsamplituden und Frequenzen voraus, die außerhalb des für die Hochspannungsquelle relevanten Frequenzbereichs liegen. Hieraus resultiert eine theoretische Einsatztauglichkeit der Messtechnik auch für Ströme unterhalb von 7 pA.

Die numerische Modellbildung von Versuchsanordnungen zur Leitfähigkeitsanalyse bildet eine wesentliche Voraussetzung zur Formulierung der Voraussetzungen einer präzisen Leitfähigkeitsbestimmung aus feldtheoretischer Sicht. Diese Betrachtung gewinnt bei Materialien, die selbst wiederum feldstärkeabhängige Eigenschaften aufweisen, an Bedeutung. Mit dem in Unterkapitel 5.3 vorgestellten Simulationsframework und den zugehörigen Auswertungs- und Verifikationsmethoden wird eine komfortable numerische Modellbildung und Bewertung von Versuchsanordnungen zur Leitfähigkeitsanalyse gewährleistet. In den präsentierten Parameterstudien zeigen sich deutliche Einflüsse der Leitfähigkeiten der Umgebungs- und Schutzspaltmedien auf die grundsätzlich multifaktoriellen Einflüssen unterworfenen Feldverteilung innerhalb der Anordnung. Hierbei wird eine maßgebliche Homogenisierung des für die Leitfähigkeitsbestimmung genutzten Feldbereichs erzielt, sofern im Schutzspalt Materialien eingesetzt werden, die Faktor 100 leitfähiger als das Prüflingsmaterial sind. Es bestätigt sich zwar, dass bei Einsatz von Rundungsradien zwischen Mess- und Schutzringelektrode die maximale Feldstärke reduziert werden kann, jedoch gleichermaßen hierdurch der überwiegend vorherrschende Anteil der Feldschwächung innerhalb der Anordnung weiter verstärkt wird. Das vorgestellte und verifizierte Simulationsframework bietet ein leistungsfähiges Werkzeug zur Bewertung und Auslegung von Elektrodenanordnungen. Bei exemplarischem Einsatz wird, unter Verwendung modellbasierter Korrekturen, gezeigt, dass aufgrund der Feldverzerrungen innerhalb der Anordnung durchaus Unsicherheiten bei der Leitfähigkeitsbestimmung von 22,75 % erwachsen können, welchen nun entsprechend begegnet werden kann. Diese Unsicherheiten reduzieren sich mit abnehmender Schutzspaltbreite und zunehmendem Radius der Messelektrode, sodass mit dem vorliegenden Simulationsframework Designoptimierungen vorgenommen werden können und darüber hinaus für künftige Untersuchungen Erweiterungen im Kontext der Schaltkreissimulation sowie zur Abbildung dynamischer Feldverteilungen ermöglicht werden.

Im Hinblick auf die Analyse von Messdaten der experimentellen Leitfähigkeitsbestimmung werden in Unterkapitel 5.4 neuartige Analyse- und Entrauschungsmethoden unter Berücksichtigung des physikalischen Werkstoffverhaltens präsentiert. Zum Vergleich und zur Bewertbarkeit von (scheinbaren) Leitfähigkeits-Zeit-Charakteristiken empfiehlt sich der Einsatz einer Zeitbasenkorrektur. Diese Zeitbasenkorrektur überführt zunächst die zeitlich nicht äquidistant vorliegenden Messdaten in einen äquidistanten Zeitvektor. Darüber hinaus wird die zeitliche Verschiebung korrigiert, welche den erfassten Strom-Zeit-Verlauf aufgrund der Spannungsstabilisierung am Prüfling und den hieraus erwachsenden Verschiebungsströmen verfälscht. Unter Einsatz neuartiger Methoden der Steigungsanalyse (MLR: Moving Linear Regression) wird die Rückschlussmöglichkeit auf die dem Werkstoff zu Grunde liegende dielektrische Antwortfunktion verbessert. Derartige Aspekte sind z. B. zur Beurteilung der Anwendbarkeit der MWS-Theorie und zur Modellierung des Werkstoffs von Bedeutung. Zusätzlich wird hierdurch die Beurteilung der Dynamik der scheinbaren

Leitfähigkeit, die Formulierung von Leitfähigkeitstrends und der zeitabhängige Materialvergleich unabhängig von der absoluten Größenordnung der Messgröße ermöglicht. Die Leistungsfähigkeit der MLR zeigt sich deutlich verbessert, sofern die verwendeten Eingangsdaten zunächst mit einer linearen Trendfilterung aufgearbeitet werden. Unter Verwendung der linearen Trendfilterung wird die Identifikation von abschnittsweise vorliegenden Leitfähigkeitstrends in der logarithmischen Domäne ermöglicht. Hierfür wird die Messdatenaufbereitung im Wesentlichen als mathematisches Optimierungsproblem angesehen.

Im Zuge von experimentellen Untersuchungen wird in Unterkapitel 5.5 zunächst die Leistungsfähigkeit der geschaffenen Versuchstechnik bestätigt und verbleibende Optimierungspotentiale und Einschränkungen der prototypischen Realisierung der Versuchstechnik werden diskutiert. In grundsätzlich qualitativ vergleichenden Materialuntersuchungen bestätigen sich die bereits im Zuge des Stand des Wissens benannten Einflüsse. Eine stationäre (scheinbare) Leitfähigkeit wird bei erhöhten Temperaturen und Messdauern von mehreren Tagen weder bei Untersuchungen von Silikonelastomeren noch bei vernetztem Polyethylen festgestellt. Im Zuge von Wiederholbarkeitsanalysen werden geeignete Bewertungsparameter eingeführt und die formulierte normative Größenordnung von 20 bis 50 % bei Wiederholbarkeitsanalysen bestätigt. Darüber hinaus werden statistische Methoden zur Berücksichtigung des Einflusses einer variierenden Prüfkörperhöhe präsentiert. Die durchgeführten Trend- und Steigungsanalysen der scheinbaren Leitfähigkeit bestätigen die Funktion und den Einsatznutzen der neuartig vorgestellten mathematischen Verfahren zur Messdatenanalyse. Dabei zeigt sich eine material- und temperaturabhängige zeitlich variierende Dynamik der Abnahme der scheinbaren Leitfähigkeit bei LSR- und VPE-Materialien. Hierdurch wird neben der erweiterten Identifikation von Ladungstransport- und Polarisationsmechanismen ebenfalls eine Untersuchung von zeit- und temperaturabhängiger struktureller Materialveränderungen und deren mathematische Modellbildung angeregt.

Abschließend wird in Unterkapitel 5.6 aufgrund der positiven Betriebserfahrungen mit der prototypischen Versuchstechnik die Umsetzung einer entsprechenden Laborinfrastruktur für gesteigerte Prüfgleichspannungen vorgestellt. Zusätzlich werden zur Abbildung und zur Analyse von transienten Isolierwerkstoffbeanspruchungen die Funktionalität von Polaritätswechselbeanspruchungen und automatisierten Konzepten zur Schnellentladung und Erdung eingebracht. Die umgesetzten Erdungskonzepte ermöglichen mit der Versuchstechnik grundsätzlich PDC-Analysen, was wiederum künftige Untersuchungen der dielektrische Antwortfunktion fördert. Das vorliegende, erweiterte System kann darüber hinaus ebenfalls einen Ausgangspunkt für messtechnische Qualifizierung von alternativen Verfahren der Stromerfassung, respektive zur Erfassung von transienten Kleinstströmen bilden.

In den Themenfeldern der Isolationskoordination und der Leitfähigkeitsanalyse empfehlen sich weitere an die vorliegenden Ergebnisse anknüpfende Forschungs- und Untersuchungsaspekte.

In Ergänzung zum vorgestellten Verfahren der Schlagweitenberechnung und der klimatischen Korrektur von Auslegungsspannungen kann der additive Einsatz numerischer Feldberechnungen, auch unter zusätzlicher Einbeziehung von Experimentalstudien, zur weiteren Verständnisförderung der

atmosphärischen Einflüsse auf Durchschlagprozesse (vgl. Abschnitt 2.1.3) und der diesbezüglich vorherrschenden Diskussion hinsichtlich der erforderlichen klimatischen Korrektur und der damit verbundenen Abstandsdimensionierung beitragen.

Werden die im Rahmen dieser Arbeit resultierenden Impulse bei Pol-Erde-Fehlern von symmetrischen MMC-HGÜ betrachtet, so stellen diese lediglich eine mögliche Überspannungsform dar, für die eine entsprechende Isolationsauslegung zuverlässig gewährleistet sein muss. Hierdurch gewinnen weitere Fehlerfallsimulationen und die Ableitung schlimmstmöglicher Betriebsbelastungen an Relevanz (vgl. Abschnitt 2.1.1). Die mit derartigen Impulsen assoziierten dielektrischen Konsequenzen gilt es darüber hinaus für verschiedene Isolierwerkstoffe und Isolationssysteme gesondert zu bewerten. Dies erfordert die synthetische Labornachbildung von Sonderimpulsen und deren großskalige Laborrealisierung sowie die Modellierung und die Adressierung von mess- und prüftechnischen Herausforderungen. Diese Aspekte sind daher bereits Bestandteil der im Jahr 2019 am Lehrstuhl für Hochspannungstechnik der TU Dortmund gestarteten Forschungsvorhaben [292, 293].

In ersten numerischen Modellierungen zeigen sich Implementierungen der zeitlich gekoppelten scheinbaren Leitfähigkeit und die zusätzliche Berücksichtigung der Permittivität im Simulationsframework zur Abbildung dynamischer Feldverteilungen vorteilhaft (vgl. Abschnitt 5.3.5). Ebenso sind erste Erweiterungen im Zuge von zeitabhängigen Studien unter Berücksichtigung transientscher Spannungsbelastungen (z. B. doppeltexponentielle Impulse oder Polaritätswechselbeanspruchungen) erfolgt, sodass derartige Modellierungsvorhaben zur Abbildung der resultierenden kombinierten Isolierstoffbeanspruchungen an Bedeutung gewinnen.

Eine Kopplung der Aspekte der numerischen und schaltungstechnischen Simulation bietet den Vorteil der Schaffung einer geschlossenen virtuellen Nachbildung der Prüftechnik. Diese geschlossene Abbildung mag dann, unter Verwendung weiterführender Werkstoffmodellbildung, eine numerische Berücksichtigung verschiedener dielektrischer Antwortfunktionen erlauben. Die zur Identifikation der Antwortfunktion vorgestellten mathematischen Verfahren motivieren eine mathematisch numerische Weiterentwicklung der präsentierten Applikationsvorhaben auch z. B. unter Verwendung andersartiger Filterroutinen (vgl. Abschnitt 5.4.3). Mit der realisierten prüftechnischen Erweiterung wird für zukünftige Untersuchungen die experimentelle Rückschlussmöglichkeit auf dielektrische Antwortfunktionen und die Auswirkungen von Materialveränderungen sowie geänderten Elektrodenanordnungen und Kontaktierungen geschaffen.

A Anhang

A.1 Scheitelzeitbewertung bei der Bestimmung des Funkenstreckenfaktors

Der Funkenstreckenfaktor ist definiert als das Verhältnis zwischen der U_{50} einer beliebigen Elektrodenanordnung und der Stab-Platte-Referenzanordnung ($U_{50,RP}$) bei Beaufschlagung der Stabelektrode mit einer positiven Schaltstoßspannung (SI - Switching Impulse). [76–78]

Es ist jedoch festzuhalten, dass in [76, 77] zur Formulierung des Funkenstreckenfaktors ein positiver Impuls mit einer korrigierten Scheitelzeit¹⁸⁵ von 120 μs und einer Rückenhalbwertszeit von 4000 μs verwendet wird.

In DIN EN 60060-1 [63] werden die Grenzabweichungen für genormte Schaltstoßspannungen für die Prüfspannung zu $\pm 3\%$, für die Stirnzeit zu $\pm 20\%$ und für die Rückenhalbwertszeit zu $\pm 60\%$ definiert. Wird die IEC 60060-1 [314] hinzugezogen, so wird deutlich, dass es sich bei der Formulierung der „Stirnzeit“ im Kontext der Schaltstoßspannung um einen Übersetzungsfehler handelt und dieser bei den Grenzabweichungen der Schaltstoßspannungen als „Scheitelzeit“ zu benennen ist. Die Definition der Stirnzeit findet sich in [63] lediglich für Blitzstoßspannungen. Für genormte SI gilt eine Scheitelzeit (t_p) von 250 μs und eine Rückenhalbwertszeit (t_2) von 2500 μs [63, 314]. Eine zulässige Rückenhalbwertszeit für den betrachteten Impuls liegt im Bereich $2500\ \mu\text{s} - 0,6 \cdot 2500\ \mu\text{s} = 1000\ \mu\text{s}$ und $2500\ \mu\text{s} + 0,6 \cdot 2500\ \mu\text{s} = 4000\ \mu\text{s}$, sodass die Rückenhalbwertszeit die zulässigen Grenzabweichungen erfüllt.

Die Scheitelzeit ist für genormte Schaltstoßspannungen mathematisch anhand

$$t_p = (2,42 - 3,08 \cdot 10^{-3} \cdot t_{AB} + 1,51 \cdot 10^{-4} \cdot t_2) \cdot t_{AB} \quad (\text{A.1})$$

zu ermitteln [63, 314]. Der Parameter t_{AB} definiert die Zeitdauer in Mikrosekunden zwischen 30 % und 90 % des Scheitelwertes (t_{30}, t_{90}). Gleichung A.1 ergibt mit $t_{AB} = 140\ \mu\text{s}/1,67$ und $t_2 = 4000\ \mu\text{s}$ eine Scheitelzeit von $t_p = 202,874\ \mu\text{s}$. Diese Zeitdauer liegt innerhalb der zulässigen Grenzabweichungen $250\ \mu\text{s} - 0,2 \cdot 250\ \mu\text{s} = 200\ \mu\text{s}$ und $250\ \mu\text{s} + 0,2 \cdot 250\ \mu\text{s} = 300\ \mu\text{s}$.

Auf Basis obiger Betrachtungen ist daher der verwendete Impuls in die Kategorie der langsam ansteigenden Überspannungen mit dem normativen Repräsentant der genormten Schaltstoßspannungsprüfung [37] gruppierbar. Die sprachliche Etablierung der Verwendung der SI bei der Bestimmung des Funkenstreckenfaktors (vgl. [36, 74]) bildet somit auch die verwendete Impulsbeanspruchung in [76, 77] technisch korrekt ab.

¹⁸⁵ Korrekturverfahren gemäß [76, 77]: 120 μs entsprechen der 1,67-fachen Zeitdauer zwischen 30 % und 90 % des Maximalwertes.

A.2 Ladungsträgerinjektionsprozesse, Leitfähigkeitsmodelle, Temperatur- und Feldstärkekoeffizienten

Im Folgenden werden zunächst in Abschnitt A.2.1 Ladungsträgerinjektionsprozesse adressiert. In Abschnitt A.2.2 folgen mathematische Modellbildungen der stationären Komponente der Leitfähigkeit und in Abschnitt A.2.3 sind Temperatur- und Feldstärkekoeffizienten polymerer Isolationsmaterialien zusammengefasst.

A.2.1 Ladungsträgerinjektionsprozesse

Es werden die Ladungsträgerinjektionsprozesse nach Richardson-Schottky, welche ab ca. 1 kV/mm einsetzen; respektive das Analogon in Polymeren der Poole-Frenkel-Effekt ([25]) und die bei höheren Feldstärken ab ca. 200 – 300 kV/mm [2] einflussnehmende Fowler-Nordheim-Injektion (Feldstärke im Bereich 10^3 kV/mm [25]) vorgestellt.

Die mathematische Darstellung der **Richardson-Schottky-Injektion** (Gleichung A.2) folgt den Ausführungen in [25], mit der allgemeinen Darstellung:

$$J_{RS} = \underbrace{\frac{A_{RS}}{h^3} 4\pi q_e m_e k_B^2 (1 - R_f) T_K^2 \cdot \exp\left(\frac{-\Phi}{k_B T_K}\right)}_{\text{Richardson-Dushman-Gleichung [182]}} \cdot \underbrace{\exp\left(\frac{q_e}{2k_B T_K} \left(\frac{q_e E}{\pi \epsilon_0 \epsilon_r}\right)^{\frac{1}{2}}\right)}_{\text{Berücksichtigung der Feldwirkung}}. \quad (\text{A.2})$$

Hierbei gilt für die Abkürzungen: J_{RS} : Stromdichte aufgrund der Richardson-Schottky-Injektion, q_e : Elementarladung, m_e : Elektronenruhemasse, k_B : Boltzmannkonstante in eV/K, h : Plancksches Wirkungsquantum, R_f : Reflexionsfaktor, T_K : absolute Temperatur, Φ : Barrierenhöhe des Metall-Polymerübergangs in eV¹⁸⁶, E : Feldstärke und A_{RS} : Richardson-Konstante.

Eine explizite Ausweisung des Reflexionsfaktors wird bei der Darstellung von Gleichung A.2 einzeln vernachlässigt, sodass als Vorfaktor lediglich $A_{RS} T_K^2$ resultiert (z. B. [2, 116, 182, 188, 251]). Selbige mathematische Darstellungen nach Gleichung A.2 finden sich in [25, 162, 180], bei Zusammenfassung beider Exponentialfunktion gilt es ggf. Energieeinheiten zu wandeln (vgl. [2]). Für Herleitungen und weitere Ausführungen sei insbesondere auf [25, 188, 251] verwiesen. Für A_{RS} gilt $1,2 \cdot 10^6 \frac{\text{A}}{\text{m}^2 \text{K}^2}$; für $A_{RS}(1 - R_f)$ können sich gemäß [182] die Werte bis auf $1 \cdot 10^2 \frac{\text{A}}{\text{m}^2 \text{K}^2}$ reduzieren. Eine anschauliche Anwendung der Gleichung A.2 findet sich in [25]: 'Das Vorhandensein einer Schottky-Abhängigkeit lässt sich bei einer Visualisierung von $\ln(J/T_K^2)$ vs. $E^{\frac{1}{2}}$ durch eine Gerade zeigen. Diese Gerade kennzeichnet sich durch die Steigung $\frac{q_e}{2k_B T_K} \left(\frac{q_e}{\pi \epsilon_0 \epsilon_r}\right)^{\frac{1}{2}}$ und den Ordinaten-schnittpunkt $A_{RS}(1 - R_f) T_K^2 \cdot \exp\left(\frac{-\Phi}{k_B T_K}\right)$. Dieser Schnittpunkt kann bei experimentellen Untersuchungen zwischen sechs und sieben Größenordnungen vom theoretisch berechneten Wert abweichen, welches durch metallische Oxidschichten begründet sein kann.'¹⁸⁷ Unter Berücksichtigung

¹⁸⁶ Austrittsarbeit der metallischen Elektrode gemäß [180], Differenz aus Elektronenaustrittsarbeit des Kathodenmetalls ins Vakuum W_0 abzüglich der Elektronenaffinität des Dielektrikums W_a : $\Phi = W_0 - W_a$ gemäß [2, 188, 249, 251].

¹⁸⁷ Übersetzung: vgl. [25].

vorangestellter Zusammenhänge ist es möglich, Gleichung A.2 in die nach [2, 25, 188] vereinfachte Form

$$J_{RS} = a_{RS} T_K^2 \exp\left(-\frac{\Phi - b_{RS} E^{\frac{1}{2}}}{k_B T_K}\right) \quad \text{mit} \quad (\text{A.3})$$

$$a_{RS} = A_{RS} (1 - R_f) \quad \text{und} \quad (\text{A.4})$$

$$b_{RS} = \left(\frac{q_e^3}{4\pi\epsilon_0\epsilon_r}\right)^{\frac{1}{2}} \quad (\text{A.5})$$

zu überführen. Hierbei lassen sich, sofern gewünscht, ebenfalls die zuvor adressierten Vereinfachungen für R_f mittels Term A.4 berücksichtigen. Unterhalb von Feldstärken E_I ist der Richardson-Schottky-Effekt vernachlässigbar; vielmehr zeigt sich die bestimmbare Leitfähigkeit dann durch Kontakteffekte beeinflusst, z. B. Kontaktaufladung [180].

Während die Richardson-Schottky-Beziehung typischerweise die resultierende Stromdichte abbildet, adressiert der **Poole-Frenkel-Mechanismus**, unter Berücksichtigung der Veröffentlichung von Frenkel selbst, zunächst allgemein resultierende feldstärkeabhängige Leitfähigkeiten [251]. Zur Verdeutlichung der in [25] formulierten Analogie zwischen des Poole-Frenkel-Effekts und des Richardson-Schottky-Effekts erfolgt zunächst eine Argumentation auf Basis von Stromdichten. Für die Stromdichte des Poole-Frenkel-Effekts gilt nach [251, 315]¹⁸⁸

$$J_{PF} = J_0 \exp\left(\frac{b_{PF} E^{\frac{1}{2}}}{2k_B T_K}\right) \quad \text{mit} \quad (\text{A.6})$$

$$J_0 = q_e \mu_e N_c \left(\frac{N_d}{N_t}\right)^{\frac{1}{2}} E \exp\left(-\frac{\Delta E_d + \Delta E_t}{2k_B T_K}\right) \quad \text{und} \quad (\text{A.7})$$

$$b_{PF} = \left(\frac{q_e^3}{\pi\epsilon_0\epsilon_r}\right)^{\frac{1}{2}} \quad (\text{A.8})$$

unter Berücksichtigung der bereits obig eingeführten Abkürzungen, mit der Ergänzung J_{PF} : Stromdichte aufgrund des Poole-Frenkel-Effekts, μ_e : Elektronenbeweglichkeit und J_0 : Stromdichte bei geringen Feldstärken. Darüber hinaus gilt unter Berücksichtigung von [251, 315] und unter sprachlicher Berücksichtigung von (u. a. [25, 180, 182]) ΔE_d : energetischer Abstand zwischen Donatorniveau und Leitungsband, ΔE_t : energetischer Abstand zwischen Haftstellen und Leitungsband, N_c : Leitungselektronendichte, N_d : Donatordichte und N_t : Haftstellendichte.

Unter Vernachlässigung von Haftstellen folgt gemäß [315] und unter Beachtung der Beziehungen A.6, A.7 und A.8 für die feldstärkeabhängige Leitfähigkeit κ_{PF} nach Poole-Frenkel

$$\kappa_{PF,i} = \underbrace{q_e \mu_e (N_c N_d)^{\frac{1}{2}}}_{\kappa_{0,PF,i}} \exp\left(-\frac{\Delta E_d}{2k_B T_K}\right) \exp\left(\frac{b_{PF} E^{\frac{1}{2}}}{2k_B T_K}\right) = \kappa_{0,PF,i} \exp\left(\frac{b_{RS} E^{\frac{1}{2}}}{k_B T_K}\right) \quad (\text{A.9})$$

¹⁸⁸ Bei Ergänzung von ϵ_r in Gleichung A.8 (vgl. [25, 182]).

welches sich anschaulich ¹⁸⁹ bei Verwendung von $N_c = N_{eff}$ (N_{eff} effektive Zustandsdichte im Leitungsband vgl. [25, 180, 182]) zur Formulierung gemäß [25]

$$\kappa_{PF,ii} = \underbrace{q_e \mu_e N_{eff}^{\frac{1}{2}} N_d^{\frac{1}{2}} \exp\left(-\frac{\Delta E_d}{2k_B T_K}\right)}_{\kappa_{0,PF,ii}} \exp\left(\frac{q_e^{\frac{3}{2}} E^{\frac{1}{2}}}{k_B T_K (4\pi\epsilon_0\epsilon_r)^{\frac{1}{2}}}\right) = \kappa_{0,PF,ii} \exp\left(\frac{b_{RS} E^{\frac{1}{2}}}{k_B T_K}\right) \quad (A.10)$$

ergibt. Aus Gleichungen A.9 und A.10 wird in beiden Fällen der verallgemeinerte mathematische Zusammenhang für eine sich einstellende Leitfähigkeit κ_{PF} auf Basis des Poole-Frenkel-Mechanismus, unter Zuhilfenahme eines allgemeinen Materialparameters zur Abbildung der Leitfähigkeit bei niedrigen Feldstärken $\kappa_{0,PF}$ ¹⁹⁰ gemäß

$$\kappa_{PF} = \kappa_{0,PF} \exp\left(\frac{b_{PF} E^{\frac{1}{2}}}{2k_B T_K}\right) = \kappa_{0,PF} \exp\left(\frac{b_{RS} E^{\frac{1}{2}}}{k_B T_K}\right), \quad (A.11)$$

ersichtlich. Bei Gleichung A.11 und den verkürzten Darstellungen der Gleichungen A.9 und A.10 wurde bewusst der Brückenschlag zur Richardson-Schottky-Injektion auf Basis der Beziehung $\frac{1}{2}b_{PF} = b_{RS}$ verwendet, da dies die schwere Unterscheidbarkeit zwischen beiden Mechanismen verdeutlicht [25, 251, 315].

Bei Dünnschichtisolatoren mit flachen Haftstellen ist es gemäß [188, 251] zulässig, den Divisor in Gleichung A.6 auf $k_B T_K$ zu reduzieren, welches schlussendlich für Gleichung A.11 in der Darstellungsform

$$\kappa_{PF,d} = \kappa_{0,PF} \exp\left(\frac{b_{PF} E^{\frac{1}{2}}}{k_B T_K}\right) \quad (A.12)$$

für Leitfähigkeiten $\kappa_{PF,d}$ bei derartigen Materialien mündet. Unter Berücksichtigung von [259] ist die Anwendbarkeit gemäß [183] in Diskussion. Hierbei wird in [183] die Anwendbarkeit des Poole-Frenkel-Mechanismus, unter anderem aufgrund der unzureichenden Berücksichtigung der Dreidimensionalität und daraus erwachsenden Möglichkeit der Rückwärtsbewegung von Ladungsträgern, kritisiert. Resultierende Erweiterungen, z. B. unter Verwendung der Onsager Theorie finden, sich in [183] zusammengefasst.

Die Ladungsträgerinjektion nach **Fowler-Nordheim** wird ab Feldstärken von ca. 200-300 kV/mm [2] bzw. ca. 10^3 kV/mm [25] und somit in Bereichen deutlich oberhalb von E_{II} dominierend. Für derartig hohe Feldstärken können Tunnelmechanismen bereits bei Raumtemperatur erfolgen [182]. Die hierdurch resultierende Injektionsstromdichte folgt nach [25] und unter der Verwendung $\hbar = \frac{h}{2\pi}$ der grundlegenden Form

$$J_{FN} = \frac{q_e^3 E^2}{8\pi\hbar\Phi} \exp\left(-\frac{8\pi(2m_e)^{\frac{1}{2}}\Phi^{\frac{3}{2}}}{3hq_e E}\right), \quad (A.13)$$

¹⁸⁹ Anschauliche Überführung: materialphysikalische Ab- und Eingrenzung sowie Herleitung von N_c , N_{eff} siehe [25, 182, 315].

¹⁹⁰ z. B. unter Verwendung vorgestellter theoretischer Zusammenhänge $\kappa_{0,PF} = \kappa_{0,PF,i}$ bzw. $\kappa_{0,PF} = \kappa_{0,PF,ii}$ oder durch experimentelle Bestimmung von $\kappa_{0,PF}$

welche unter Berücksichtigung obiger Abkürzungen, mit der Ergänzung J_{FN} : Stromdichte aufgrund der Fowler-Nordheim-Injektion, mathematisch beschreibbar ist. Unter Berücksichtigung von Einheitentransformationen lässt sich dies mittels

$$J_{FN} = a_{FN} E^2 \exp\left(-\frac{b_{FN}}{E}\right) \quad \text{mit} \quad (\text{A.14})$$

$$a_{FN} = \frac{q_e^3}{8\pi h \Phi} \quad \text{und} \quad (\text{A.15})$$

$$b_{FN} = \frac{8\pi (2m_e)^{\frac{1}{2}} \Phi^{\frac{3}{2}}}{3hq_e} \quad (\text{A.16})$$

vereinfachen und somit in die Darstellung in [2] bzw. nach [190] überführen. Die Genauigkeit von Gleichung A.13 lässt sich durch verschiedene Erweiterungen, wie z. B. die Berücksichtigung der Feldwirkung auf die Barrierenhöhe (in Anlehnung an Gleichung A.2), der effektiven Ruhemasse des Elektrons und der Berücksichtigung der Temperatur, steigern [25]. Ausführungen diesbezüglich finden sich u. a. in [25, 116, 180, 182].

Anmerkung: Für die in diesem Abschnitt vorgestellten Gleichungen wird stets eine Prüfung hinsichtlich der Gültigkeitsbereiche, getroffenen Einschränkungen, genutzten Vereinfachungen, Einheiten und Definitionen empfohlen. Umfangreiche Ausführungen hierzu finden sich u. a. in [25, 182, 188, 251]. Die Notwendigkeit von z. B. erforderlich werdenden Einheitenwandlungen, aufgrund der teilweise je Autor verschieden empfohlenen Definitionen und Dimensionen, wird beispielhaft für den Richardson-Schottky-Effekt in [2, 190] deutlich. Der Anwendungszweck der vorgestellten Beziehungen lässt sich derart zusammenfassen, dass es sich bei den vorliegenden Gleichungen eher um eine Größenordnungsabschätzung handelt [25].

A.2.2 Mathematische Modellbildungen der stationären Komponente der Leitfähigkeit

Bei der Leitfähigkeitsmodellierung auf Basis des **Hopping-Mechanismus** und des damit verbundenen Elektronentransports erfolgt die Modellierung ohne Berücksichtigung der Valenz- und Leitungsbänder ([184]), sondern auf Basis einer *Potentialtopfbetrachtung* der im erweiterten Bändermodell vorliegenden additiven Energieniveaus (Haftstellen). Die Wahrscheinlichkeit eines Ladungsträgerverweilens und somit ausbleibenden Beitrags zum Ladungstransport variiert mit der Haftstellentiefe (Tiefe des Potentialtopfes). Ein Beitrag zum Ladungstransport erfolgt anschaulich z. B. bei einem Sprung des Elektrons über die Potentialbarrieren zwischen benachbarten Haftstellen, wobei die hierzu erforderliche Energie durch thermische Anregung zugeführt wird¹⁹¹. [25, 139, 162, 182, 184, 188] Dieser Vorgang des Platzwechsels wird im englischen Sprachgebrauch mit „nearest-neighbor-hopping“ bezeichnet, dessen Einfluss sich vereinfacht nach [139] unter Zuhilfenahme einer Aktivierungsenergie¹⁹² W_A und eines Materialparameters $\kappa_{0,H,i}$ mittels einer Arrhenius-Gleichung

$$\kappa_{H,i} = \kappa_{0,H,i} \exp\left(-\frac{W_A}{k_B T_K}\right) \quad (\text{A.17})$$

¹⁹¹ Hinweis zum „variable-range-hopping“: Durch thermische Anregung steigt das Energieniveau des Elektrons auf dasjenige einer freien Vakanz, wobei der „Platzwechsel“ wiederum durch den Tunnelmechanismus erfolgt [25, 184].

¹⁹² Details siehe z. B. [139], dort erfolgt eine Definition mittels Energiedifferenz.

für hohe Temperaturen beschreiben lässt. Alternativen, abseits von hohen Temperaturen, stellen Hopping-Modelle mit variabler Sprungweite, im englischen Sprachgebrauch „variable-range-hopping“, zur Abbildung thermisch unterstützter Tunneleffekte dar. Mathematisch ergibt sich der formale Zusammenhang gemäß [25] als

$$\kappa_{H,ii} = \kappa_{0,H,ii} \exp\left(-\frac{B_H}{T_K^{n_H}}\right) \quad (\text{A.18})$$

mit dem nach Mott theoretischen Wert $n_H = \frac{1}{4}$ ([25, 188]), doch weitaus häufiger auftretenden Wertebereich $\frac{1}{4} \leq n_H \leq \frac{1}{2}$ [139, 182], der Proportionalitätskonstante $\kappa_{0,H,ii}$ und dem Parameter B_H nach [25] oder unter Berücksichtigung mathematischer Umformungen nach [188].

Für die **Ionenleitung** bei *geringen Feldstärken*, welche maßgeblich in Bereich I gemäß Abbildung 3.6 in Erscheinung tritt, findet sich vielfach (z. B. [3, 25, 180]) ein Arrhenius-Ansatz, unter Einbeziehung einer Aktivierungsenergie in der Form

$$\kappa_{I,i} = \kappa_{0,I,i} \exp\left(-\frac{W_A}{k_B T_K}\right), \quad (\text{A.19})$$

mit den Bezeichnungen gemäß Abschnitt 3.2.2. Erforderliche Werte für W_A und $\kappa_{0,I,i}$ lassen sich experimentell bestimmen. Für $\kappa_{0,I,i}$ ist [3] folgend ein Referenzwert bei sehr hohen Temperaturen ($T_K \rightarrow \infty$) zu bestimmen, wohingegen gemäß [25] lediglich ein konstanter Wert innerhalb eines Temperaturbereichs gefordert wird. Für die Herleitung sei u. a. auf [25] verwiesen. Weitere Modellierungen zur ionischen Leitfähigkeit, auch unter Berücksichtigung der Glasübergangstemperatur, finden sich z. B. in [188].

Zur Berücksichtigung von Feldstärkeinflüssen bei der Ionenleitung nutzen Erweiterungen der mathematischen Beziehungen der Ionenleitung zusätzliche Aspekte des Potentialtopfmodells. Hierbei werden zwei Potentialtöpfe im Abstand l_λ zueinander betrachtet, wobei nun die Höhe der sie trennenden Energiebarriere feldstärkeabhängig angenommen wird.¹⁹³ Ein Platzwechsel wird nun neben thermischer Aktivierung ebenfalls durch eine steigende Feldstärke begünstigt und führt zu einer hiermit assoziierten Stromdichte (vgl. Herleitung in [139, 182]). Bei Division durch die elektrische Feldstärke und unter Einbeziehung einer Proportionalitätskonstante $\kappa_{0,I,ii}$ ergibt sich somit für die Leitfähigkeit in Ergänzung zu Gleichung A.19

$$\kappa_{I,ii} = \kappa_{0,I,ii} \exp\left(-\frac{W_A}{k_B T_K}\right) \frac{\sinh\left(\frac{q_e E l_\lambda}{k_B T_K}\right)}{E}, \quad (\text{A.20})$$

welches sich bei weiterer Substitution in den Zusammenhang

$$\tilde{\kappa}_{I,ii} = \kappa_{0,I,ii} \exp\left(-\frac{W_A}{k_B T_K}\right) \frac{\sinh(\tilde{B}|E|)}{|E|} \quad (\text{A.21})$$

¹⁹³ Anschaulich zeigen sich hier Analogien zur Berücksichtigung der Feldstärkeabhängigkeit und der resultierenden Bandverzerrungen bei den Betrachtungen nach Richardson-Schottky und Fowler-Nordheim. Deutlicher ist jedoch die Analogie bei der Betrachtung des Poole-Frenkel-Effekts, welcher die Ladungsträgerbereitstellung aus Haftstellen im Dielektrikum selbst und eine resultierende Feldstärkeabhängigkeit, ebenfalls aufgrund der Feldstärkeabhängigkeit der Potentialtopfbarrieren, adressiert (vgl. Darstellungen z. B. in [25]).

überführen lässt [186]. Für geringe Feldstärken ($E < 10$ kV/mm [182], $E < 100$ kV/mm [25]) existieren entsprechende Vereinfachungen [25, 139, 182]. Unter mathematischer Entwicklung der Sinus hyperbolicus Funktion und weiterer Vereinfachungen ergeben sich unterhalb dieser Grenzwerte feldstärkeunabhängige Ladungsträgerbeweglichkeiten, welche im Wesentlichen erneut mit einer feldstärkeunabhängigen Leitfähigkeit korrelieren. Hierin liegt die Feststellung begründet, dass bei Modellierung nach Gleichung A.20 für geringe Feldstärken kein wesentlicher Einfluss der Feldstärke feststellbar ist [182]. Für SCLC Modelle zur Berücksichtigung von Raumladungsprozessen auf sich ausbildenden Stromdichten bei dünnen Isolationsfilmen (charakteristischer Weise reziprok zur Prüfkörperdicke, auch bei konstanter Feldstärke) sei auf Abschnitt 2.2.6, respektive auf die dortigen Quellen verwiesen.

Der Vollständigkeit halber ist an dieser Stelle erneut die mathematische Beschreibung der Feldstärkeabhängigkeit des Poole-Frenkel-Mechanismus nach Gleichung A.11 aufgegriffen, welche sich zu

$$\kappa_{PF} = \kappa_{0,PF} \exp\left(\frac{b_{PF} E^{\frac{1}{2}}}{2k_B T_K}\right) \quad (\text{A.22})$$

mit dem Materialparameter zur Abbildung der Leitfähigkeiten bei niedrigen Feldstärken $\kappa_{0,PF}$ und dessen theoretische Bewandnis (siehe Abschnitt A.2.1) ergibt ¹⁹⁴. Bei einer Darstellung der Leitfähigkeit bei niedrigen Feldstärken, erneut unter separater Ausweisung eines Temperatureffekts (vgl. Gleichungen A.9, A.10) mittels $\tilde{\kappa}_{0,PF}$ und unter mathematisch motivierter Verwendung von $W_A = \frac{\Delta E_d}{2}$, lässt sich auch diese Beziehung mittels

$$\kappa_{PF} = \tilde{\kappa}_{0,PF} \exp\left(-\frac{W_A}{k_B T_K}\right) \exp\left(\frac{b_{PF} E^{\frac{1}{2}}}{2k_B T_K}\right) \quad (\text{A.23})$$

darstellen.

Insbesondere die Modellierung nach Gleichungen A.20 und A.21 fungiert dennoch vielfach als allgemeine Modellannahme für Leitfähigkeiten in Polymeren, z. B. [3, 22, 127]. Darüber hinaus werden ebenfalls exponentielle Zusammenhänge der Art

$$\kappa_{E,i} = \kappa_{0,E,i} \exp(\alpha_T (T - T_0) + \beta_E (E - E_0)) \quad (\text{A.24})$$

mit der Referenztemperatur T_0 und Referenzfeldstärke E_0 und den Temperatur- respektive Feldkoeffizienten α_T (in 1/K bzw. 1/°C) und β_E (in mm/kV bzw. m/MV) formuliert ¹⁹⁵. Ebenfalls finden sich Darstellungen mittels

$$\kappa_{E,ii} = \kappa_{0,E,ii} \exp\left(\alpha_T (T - T_0) \left(\frac{E}{E_0}\right)^{\gamma}\right), \quad (\text{A.25})$$

¹⁹⁴ Hinweis: Divisor bei Dünnschichtisolatoren siehe Gleichung A.12.

¹⁹⁵ Hierbei findet sich Gleichung A.24 auch unter der Bezeichnung des empirischen Modells der Leitfähigkeitsabhängigkeit bei Isolatoren gemäß Klein, jedoch mit der Variation $\beta_E E$ im Exponenten [25].

respektive

$$\kappa_{E,ii} = \kappa_{0,E,ii} \exp(\alpha_T(T - T_0)) \left(\frac{E}{E_0}\right)^{\gamma_{ii}}, \quad (\text{A.26})$$

wobei in diesem Fall die Feldstärkeabhängigkeit durch den Parameter γ Berücksichtigung findet. [3, 118, 126, 316, 317] Bei detaillierterer Betrachtung unterliegen die Koeffizienten α_T und β_E selbst wiederum einer Feld- bzw. Temperaturabhängigkeit ($\alpha_T(E)$, $\beta_E(T)$) [3, 316].

Wie bereits in Abschnitt 3.2.4 festgestellt, zeigen sich bei den vorgestellten Beschreibungsgleichungen wiederkehrende mathematische Muster, auch für verschiedene Modellvorstellungen, mit einer im weiteren Sinne exponentiellen **Temperaturabhängigkeit** (auch mit zusätzlichen Korrekturfaktoren) und Ergänzung einer ebenfalls exponentiell rückführbaren **Feldstärkeabhängigkeit** (vgl. Gleichungen A.17 - A.23). Dies begründet eine schwere Rückführbarkeit von experimentell erhaltenen Ergebnissen auf vorhandene Modelle und erschwert die Identifikation der mit diesen Modellen einhergehende Transportmechanismen und Spezies, da mathematisch vergleichbare Ergebnisse erzielt werden (vgl. u. a. [162, 184]).

A.2.3 Temperatur- und Feldstärkekoeffizienten bei polymeren Isolationsmaterialien

Die Zusammenfassung der Angaben zum **Temperaturkoeffizienten** bei LDPE und VPE unter Annahme $\kappa(T) \propto \exp(\alpha_T(T - T_0))$ erfolgt unter Berücksichtigung von [S-MA7] mit Bezug auf [252–257]. Die Messdauer wurde sofern bekannt angegeben, um Rückschlüsse auf das Auswertungsverfahren zu erhalten, welches z. B. in [187, 256, 259, 260] stationäre Werte der Leitfähigkeit heranzieht. Aktuelle Untersuchungen (u. a. [118, 122, 124], siehe auch Abschnitt 2.2.1) zeigen jedoch deutlich, dass innerhalb dieser Zeitdauern keine stationären Werte erreichbar scheinen, da auch nach Monaten ([122]) eine stationäre Leitfähigkeit nicht nachgewiesen werden kann. Dies macht abermals deutlich, dass neben den allgemeinen Aspekten bei Leitfähigkeitsuntersuchungen (vgl. Abschnitt 2.2) auch verschiedene herstellungs-, hersteller- und materialspezifische Parameter (z. B. Abschnitte 2.2.5, 3.1.2 bzw. Unterkapitel 3.1) eine erhebliche Rolle einnehmen.

Material	Messdauer	E in $\frac{\text{kV}}{\text{mm}}$	T in °C	α_T
LDPE ¹⁹⁶ (1,8 mm)	[252]	17 ... 33	50 ... 80	$\alpha_T \approx 77 \dots 94 \cdot 10^{-3} \frac{1}{^\circ\text{C}}$
LDPE ¹⁹⁷ (1,8 mm)	[253]	17 ... 33 ¹⁹⁸	50 ... 80	$\alpha_T \approx 78 \dots 93 \cdot 10^{-3} \frac{1}{^\circ\text{C}}$
VPE	[254] ≈ 20 h	10 ... 32		$\alpha_T \approx 180 \cdot 10^{-3} \frac{1}{^\circ\text{C}}$
VPE ¹⁹⁹	[255] ≈ 48 h	3,9 ... 16	40 ... 70	$\alpha_T \approx 80 \dots 105 \cdot 10^{-3} \frac{1}{^\circ\text{C}}$
VPE (254 μm ²⁰⁰)	[256]	19,7	25 ... 110	$\alpha_T \approx 52 \dots 66 \cdot 10^{-3} \frac{1}{^\circ\text{C}}$
VPE (400 μm ; 900 μm)	[257] ≤ 12 h	12,5; 19 ²⁰¹	30 ... 70	$\alpha_T \approx 70 \dots 100 \cdot 10^{-3} \frac{1}{^\circ\text{C}}$

Tabelle A.1: Literaturangaben für Temperaturkoeffizienten.

In den Untersuchungen in [252] lässt sich für das undotierte LDPE eine tendenzielle Abnahme des Temperaturkoeffizienten α_T bei Zunahme der Feldstärke erkennen. Die Materialsensitivität dieser Aussage ist z. B. in [253, 255] erkennbar, wo sich dies für VPE und HDPE unterschiedlich ausprägt. Ebenfalls finden sich hier Auskünfte für HDPE sowie für extrudierte Kabelmaterialien.

In [252] findet sich eine zusätzliche Zusammenfassung weiterer Literaturangaben für verschiedene LDPE- sowie VPE-Materialien z. B. unter Berücksichtigung von Füllstoffen und Prüfkörperstärken etc., hierbei umfasst der Temperaturkoeffizient α_T den Wertebereich: $52 \cdot 10^{-3} \frac{1}{^\circ\text{C}} \leq \alpha_T \leq 180 \cdot 10^{-3} \frac{1}{^\circ\text{C}}$. Der mögliche Einfluss der Prüfkörperdicke sowie genutzter Elektrodenmaterialien wird in [257] vorgestellt und literaturbasiert ein Temperaturkoeffizient von $\alpha_T = 150 \cdot 10^{-3} \frac{1}{^\circ\text{C}}$ für LDPE angegeben.

Die Zusammenfassung der **Angaben zur Aktivierungsenergie** bei LDPE und VPE unter Annahme $\kappa(T) \propto \exp(-W_A / (k_B T))$ erfolgt unter Berücksichtigung von [S-MA7] mit Bezug auf [187, 258–260].

Material	Messdauer	E in $\frac{\text{kV}}{\text{mm}}$	T in $^\circ\text{C}$	W_A
LDPE (100 μm)	[258] ≈ 100 min	6; 20	25 ... 80	$W_A \approx 0,65 \dots 0,94 \text{ eV}$
LDPE ²⁰² (1.5 mm)	[259] ≤ 4 h	5 ... 20	20 ... 60	$W_A \approx 1,25 \dots 1,4 \text{ eV}$
VPE ²⁰³ (1.5 mm)	[260] ≥ 24 h	20	22 ... 60	$W_A \approx 1,5 \text{ eV}$ ²⁰⁴
VPE (500 μm bis 600 μm)	[187] ≈ 1 h	2 ... 25	20 ... 70 ²⁰⁵	$W_A \approx 1 \text{ eV}$

Tabelle A.2: Literaturangaben für Aktivierungsenergien.

Gemäß [258, 259] findet sich eine Abnahme der Aktivierungsenergie bei steigender Feldstärke. Darüber hinaus erlaubt [259] Rückschlüsse darüber, dass die erforderliche Energie zur Durchfüh-

¹⁹⁶ Untersuchung und Wertebereich umfasst sowohl dotiertes ($77 \cdot 10^{-3} \frac{1}{^\circ\text{C}} \leq \alpha_T \leq 80 \cdot 10^{-3} \frac{1}{^\circ\text{C}}$) als auch undotiertes LDPE ($81 \cdot 10^{-3} \frac{1}{^\circ\text{C}} \leq \alpha_T \leq 94 \cdot 10^{-3} \frac{1}{^\circ\text{C}}$).

¹⁹⁷ hochreines LDPE

¹⁹⁸ Der Feldstärkebereich der Studie umfasst zusätzlich 3 ... 7 kV/mm. Diese Feldstärken wurden zur Untersuchung der Temperaturabhängigkeit des Feldstärkekoeffizienten genutzt $\beta_E(T)$. Der Temperaturkoeffizient wird im Hinblick auf seine Feldstärkeabhängigkeit $\alpha_T(E)$ in einem höheren Feldstärkebereich betrachtet.

¹⁹⁹ Plattenprüfkörper, für extrudierte Kabelisolationsmaterialien bzw. HDPE und weitere Feldstärken siehe [255].

²⁰⁰ Berechnung der Prüfkörperstärke (vgl. auch [253]), Wertebereich umfasst ebenfalls VPE-Kompositwerkstoffe. Für weitere Werkstoffe siehe [256].

²⁰¹ Der Feldstärkebereich der Studie umfasst zusätzlich 12,5 ... 50 kV/mm. Diese Feldstärken finden bei der Untersuchung des Feldstärkekoeffizienten β_E bei den Temperaturen $T=50 \text{ }^\circ\text{C}$ bzw. $T=70 \text{ }^\circ\text{C}$ Anwendung. Der Temperaturkoeffizient wird bei zwei Feldstärken unter Berücksichtigung unterschiedlicher Elektrodenkontaktierung (Aluminiumelektrode, halbleitende Elektrode) betrachtet.

²⁰² Hochreines LDPE zur Kabelfertigung, weitere Untersuchungen unterschiedlicher LDPE (auch mit Füllstoffen) finden sich in [259].

²⁰³ Kontaktierung mit halbleitfähiger Elektrode, Elektrodenbereich: 1 mm, Prüfkörperstärke: 1,5 mm.

²⁰⁴ Aus Darstellungsgründen erfolgt in vorliegender Arbeit eine Einheitenwandlung gegenüber [260].

²⁰⁵ Messungen im Temperaturbereich 0 ... 90 $^\circ\text{C}$ werden ebenfalls in [187] adressiert.

rung von Platzwechsellern (Potentialtopfmodell, Hopping) wesentlich geringer ist als die erforderliche Energie zur Ladungsträgerinjektion in das LDPE (Details siehe [259]). Eine weitere umfangreiche Literaturzusammenstellung von Aktivierungsenergien findet sich in [162], welche einen Wertebereich ²⁰⁶ von $W_A \approx 0,3 \dots 1,96$ eV umfasst. Für weitere Materialien lassen sich Temperaturkoeffizienten bzw. Aktivierungsenergien ebenfalls in [3, 180, 182, 316, 318] finden.

Die Zusammenfassung der Angaben zum **Feldkoeffizient** bei LDPE und VPE unter der Annahme $\kappa(E) \propto \exp(\beta_E (E - E_0))$ erfolgt ebenfalls unter Berücksichtigung von [S-MA7], mit Bezug auf [252–257]. Vergleichbar zu den Angaben des Temperaturkoeffizienten findet sich auch hier ein Bezug zur Messdauer, sodass die dort diskutierten Einflussfaktoren zu beachten sind.

Material	Messdauer	E in $\frac{\text{kV}}{\text{mm}}$	T in °C	β_E
LDPE ²⁰⁷ (1,8 mm)	[252]	17 ... 33	50 ... 80	$\beta_E \approx 853 \dots 8153 \cdot 10^{-3} \frac{\text{mm}}{\text{kV}}$
LDPE ²⁰⁸ (1,8 mm)	[253]	3 ... 7 ²⁰⁹	50 ... 80	$\beta_E \approx 76 \dots 101 \cdot 10^{-3} \frac{\text{mm}}{\text{kV}}$
VPE	[254] ≈ 20 h		50 ... 80	$\beta_E \approx 18 \dots 31 \cdot 10^{-3} \frac{\text{mm}}{\text{kV}}$
VPE ²¹⁰	[255] ≈ 48 h	3,9 ... 16	40 ... 70	$\beta_E \approx 200 \dots 210 \cdot 10^{-3} \frac{\text{mm}}{\text{kV}}$
VPE (400 μm ; 900 μm)	[257] ≤ 12 h	12,5 ... 50	50;70 ²¹¹	$\beta_E \approx 50 \cdot 10^{-3} \frac{\text{mm}}{\text{kV}}$

Tabelle A.3: Literaturangaben für Feldstärkekoeffizienten.

Der Feldkoeffizient β_E nimmt in den Untersuchungen von [253] bei Zunahme der Temperatur ab. Mathematische Zusammenhänge unter Berücksichtigung des Prüfkörpermaterials finden sich, neben Auskünften für HDPE sowie für extrudierte Kabelmaterialien, hierzu z. B. in [255].

In [252] befindet sich eine zusätzliche Zusammenfassung weiterer Literaturangaben für verschiedene LDPE- sowie VPE-Materialien, z. B. unter Berücksichtigung von Füllstoffen und Prüfkörperstärke etc. . Hierbei umfasst der Feldkoeffizient β_E den Wertebereich $18 \cdot 10^{-3} \frac{\text{mm}}{\text{kV}} \leq \beta_E \leq 500 \cdot 10^{-3} \frac{\text{mm}}{\text{kV}}$. Ergänzend wird in [257] literaturbasiert ein Feldstärkekoeffizient von $\beta_E = 90 \cdot 10^{-3} \frac{\text{mm}}{\text{kV}}$ für LDPE angegeben. Für weitere Materialien lassen sich Feldstärkekoeffizienten ebenfalls in [316] finden.

²⁰⁶ mit Ausnahme von Tiefausreißern im Bereich ($W_A \approx 0,058 \dots 0,09$ eV)

²⁰⁷ Untersuchung und Wertebereich umfasst sowohl dotiertes ($853 \cdot 10^{-3} \frac{\text{mm}}{\text{kV}} \leq \beta_E \leq 4379 \cdot 10^{-3} \frac{\text{mm}}{\text{kV}}$) als auch undotiertes LDPE ($6117 \cdot 10^{-3} \frac{\text{mm}}{\text{kV}} \leq \beta_E \leq 8153 \cdot 10^{-3} \frac{\text{mm}}{\text{kV}}$).

²⁰⁸ hochreines LDPE

²⁰⁹ Der Feldstärkebereich der Studie umfasst zusätzlich 17 ... 33 kV/mm. Diese wurden zur Untersuchung der Feldstärkeabhängigkeit des Temperaturkoeffizienten genutzt $\alpha_T(E)$. Der Feldstärkekoeffizient wird im Hinblick auf seine Temperaturabhängigkeit $\beta_E(T)$ in einem geringeren Feldstärkebereich betrachtet.

²¹⁰ Plattenprüfkörper, für extrudierte Kabelisolationsmaterialien bzw. HDPE und weitere Feldstärken siehe [255].

²¹¹ Der Temperaturbereich der Studie umfasst zusätzlich 30 ... 70 °C. Diese Temperaturen finden bei der Untersuchung des Temperaturkoeffizienten α_T Anwendung.

Bei mathematischer Beschreibung des Feldstärkeinflusses über ein Potenzgesetz $\kappa \propto \left(\frac{E}{E_0}\right)^\gamma$ (vgl. Abschnitt A.2.2 sowie u. a. [35, 118, 164, 316, 317]) ist der Exponent zumeist grafisch mittels der Steigung aus einem Stromdichte-Feldstärke-Diagramm bestimmbar. Ein Steigungswechsel wird dann als Indiz für das Auftreten von Raumladungseffekten angesehen, welche wiederum bei Zunahme der Temperaturen bei kleineren Feldstärken erfolgen (z. B. [127]). Für Angaben von γ sei exemplarisch auf [127, 187, 319] verwiesen.

Anmerkung: Bei einer vereinfachten Beurteilung des Sachverhaltes der Dominanz des Temperatureinflusses z. B. unter Zuhilfenahme der partiellen Ableitung von Gleichung A.24 mittels $\frac{\partial \kappa_{E,i}}{\partial T}$ respektive $\frac{\partial \kappa_{E,i}}{\partial E}$ folgt $\alpha_T \kappa_{E,i}$ und $\beta_E \kappa_{E,i}$. Ein hierbei naheliegender Koeffizientenvergleich von α_T und β_E wird aufgrund der vorliegenden unterschiedlichen Einheiten bewusst nicht vorgenommen. Vielmehr erlauben die vorliegenden Koeffizienten Abschätzungen darüber, welchem Parameter in einem vorliegenden Temperatur- und Feldstärkebereich, auch in Abhängigkeit der gewählten Bezugsgrößen, eine dominierende Bedeutung zugesprochen werden kann.

A.3 Maxwellgleichungen

Eine Zusammenfassung der Maxwell-Gleichungen findet sich unter Nutzung der jeweils vektoriellen Größen in Tabelle A.4 (vgl. [35, 262, 263])²¹².

Bezeichnung	Integralform	Differentialform
Durchflutungsgesetz	$\oint_C \vec{H} \, d\vec{s} = \iint_A \vec{J} \, d\vec{A} \quad (\text{A.27})$	$\text{rot } \vec{H} = \vec{J} \quad (\text{A.28})$
Induktionsgesetz	$\oint_C \vec{E} \, d\vec{s} = -\frac{\partial}{\partial t} \iint_A \vec{B} \, d\vec{A} \quad (\text{A.29})$	$\text{rot } \vec{E} = -\frac{\partial \vec{B}}{\partial t} \quad (\text{A.30})$
Gaußsches Gesetz E-Feld, Satz vom Hüllenfluss	$\oiint_A \vec{D} \, d\vec{A} = Q = \iiint_V \rho \, dV \quad (\text{A.31})$	$\text{div } \vec{D} = \rho \quad (\text{A.32})$
Gaußsches Gesetz H-Feld	$\oiint_A \vec{B} \, d\vec{A} = 0 \quad (\text{A.33})$	$\text{div } \vec{B} = 0 \quad (\text{A.34})$

Tabelle A.4: Vektorielle Darstellung der Maxwellgleichungen in Differential- und Integralform.

²¹² Mathematische Definition der Divergenz und Rotation siehe u. a. [262–264].

A.4 Frequenzabhängige Polarisation

Die Definition der dielektrischen Antwortfunktion im Zeit $f(t)$ und Frequenzbereich $\underline{F}(\omega)$ unter Zuhilfenahme der komplexen Suszeptibilität wird in Abschnitt 3.2.5 mittels

$$\underline{\chi}_{el}(\omega) = \chi'_{el}(\omega) - j\chi''_{el}(\omega) = \int_{-\infty}^{\infty} f(t)e^{-j\omega t} dt = \int_0^{\infty} f(t)e^{-j\omega t} dt = \underline{F}(\omega) \quad (\text{A.35})$$

eingeführt [190, 267]. Für die Polarisation im Frequenzbereich gilt nach [190, 267] somit

$$\underline{P}(\omega) = \varepsilon_0 \underline{F}(\omega) \underline{E}(\omega) \quad . \quad (\text{A.36})$$

Die Zuordnung der dielektrischen Antwortfunktion zum Real- und Imaginärteil der Suszeptibilität folgt nach [267]

$$\chi'_{el}(\omega) = \int_0^{\infty} f(t) \cos(\omega t) dt \quad (\text{A.37})$$

$$\chi''_{el}(\omega) = - \int_0^{\infty} f(t) \sin(\omega t) dt \quad . \quad (\text{A.38})$$

Im Zeitbereich gilt gemäß [267]

$$f(t) = \frac{2}{\pi} \int_0^{\infty} \chi'_{el}(\omega) \cos(\omega t) d\omega = - \frac{2}{\pi} \int_0^{\infty} \chi''_{el}(\omega) \sin(\omega t) d\omega \quad . \quad (\text{A.39})$$

Hierdurch lassen sich eindeutige Abhängigkeiten zwischen Real- und Imaginärteil respektive Zeit- und Frequenzbereichsmessungen herleiten (siehe Kramers-Kronig-Beziehungen [267]), sodass nach [190]

$$\chi_{el}(t \rightarrow \infty) \Leftrightarrow \chi'_{el}(\omega \rightarrow 0) \quad \text{und} \quad \chi_{el}(t \rightarrow 0) \Leftrightarrow \chi'_{el}(\omega \rightarrow \infty) \quad (\text{A.40})$$

gilt. Der Realteil der Dielektrizitätszahl ist mittels

$$\varepsilon_r = 1 + \chi_{el} \quad , \quad (\text{A.41})$$

mit dem Realteil der Suszeptibilität verknüpft, sodass für die komplexe Dielektrizitätszahl analog

$$\underline{\varepsilon}_r(\omega) = \varepsilon'_r(\omega) - j\varepsilon''_r(\omega) = 1 + \chi'_{el}(\omega) - j\chi''_{el}(\omega) \quad (\text{A.42})$$

zu berücksichtigen ist.

A.5 Feldsteuerung nach Rogowski

Die für Elektrodenrandprofile unter Berücksichtigung der Feldsteuerung nach Rogowski erforderlichen Beschreibungsgleichungen werden hier vorgestellt. Ausgehend von der Koordinatentransformation nach Maxwell gilt gemäß Rogowski [275]

$$x = A_R (\phi + \exp(\phi) \cos(\psi)) \quad (\text{A.43})$$

$$y = A_R (\psi + \exp(\phi) \sin(\psi)) \quad (\text{A.44})$$

Das Rogowskiprofil resultiert sofern $\psi = \frac{\pi}{2}$ gewählt wird. Ebenfalls folgt die folgende Darstellung der Annahme unendlich dünner Elektroden. Darüber hinaus wird im Folgenden eine symmetrische Funkenstrecke mit dem Abstand h_R zwischen den jeweils gekrümmten Elektroden²¹³ angenommen. Für das Profil in xy -Darstellung folgt somit

$$x = A_R \phi \quad \Rightarrow \quad x = \frac{h_R}{\pi} \phi \quad (\text{A.45})$$

$$y = A_R \left(\frac{\pi}{2} + \exp(\phi) \right) \quad \Rightarrow \quad y = \frac{h_R}{\pi} \left(\frac{\pi}{2} + \exp(\phi) \right), \quad (\text{A.46})$$

welches unter Berücksichtigung der Variablen $\phi \in (-\infty, \infty)$ zu einem unendlich ausgedehnten Profil führt. Für die Feldstärkezusammenhänge in Bezug auf die Homogenfeldstärke innerhalb eines idealen Plattenkondensators ($E_{P,0}$) gilt nach [275] entsprechend

$$\frac{E}{E_{P,0}} = \frac{1}{\sqrt{1 + \exp(2\phi) + 2 \exp(\phi) \cos(\psi)}}, \quad (\text{A.47})$$

welche sich in der Mitte des Plattenkondensator ($\psi = 0$) zu

$$\frac{E}{E_{P,0}} = \frac{1}{1 + \exp(\phi)} \quad (\text{A.48})$$

und entlang des Elektrodenkurvenzugs ($\psi = \frac{\pi}{2}$) zu

$$\frac{E}{E_{P,0}} = \frac{1}{\sqrt{1 + \exp(2\phi)}} \quad (\text{A.49})$$

vereinfacht.

Eine räumliche Eingrenzung des Profilverzugs wird nun unter Verwendung der Parameter p_R und q_R möglich ($0 < p_R, q_R < 100$). Hierbei beschreibt p_R die maximal zulässige Abweichung gegenüber der Homogenfeldstärke in Prozent (z. B. $\frac{1}{400}$ % [275]) und q_R das Verhältnis zwischen der Feldstärke am Profilende bezogen auf die Homogenfeldstärke in Prozent (z. B. 8 % [275]).

Entlang des Elektrodenprofils resultiert somit am Ort des Profilbeginns ϕ_1 die Forderung

$$\frac{E}{E_{P,0}} = \frac{1}{\sqrt{1 + \exp(2\phi_1)}} = \frac{100 - p_R}{100} \quad (\text{A.50})$$

²¹³ Hinweis: Es folgt $b_R = \frac{h_R}{2}$ innerhalb der Beziehung $A_R = \frac{2b_R}{\pi}$ [275].

woraus (siehe Anhang A.5.1)

$$\phi_1 = -\frac{1}{2} \ln \left(\frac{50}{p_R} - \frac{50}{p_R - 200} - 1 \right) \quad (\text{A.51})$$

folgt, welches Rogowski mittels

$$\phi_1 \approx -\frac{1}{2} \ln \left(\frac{50}{p_R} \right) \quad (\text{A.52})$$

annähert. Für das Profilende ϕ_2 folgt

$$\frac{E}{E_{P0}} = \frac{1}{\sqrt{1 + \exp(2 \phi_2)}} = \frac{q_R}{100}, \quad (\text{A.53})$$

welches sich zu

$$\phi_2 = \frac{1}{2} \ln \left(\frac{100^2}{q_R^2} - 1 \right) \quad (\text{A.54})$$

ergibt. Diesen mathematisch exakten Ausdruck nähert Rogowski mit der Annahme $q_R \ll 100$ zu

$$\phi_2 \approx \ln \left(\frac{100}{q_R} \right) \quad (\text{A.55})$$

an. Mit den derart bestimmten Intervallgrenzen $\phi \in [\phi_1, \phi_2]$, lässt sich gemäß der Gleichungen A.45 und A.46 der Profilverlauf abbilden.²¹⁴

A.5.1 Feldsteuerung nach Rogowski: Elektrodenprofilbeginn

Zur Bestimmung des Parameters ϕ_1 gilt

$$\frac{E}{E_{P0}} = \frac{1}{\sqrt{1 + \exp(2 \phi_1)}} = \frac{100 - p_R}{100} \quad (\text{A.56})$$

hieraus ergibt sich

$$\exp(2 \phi_1) = \frac{100^2 - (100 - p_R)^2}{(100 - p_R)^2} = \frac{-p_R^2 + 200p_R}{(100 - p_R)^2} = \frac{1}{\frac{(100 - p_R)^2}{-p_R^2 + 200p_R}}, \quad (\text{A.57})$$

welches sich durch Anwendung des natürlichen Logarithmus in

$$2 \phi_1 = \ln(1) - \ln \left(\frac{(100 - p_R)^2}{-p_R^2 + 200p_R} \right) = -\ln \left(\frac{(100 - p_R)^2}{-p_R^2 + 200p_R} \right) \quad (\text{A.58})$$

überführen lässt. Das Argument des Logarithmus folgt mittels Polynomdivision der Beziehung

$$\frac{(100 - p_R)^2}{-p_R^2 + 200p_R} = -1 + \frac{100^2}{-p_R^2 + 200p_R} \quad (\text{A.59})$$

²¹⁴ Anmerkung: Es kann aus berechnungstechnischen Gründen vorteilhaft sein, zunächst mittels Gleichung A.45 unter Verwendung von ϕ_1 und ϕ_2 die zum Profilverlauf zugehörigen x Koordinaten zu bestimmen und diesen Wertebereich (in numerischer Teilung) in Gleichung A.46 bei gleichzeitiger Substitution von ϕ im Argument der Exponentialfunktion $\phi = \frac{x}{\lambda} = \frac{v \cdot \pi}{h \cdot R}$ einzubringen. Hierdurch wird die Profilverrechnung als Funktion $y(x)$ möglich.

welche mittels Partialbruchzerlegung und Koeffizientenvergleich in

$$-1 + \frac{50}{p_R} - \frac{50}{p_R - 200} \quad (\text{A.60})$$

mündet. Somit folgt für ϕ_1

$$\phi_1 = -\frac{1}{2} \ln \left(\frac{(100 - p_R)^2}{-p_R^2 + 200p_R} \right) = -\frac{1}{2} \ln \left(\frac{50}{p_R} - \frac{50}{p_R - 200} - 1 \right). \quad (\text{A.61})$$

A.6 MeSukKA: Anwendungsbeispiele und Analyse der Nichtlinearität

Im Folgenden werden zwei Anwendungsbeispiele der methodenbasierte Schlagweitenberechnung und klimatische Korrektur von Auslegungsspannungen (MeSukKA) gemäß Abschnitt 4.1.1 vorgestellt. Neben der vereinfachten Anwendung bei STC (Abschnitt A.6.1) erfolgt die Anwendung in Abschnitt A.6.2 unter Bezugnahme auf Abbildung 4.1, daher werden diesem Zuge werden ebenfalls ergänzende Möglichkeiten der Berechnungsüberprüfung vorgestellt. Zusätzlich folgt in Abschnitt A.6.3 eine exemplarische Analyse hinsichtlich der Nichtlinearität der vorgestellten Berechnungsmethodik.

A.6.1 Vereinfachte Anwendung bei STC

Anwendungsbeispiel:

Wird in Simulationen für eine MMC-HGÜ-Umrichterstation, die bei STC betrieben wird, eine Schaltüberspannung von $U_{rp,SI} = 650$ kV festgestellt, so folgt im Beispiel nach Gleichung 4.2 $U_{px} = 1,1 \cdot 1,05 \cdot 650$ kV ≈ 751 kV. Unter Annahme von $p_x = 10$ % und Ermittlung von $n_z = 1,28$ auf Basis der Normalverteilung nach Abschnitt 3.6.1 sowie Verwendung von $c = 0,06$ (SI siehe Abschnitt 3.6.1) folgt für $f_{pxc} \approx 1,08$. Hieraus ergibt sich $U_{50} \approx 813$ kV. Die realisierte Anlage muss daher mindestens eine $U_{50} \approx 813$ kV vorweisen um die geforderte $U_{10} = 751$ kV im Betrieb (in 90 % aller Fälle) stehen zu können. Um den hierfür erforderlichen Abstand möglichst kompakt realisieren zu können werden typischerweise Schirmelektroden eingesetzt, sodass der Funkenstreckenfaktor gegenüber dem einer Stab-Platte Anordnung vergrößert wird. Bei Annahme eines Funkenstreckenfaktors von $K = 1,05$ folgt somit für die zugehörige $U_{50,RP} \approx 774$ kV. Bei STC folgt hieraus, unter Anwendung von Gleichung 3.64 $d \approx 2,07$ m, sodass eine Mindestluftstrecke von 2,07 m zur Beherrschung der Überspannung in der vorliegenden HGÜ-Umrichterstation erforderlich ist.

A.6.2 Anwendung bei von STC abweichenden klimatischen Bedingungen

Anwendungsbeispiel:

1. Annahme: Aus Simulationen folgt exemplarisch $U_{rp,SI} = U_{rp,LI} = U_{rp,CFT} = 650$ kV.
2. Unter Verwendung von $K_{cd} = 1,1$ und $K_s = 1,05$ ergibt sich in diesem Fall $U_{px,SI} = U_{px,LI} = U_{px,CFT} = 750,75$ kV.
3. Für die auftretenden Spannungen wird eine Durchschlagwahrscheinlichkeit von 10 % angenommen. Für $n_z(px)$ folgt auf Basis der Normalverteilung $n_z \approx 1,28$ (Gleichung 3.72). Bei Verwendung von $c = 0,03$ für LI und $c = 0,06$ für SI folgen $f_{pxc,LI} \approx 1,0399$ und $f_{pxc,SI} = f_{pxc,CFT} \approx 1,0832$.
4. Annahmen: Die HGÜ-Umrichterstation wird 500 m über der Meereshöhe installiert. Eine Berücksichtigung von meteorologischen Luftdruckschwankungen wird zunächst vernachlässigt. Die konstante Betriebstemperatur beträgt $T_C = 60$ °C, die Luftfeuchte wird mit 10 %

abgeschätzt. Der Funkenstreckenfaktor für Schaltstoßspannungen beträgt $K = 1,05$.

Es folgt nach Gleichung 3.81: $p_t \approx 953$ hPa. Für die absolute Luftfeuchte folgt mit Gleichung 3.80: $h_t \approx 13$ g/m³. Für SI und CFT gilt $K_G = K$, für LI gilt $K_G = 0,74 + 0,26 K$.

5. Es folgt mit Gleichung 3.77 für $\delta_t \approx 0,8278$ und im Zusammenhang 3.78 für $k \approx 1,0470$.
6. Die Startlänge wird zu $L_{v=0} = 0$ m, $d_{v=0} = \infty$ m und das Iterationsinkrement zu $\xi = 10^{-4}$ m gewählt.
7. Die Berechnung wird bis zum Abbruchkriterium durchgeführt. Details siehe Abbildung 4.2
8. Es gilt $h/\delta_t \approx 15,7049$ welches im Gültigkeitsbereich von Gleichung 3.78 für k ist. Für k_1 gilt $k_{1,SI} \approx 0,8963$, $k_{1,LI} \approx 0,8278$ und $k_{1,CFT} \approx 0,9090$ welche im Gültigkeitsbereich von Gleichung 3.76 sind. Für die berechneten Abstände gilt $d_{LI} > 1$ m und $d_{SI,CFT} > 2$ m, sodass diese ebenfalls im Gültigkeitsbereich der Gleichungen 3.64, 3.65 und 3.66 liegen.
9. Es folgt als Berechnungsausgabe $d_{SI} = 2,3812$ m sowie $U_{px,SI,STC} \approx 815,62$ kV; $d_{LI} = 1,6779$ m sowie $U_{px,LI,STC} \approx 866,21$ kV und $d_{CFT} = 2,5253$ m sowie $U_{px,CFT,STC} \approx 806,94$ kV.

Überprüfung mittels Durchführung einer Klimakorrektur der Spannungen U_{px} unter der Annahme $L = d$ und abschließender Abstandsberechnung

- Es gilt unverändert (siehe Schritt 2) $U_{px,SI} = U_{px,LI} = U_{px,CFT} = 750,75$ kV
 - Mit $f_{px,LI} \approx 1,0399$ und $f_{px,SI} = f_{px,CFT} \approx 1,0832$, (siehe Schritt 3) folgt entsprechend $U_{50,LI} \approx 780,7300$ kV und $U_{50,SI} = U_{50,CFT} \approx 813,2041$ kV.
 - Die Angaben für $\delta_t \approx 0,8278$ und $k \approx 1,0470$ gemäß Schritt 5 bleiben unverändert bestehen.
 - Die Berechnung von g_t und die resultierende Klimakorrektur erfolgt nun jeweils mit auf vier Stellen gerundete Werte, wodurch sich marginale Abweichungen der abschließend auf zwei Stellen gerundeten korrigierten Prüfspannung ergeben.
 - Mit $L_{SI} = d_{SI} = 2,3812$ m folgt $g_{t,SI} \approx 0,7881$, es folgt $m_{t,SI} \approx 0,5793$, $w_{t,SI} \approx 0,5793$, sodass sich $K_{t,SI} \approx 0,9205$ ergibt. Hieraus folgt: $U_{px,SI,STC} \approx 815,59$ kV
 - Mit $L_{LI} = d_{LI} = 1,6779$ m folgt $g_{t,LI} \approx 1,0737$, es folgt $m_{t,SI} = 1$, $w_{t,SI} = 1$, sodass sich $K_{t,SI} \approx 0,8667$ ergibt. Hieraus folgt: $U_{px,LI,STC} \approx 866,22$ kV
 - Mit $L_{CFT} = d_{CFT} = 2,5253$ m folgt $g_{t,CFT} \approx 0,7431$, es folgt $m_{t,SI} \approx 0,5045$, $w_{t,SI} = 0,5045$, sodass sich $K_{t,SI} \approx 0,9304$ ergibt. Hieraus folgt: $U_{px,CFT,STC} \approx 806,91$ kV
- ⇒ Die Überführung der Spannungen U_{px} mit der Klimakorrektur unter der Annahme $L = d$ liefert vergleichbare Werte, welche aufgrund von Rundungsdifferenzen bzw. numerischen Effekten zu minimalen Fehlern ($\ll 0,1\%$) führt. Hierdurch wird die Gültigkeit der durchgeführten Klimakorrektur bestätigt.

- Die folgende Abstandsberechnung nutzt zunächst die Beziehungen nach Gleichung 4.4 zur Bestimmung der zugehörigen Spannung $U_{50,RP}$. Hierbei gilt $U_{px,SI,STC} \approx 815,62$ kV, $U_{px,LI,STC} \approx 866,21$ kV und $U_{px,CFT,STC} \approx 806,94$ kV.
 - Für SI folgt mit $K_G = K = 1,05$, $f_{pxc,SI} \approx 1,0832$ (siehe Schritt 3): $U_{50,RP} \approx 841,4091$ kV, woraus $d_{SI} \approx 2,3808$ m folgt.
 - Für LI folgt mit $K_G = 1,013$, $f_{pxc,LI} \approx 1,0399$ (siehe Schritt 3): $U_{50,RP} \approx 889,212$ kV, woraus $d_{LI} \approx 1,6778$ m folgt.
 - Für CFT folgt mit $K_G = K = 1,05$, $f_{pxc,CFT} \approx 1,0832$ (siehe Schritt 3): $U_{50,RP} \approx 832,4547$ kV, woraus $d_{CFT} \approx 2,5249$ m folgt.
- ⇒ Die Abstandsberechnung auf Basis von $U_{px,STC}$ liefert vergleichbare Werte, welche lediglich aufgrund von Rundungsdifferenzen bzw. numerischen Effekten zu minimalen Fehlern ($\ll 0,1$ %) führt. Hierdurch wird die Gültigkeit der durchgeführten Abstandsberechnung bestätigt.

Die Berechnungsprüfung fällt in beiden Fällen positiv aus, sodass die Verzahnung der methodenbasierten Schlagweitenberechnung und damit einhergehenden klimatischen Korrektur der Auslegungsspannungen exemplarisch gezeigt wurde.

Im vorliegenden Beispiel würde nun der maximal erforderliche Abstand d_{CFT} , da $d_{CFT} > d_{SI} > d_{LI}$ gewählt werden, um die aus Simulationen erhaltenen Überspannungen (unter Berücksichtigung von K_{cd} und K_s) sicher zu beherrschen. Da nun der geometrische Abstand zur Anlagenrealisierung festgelegt ist $d = 2,5253$ m, ist in der praktischen Anwendung das folgende weitere Vorgehen denkbar:

- Aufrundung der bestimmten Maximallänge auf „praktische Werte“ (vgl. Abbildung 2.1), z. B. auf $d = 2,6$ m.
- Abschließende Durchführung der klimatischen Korrektur von U_{px} auf $U_{px,STC}$ unter Berücksichtigung $L = d = 2,6$ m, hieraus folgt: $U_{px,SI,STC} \approx 803,03$ kV, $U_{px,LI,STC} \approx 797,99$ kV und $U_{px,LI,STC} \approx 803,03$ kV und prüftechnischer Nachweis bei Komponenten für die $L = 2,6$ m gilt.
 - In diesem Schritt wird die Auswirkung einer Abstandsvergrößerung im Rahmen der Klimakorrektur sichtbar; Aufgrund der Abstandsvergrößerung sinken nun die geforderten $U_{px,STC}$ ab. Hieraus wird deutlich, dass die obig berechneten klimatisch korrigierten Auslegungsspannungen fest mit dem gewählten minimalen Entladungsweg verknüpft sind. Daher ist lediglich die Angabe der klimatisch korrigierten Auslegungsspannung in Kombination mit dem minimalen Entladungsweg aussagekräftig.
 - Soll z. B. im Zuge von Laboruntersuchungen die Eignung von Komponenten mit einem kürzeren minimalen Entladungsweg nachgewiesen werden, so ist die erforderliche Korrektur von U_{px} zu $U_{px,STC}$ unter Berücksichtigung des tatsächlich vorliegenden

minimalen Entladungswegs der Komponente, des gewählten Auslegungskriteriums n_z und f_{pxc} (siehe Schritt 3) zur Bestimmung von U_{50} und der klimatischen Rahmenbedingungen (siehe Schritt 4) durchzuführen. Der Nachweis mit den obig formulierten exemplarischen Spannungen ($U_{px,STC}$) ist in diesem Fall unzureichend, da diese lediglich für die berechneten Abstände gültig sind. Sollten Laborwerte für c vorliegen, so ist f_{pxc} anpassbar einer transparenten Berücksichtigung des Auslegungskriteriums, wird jedoch durch Berücksichtigung von n_z weiterhin Rechnung getragen.

A.6.3 Nichtlinearität der Berechnungsmethodik

Die exemplarische Analyse hinsichtlich der Nichtlinearität der Berechnungsmethodik erfolgt unter Betrachtung der zunächst linear erscheinenden Berechnungsergebnisse in Abbildung 4.3b. Auf Basis dieser Daten lässt sich dennoch ein nichtlinearer Einfluss zeigen. Werden für diese Szenarien auf Basis einer Steigungsanalyse (Lineares Curve Fitting an die Daten zur Abbildung eines $d(T_C)$ Zusammenhangs) die Einflüsse der gewählten Anzahl an Standardabweichungen betrachtet, so lässt sich ein Anstieg der Steigung m der approximierten Geraden für steigende n_z für alle Impulsarten feststellen. Exemplarisch lässt sich dieser Steigungsanstieg dadurch zeigen, dass die Differenz für $d_{LI}(n_z = 5) - d_{LI}(n_z = 2) = 0,159$ m bei $T_C = 20$ °C auf $d_{LI}(n_z = 5) - d_{LI}(n_z = 2) = 0,179$ m bei $T_C = 60$ °C anwächst (Vergrößerung der Differenz um ca. 12,6 %). Für SI folgt $d_{SI}(n_z = 5) - d_{SI}(n_z = 2) = 1,132$ m bei $T_C = 20$ °C und $d_{SI}(n_z = 5) - d_{SI}(n_z = 2) = 1,144$ m bei $T_C = 60$ °C (Vergrößerung der Differenz um lediglich ca. 1,1 %). Die Steigungszunahme in Abhängigkeit von n_z ist insofern nicht verwunderlich, da für d eine grundsätzliche Abhängigkeit von n_z durch den Parameter f_{pxc} gegeben ist (vgl. Berechnungen für d_v in Abbildung 4.2). Dennoch zeigt sich ein deutlicher Unterschied im Hinblick auf die Differenzvergrößerung und des damit assoziierten Anstiegs der Ausgleichgeradensteigung für die verschiedenen Impulsformen.

Für LI zeigt sich, dass für die Verhältnisse über den betrachteten Temperaturbereich $\frac{d_{LI}(n_z=4)}{d_{LI}(n_z=2)} = \frac{f_{pxc}(n_z=4)}{f_{pxc}(n_z=2)}$ bzw. $\frac{d_{LI}(n_z=5)}{d_{LI}(n_z=2)} = \frac{f_{pxc}(n_z=5)}{f_{pxc}(n_z=2)}$ gilt. Dieser Zusammenhang ist mit der Abstandsberechnung für LI im Einklang (vgl. Berechnung in Abbildung 4.2), aus welcher $d_v \propto f_{pxc}/K_i$ folgt. Aus den angegebenen Verhältnissen folgt daher, dass sich im betrachteten Fall zwar eine Funktion $K_i(T)$ einstellt, diese jedoch nicht von n_z abhängig ist. Daher gilt für diese Fälle, dass bei einer Veränderung von U_{50} im Rahmen der Klimakorrektur, bedingt durch $f_{pxc}(n_z)$ in der Berechnung von g , im selben relativen Ausmaß eine Auswirkung auf den erforderlichen Elektrodenabstand folgt. Mit Bezugnahme auf die durchgeführte Steigungsanalyse folgt im vorliegenden Fall für das Verhältnis $\frac{m(n_z=4)}{m(n_z=2)} = \frac{f_{pxc}(n_z=4)}{f_{pxc}(n_z=2)}$ bei LI, analog gilt dieser Zusammenhang ebenfalls für die Verhältnisbildung bei $n_z = 2$ und $n_z = 5$.

Dieser Zusammenhang ist für SI und CFT nicht gegeben, da diese nichtlinearen Zusammenhängen der Abstandsberechnung gehorchen. Es wird zwar weiterhin (aufgrund des dominierenden Einflusses von n_z auf m) ein Steigungsanstieg bei der Analyse der Ausgleichsgeraden beobachtet, dieser bleibt jedoch deutlich hinter den Erwartungswerten zurück, sofern ähnlich wie beim LI eine Unabhängigkeit von n_z und K_i angenommen würde. Die Analyse dieses Effekts lässt sich ebenfalls wie für LI mit Steigungen führen, ist jedoch anschaulicher, sofern auf die Ergebnisse für den Abstand

d zurückgegriffen wird, da hierdurch unmittelbar der Brückenschlag zur Nichtlinearität der Abstandsberechnung gelingt, welche verantwortlich für die betrachteten Einflüsse ist. Wird auf Basis der Abstandsberechnung (vgl. Abbildung 4.2) für SI $d_{SI} \propto (f_{pxc}/K_t)^{10/6}$ konstatiert, so folgt für das Verhältnis $\frac{d_{SI}(n_z=4)}{d_{SI}(n_z=2)} \propto \left(\frac{f_{pxc}(n_z=4)}{f_{pxc}(n_z=2)} \frac{K_t(n_z=2)}{K_t(n_z=4)} \right)^{10/6}$, analog für $\frac{d_{SI}(n_z=5)}{d_{SI}(n_z=2)}$. Unter der Annahme, dass zunächst, wie für LI beobachtet, angenommen werden darf, dass K_t unabhängig von n_z ist, müsste ein konstantes Verhältnis $\frac{d_{SI}(n_z=4)}{d_{SI}(n_z=2)} = \left(\frac{f_{pxc}(n_z=4)}{f_{pxc}(n_z=2)} \right)^{10/6}$ folgen. Diese Annahme ist jedoch einzig für $T_C = T_{STC}$ erfüllt; woraus folgt, dass die Annahmen $\frac{K_t(n_z=2)}{K_t(n_z=4)} = \text{const}$ und $\frac{K_t(n_z=2)}{K_t(n_z=5)} = \text{const}$ nicht erfüllt sind. Da sich für das Verhältnis $\frac{d(n_z=4)}{d(n_z=2)}$ bzw. $\frac{d_{SI}(n_z=5)}{d_{SI}(n_z=2)}$ ein mit zunehmender Temperatur abnehmender Wert ergibt, liegt ein sich einstellender Einfluss von n_z auf K_t aufgrund der gewählten Abstandsberechnung innerhalb der Berechnungsmethode MeSukKA vor. Zwar gilt auch hier (vergleichbar zu LI) $K_t(T)$; dennoch wird für SI beobachtet, dass $K_t(n_z = 4) > K_t(n_z = 2), T > T_{STC}$ und $K_t(n_z = 5) > K_t(n_z = 2), T > T_{STC}$. Ähnliche Beobachtungen finden sich auch für CFT, hier gilt ebenfalls $K_t(n_z = 4) > K_t(n_z = 2), T > T_{STC}$ und $K_t(n_z = 5) > K_t(n_z = 2), T > T_{STC}$. Somit nehmen die Differenzen $d_{SI}(n_z = [4;5]) - d_{SI}(n_z = 2)$ bzw. $d_{CFT}(n_z = [4;5]) - d_{CFT}(n_z = 2)$ zwischen $T_C = 20 \text{ }^\circ\text{C}$ und $T_C = 60 \text{ }^\circ\text{C}$ zwar zu, werden jedoch aufgrund des erwachsenden $K_t(n_z)$ und der damit verknüpften Abstandsberechnung, gegenüber ihrem theoretisch zu erwartenden Wert reduziert.

A.7 Prüfkörperherstellung, Lagerung, Vorbereitungen und Kontaktierung des Prüflings

Im Folgenden finden sich Angaben zur Prüfkörperherstellung und Lagerung (Abschnitt A.7.1) sowie zur Vorbereitung der Elektrodenanordnung (Abschnitt A.7.2). Insbesondere unter Berücksichtigung von Abschnitt 2.2.5 werden hierdurch die gemessenen scheinbaren Leitfähigkeiten im erheblichen Maße beeinflusst.

A.7.1 Prüfkörperherstellung und Lagerung

Die im Rahmen der vorliegenden Arbeit genutzten Prüfkörper werden seitens der Südkabel GmbH zur Verfügung gestellt und gefertigt. Hierbei sind die folgenden Herstellungsparameter bekannt (vgl. [K3, M1]).

VPE

Bei dem genutzten VPE handelt es sich um kommerziell verfügbares Material für DC-Anwendungen. Das Ausgangsmaterial bildet LDPE-Granulat mit Dicumylperoxid (DCP) zur Vernetzung (PE-Xa, siehe Abschnitt 3.1.2). Von diesem Material wird eine definierte Gewichtsmenge in ein zur Plattenfertigung realisiertes Druckgusswerkzeug aus thermisch beständigem Stahl eingebracht. Zur Gewährleistung einer möglichst idealen Oberflächenbeschaffenheit werden Schutz- respektive Trennfolien aus BoPET ober- und unterhalb des Granulats verwendet (siehe Diskussion 2.2.5 sowie Untersuchungen hinsichtlich des Einflusses auf die Leitfähigkeit bei selbigen Materialien in [175]). Nach Einbringung des befüllten Druckgusswerkzeugs in eine hydraulische Presse wird zunächst eine Aufwärmphase eingeleitet bis 130 °C erreicht sind. Diese Temperatur wird 10 Minuten zur Aufschmelzung des Granulats beibehalten bevor eine weitere Aufheizphase von 20 Minuten zur Erzielung von 180 °C gestartet wird. Die Vernetzung erfolgt nun bei 180 °C und einem Druck von 250 bar für weitere 20 Minuten, bevor eine nachfolgende Kühlphase von fünf Minuten Dauer eingeleitet wird.

Nach Ausbringung der Plattenprüfkörper aus dem Fertigungswerkzeug erfolgt eine thermische Nachbehandlung der Prüfkörper für 24 Stunden bei 80 °C um den Anteil niedermolekularer Spaltprodukte/Restbestandteile, auch als peroxidische Zersetzungsprodukte (PDP) bezeichnet, zu reduzieren (siehe Abschnitt 3.1.2).

Bei Eingang der Prüfkörper am Lehrstuhl für Hochspannungstechnik der TU Dortmund werden diese hinsichtlich der Prüfkörperdicke mehreren Dickenmessungen²¹⁵ unterzogen, mit Aluminiumfolie umschlagen und zur Aufbewahrung in luftdichte, lebensmittelechte Aufbewahrungsbeutel aus PE eingebracht. Die Lagerung erfolgt bei Raumtemperatur. Der Nominaldurchmesser der runden Probekörper beträgt ca. 175 mm. Die Prüfkörperhandhabung erfolgte ausschließlich mit Laborhandschuhen.

²¹⁵ Manuelles Schichtdickenmessgerät der Firma Hahn und Kolb.

Silikonelastomere

Es werden drei verschiedene Silikonelastomere betrachtet. Hierbei handelt es sich um ein RTV-(2)-add. und um zwei LSR-(2)-add. Silikone (vgl. Abschnitt 3.1.3), die ebenfalls kommerziell verfügbar sind. Das RTV-Material findet Anwendung in Mittelspannungskomponenten und verfügt über ein Mischungsverhältnis von 1:9. Eines der LSR-Materialien wird in HDÜ-Kabelgarnituren bis zu Betriebsspannungen von 550 kV eingesetzt, wohingegen für das weitere LSR-Material zum gegenwärtigen Zeitpunkt und Wissensstand noch nicht in kommerziell verfügbaren Hochspannungsanwendungen zum Einsatz kommt. Beide LSR-Materialien verfügen über ein Mischungsverhältnis von 1:1.

Die Herstellung der rechteckförmigen Silikonprüfkörper mit einer Kantenlänge von ca. 200 x 200 mm erfolgt über ein Gießverfahren. Die zugehörigen Mischungsverhältnisse und Nominalstärken werden durch Einbringung definierter Gewichtsmengen in das metallische Fertigungswerkzeug gewährleistet, welches zusätzlich einen Abstandshalter in Nominalstärke aufweist. Zur Gewährleistung einer möglichst idealen Oberflächenbeschaffenheit werden Glasplatten ober- und unterhalb des Rohmaterials verwendet. Unter definiertem Druck erfolgt die Vernetzung bei Zeitdauern zwischen 30 und 60 Minuten, wobei für die LSR-Materialien die Vernetzung bei 120 °C und für das RTV-Material bei 100 °C erfolgt.

Für das noch nicht in Hochspannungsanwendungen zum Einsatz kommende Material gilt, dass die Vernetzungsdauer 60 min beträgt und gleichzeitig eine zu 60 Tonnen äquivalente Kraft auf das Fertigungswerkzeug einwirkt. Im Anschluss folgt für dieses Material eine thermische Nachbehandlung bei 180 °C für 60 Minuten zur Gewährleistung des Abschlusses der Vernetzungsreaktionen.

Bei Eingang der Prüfkörper am Lehrstuhl für Hochspannungstechnik der TU Dortmund werden diese hinsichtlich der Prüfkörperdicke mehreren Dickenmessungen²¹⁶ unterzogen, mit Aluminiumfolie umschlagen und zur Aufbewahrung in luftdichte, lebensmittelechte Aufbewahrungsbeutel aus PE eingebracht. Die Lagerung erfolgt bei Raumtemperatur. Die Prüfkörperhandhabung erfolgt ausschließlich mit Laborhandschuhen.

A.7.2 Vorbereitung der Elektrodenanordnung und Kontaktierung des Prüflings

Vor jeder Messung wird die Elektrodenanordnung unter Verwendung einer Politurpaste aufbereitet, dies erfolgt zunächst unter Verwendung eines Baumwolltuchs und abschließend mittels Mikrofasertuch. Im nachfolgenden Schritt erfolgt zunächst eine Reinigung unter Einsatz von Aceton (99,5 %) und eine abschließende Reinigung mittels Isopropanol (99,9 %). Der Einsatz der Elektrodenanordnung erfolgt nach einer abschließenden Trocknungsphase. Eine exemplarische Bestimmung der Oberflächenrauigkeit der Elektrodenanordnung findet sich in Abbildung 5.3. Die Vorbereitung der Elektrodenanordnung und die anschließende Einbringung des Prüfkörpers erfolgt ausschließlich mit Laborhandschuhen.

²¹⁶ Manuelles Schichtdickenmessgerät der Firma Hahn und Kolb.

Sofern nicht anders angegeben erfolgt die Kontaktierung des Prüflings ohne zusätzliche Hilfsstoffe und Hilfsmittel, sodass der elektrische Kontakt durch die aufgelegten Elektroden erfolgt. Der Einsatz aufgelegter Elektroden wird für flexible und komprimierbare Werkstoffe in [110] thematisiert, und die Adhäsion in [157] lediglich bei Elastomerwerkstoffen für „dicke“ Metallelektroden positiv eingeschätzt. Das Gewicht der Hochspannungselektrode inkl. der Tragekonstruktion beträgt 3,74 kg, sodass eine Druckapplikation von 4,86 kPa folgt (vgl. Abschnitt 5.1.2). Auf den Einsatz von Kontakthilfsmitteln wird (ohne besondere Angabe) verzichtet. Zwar können aufgrund der Oberflächenbeschaffenheit von Elektrode und Prüfkörper Koronaentladungen begünstigt werden und gemäß [157] zu Messfehlern führen, jedoch können bei Einsatz von Sprüh- oder Farbelektroden, verschmolzener Elektroden, halbleitfähiger Polymere oder Dünnschichtmetallisierungen etc. Materialveränderung (siehe Abschnitte 2.2.3, 3.1.3) resultieren, welche die scheinbare Leitfähigkeit beeinflussen (siehe ebenfalls Abschnitt 5.5.2).

Die Möglichkeit der Nutzung von Dünnschichtmetallisierung (z. B. der Physikalischen Gasphasenabscheidung (PVD)) zur Prüflingskontaktierung wird z. B. orientierend in [M1, S-MA1] untersucht und zeigt sich grundsätzlich positiv. Eine Diskussion hinsichtlich der mit dieser Kontaktierungsart verknüpften Risiken der Oberflächenoxidation ist in Abschnitt 5.5.1 adressiert.

A.8 Ergänzende Tabellen

q_p					q_{50}				
$n \downarrow z \rightarrow$	F-150	K-150	K-100	K-50	$n \downarrow z \rightarrow$	F-150	K-150	K-100	K-50
F-150	1	41,25	29,46	18,21	F-150	1	12,12	11,09	10,99
K-150	0,02	1	0,71	0,44	K-150	0,08	1	0,92	0,91
K-100	0,03	1,4	1	0,62	K-100	0,09	1,09	1	0,99
K-50	0,05	2,26	1,62	1	K-50	0,09	1,10	1,01	1
$q_{A,eval}$					$q_{A,\infty}$				
$n \downarrow z \rightarrow$	F-150	K-150	K-100	K-50	$n \downarrow z \rightarrow$	F-150	K-150	K-100	K-50
F-150	1	0,95	0,95	0,95	F-150	1	9,68	8,84	8,71
K-150	1,05	1	1	1	K-150	0,1	1	0,91	0,90
K-100	1,05	1	1	1	K-100	0,11	1,09	1	0,99
K-50	1,05	1	1	1	K-50	0,11	1,11	1,01	1

Tabelle A.5: Bewertungsergebnisse hinsichtlich des Einflusses der Übertragungstechnologie und Übertragungslänge bei Anwendung der Methoden für den Zeitbereich $t_{flt} \leq t \leq t_{sim,max}$ und $t_{eval} = t_{flt} + 40$ ms. Daten vgl. [Z2].

Messbereich	kleinster Wert	Auflösung	Fehler in % vom Messwert + Offset
20 pA	0,50 pA	0,01 pA	0,3 + 500 fA
200 pA	19,8 pA	0,1 pA	0,2 + 0,3 pA
2 nA	0,198 nA	1 pA	0,2 + 2 pA
20 nA	1,98 nA	10 pA	0,2 + 20 pA
200 nA	19,8 nA	100 pA	0,2 + 200 pA
2 μ A	0,198 μ A	1 nA	0,2 + 2 nA
20 μ A	1,98 μ A	10 nA	0,2 + 20 nA
200 μ A	19,8 μ A	100 nA	0,2 + 200 nA
2 mA	0,198 mA	1 μ A	0,2 + 2 μ A
20 mA	1,98 mA	10 μ A	0,2 + 20 μ A

Tabelle A.6: Messbereiche und Messfehler beim Einsatz des Sefelec M 1500 P gemäß [148].

Messbereich	Genauigkeit der Messung \pm (Fehler in % vom Messwert + Offset)	gewählte Auflösung		
		6,5 d Auflösung im Bereich	5,5 d Auflösung im Bereich	3,5d Auflösung im Bereich
20 pA	1 + 3 fA	10 aA	100 aA	10 000 aA
200 pA	1 + 5 fA	100 aA	1 000 aA	100 000 aA
2 nA	0,2 + 300 fA	1 fA	10 fA	1 000 fA
20 nA	0,2 + 500 fA	10 fA	100 fA	10 000 fA
200 nA	0,2 + 5 pA	100 fA	1 000 fA	100 000 fA
2 μ A	0,1 + 100 pA	1 pA	10 pA	1 000 pA
20 μ A	0,1 + 500 pA	10 pA	100 pA	10 000 pA
200 μ A	0,1 + 5 nA	100 pA	1 000 pA	100 000 pA
2 mA	0,1 + 100 nA	1 nA	10 nA	1 000 nA
20 mA	0,1 + 500 nA	10 nA	100 nA	10 000 nA

Tabelle A.7: Messbereiche, Fehler und berechnete Auflösungen beim Einsatz des Keithley 6517B (Berechnung und Angaben auf Basis von [297]) bei Verwendung eines vorherigen Nullabgleiches, Integrationszeit 1 PLC, aktivierter Medianfilter über 10 Messwerte. Zusätzliche Temperatureinflüsse siehe: [297].

	LSR_{HVAC}	$LSR_{n. HV}$	RTV_{MV}
$h_{T,min}$ in μm	446	407	415
$h_{T,max}$ in μm	602	537	492
$h_{T,mean}$ in μm	515,00	458,17	445,67
s_T in μm	51,68	44,80	23,91

Tabelle A.8: Analyse der Prüfkörperhöhe für die in Abschnitt 5.5.2 vorgestellten indikativen Materialvergleiche von Silikonelastomeren.

A.9 Ergänzende Abbildungen

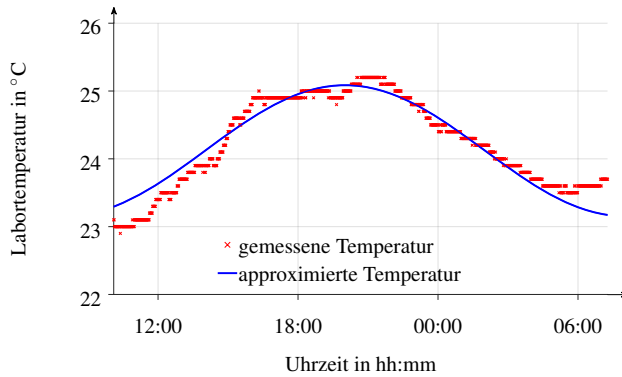
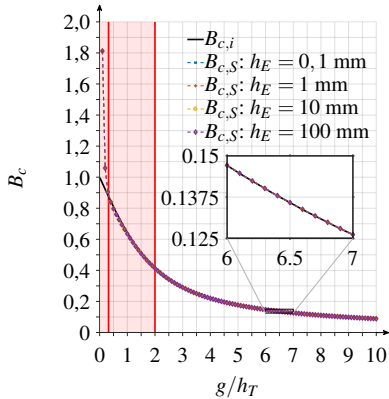
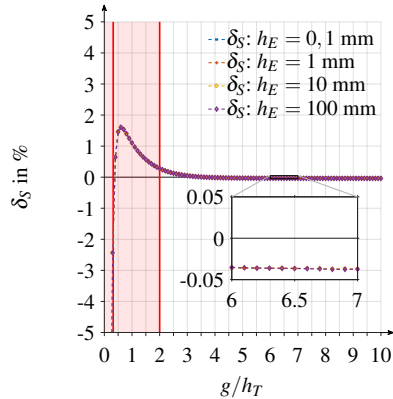


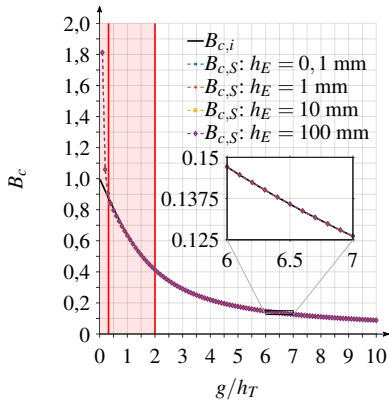
Abbildung A.1: Approximation des Temperaturverlaufs (Messungsbeginn: 19.06.2016 - 10:00 Uhr) einer gemessenen Labortemperatur unter Verwendung einer Sinus-Funktion (RMSE=0,1953, Details: [K5]). Darstellung vgl. [K5].



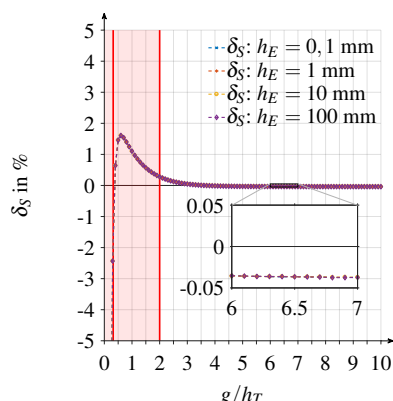
a) Vergleich der analytischen und numerischen Bestimmung von B_c für M_{iii} .



b) Simulationsabweichung δ_S für M_{iii} .



c) Vergleich der analytischen und numerischen Bestimmung von B_c für $M_{B,iii}$.



d) Simulationsabweichung δ_S für $M_{B,iii}$.

Abbildung A.2: Vergleich der analytischen und numerischen Bestimmung (Gleichung 5.28) von B_c sowie Bestimmung der Simulationsabweichung δ_S (Gleichung 5.29) bei Variation der Elektrodenhöhe $h_E = [0; 1; 1; 10; 100]$ mm. Gültigkeitseinschränkungen gemäß Tabelle 5.4 sind in rot visualisiert.

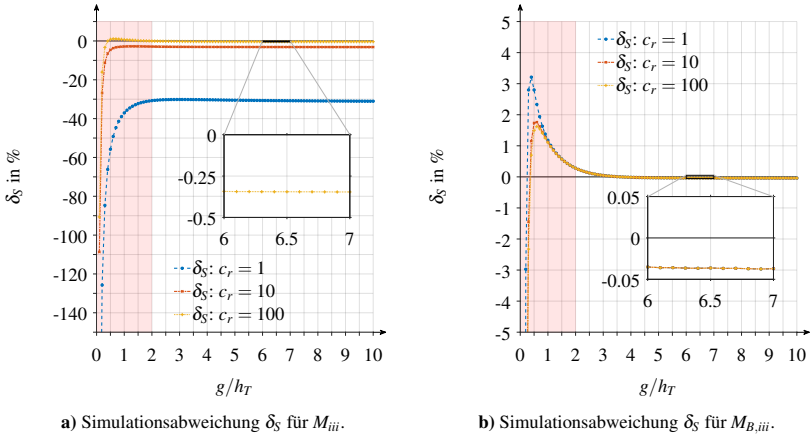


Abbildung A.3: Bestimmung der Simulationsabweichung δ_S (Gleichung 5.29) unter Verwendung der vorgestellten Vernetzungsmethodik (vgl. Abbildung 5.17b) bei Variation der Umgebungsleitfähigkeit mittels $c_r = \frac{\kappa_T}{\kappa_U}$ (Gleichung 5.32). Gültigkeitseinschränkungen gemäß Tabelle 5.4 sind in rot visualisiert.

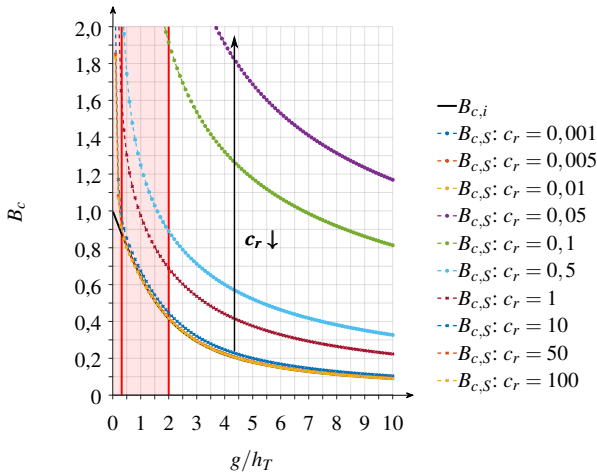


Abbildung A.4: Simulationsergebnisse für den Einfluss des Parameters c_r bei Anwendung mittels $c_r = \frac{\kappa_T}{\kappa_U}$ und $c_r = \frac{\kappa_T}{\kappa_G}$ gemäß Gleichungen 5.32 und 5.36 auf die zu berücksichtigende Feldverzerrungskorrektur in Schutzringanordnungen gemäß Gleichung 5.28 bei M_{iii} . Weitere Parameter gemäß Tabelle 5.2. Gültigkeitseinschränkungen gemäß Tabelle 5.4 sind in rot visualisiert.

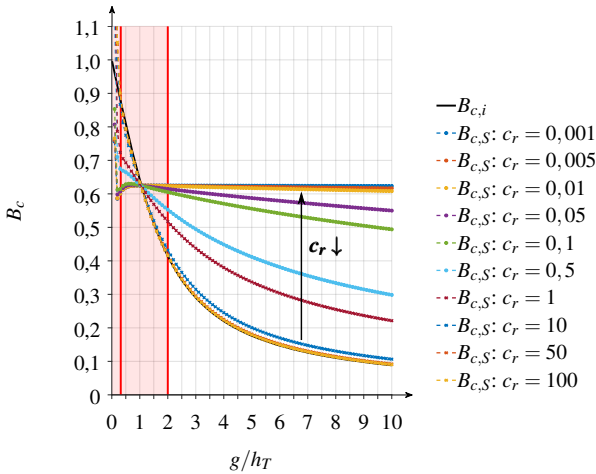


Abbildung A.5: Simulationsergebnisse für den Einfluss des Parameters c_r bei Anwendung mittels $c_r = \frac{\kappa_L}{\kappa_U}$ und $c_r = \frac{\kappa_L}{\kappa_G}$ gemäß Gleichungen 5.32 und 5.36 auf die zu berücksichtigende Feldverzerrungskorrektur in Schutzringanordnungen gemäß Gleichung 5.28 bei $M_{B,iii}$. Insbesondere gilt: $h_E = 0,1$ mm und $h_I = 6$ mm, weitere Parameter gemäß Tabelle 5.2. Gültigkeitseinschränkungen gemäß Tabelle 5.4 sind in rot visualisiert.

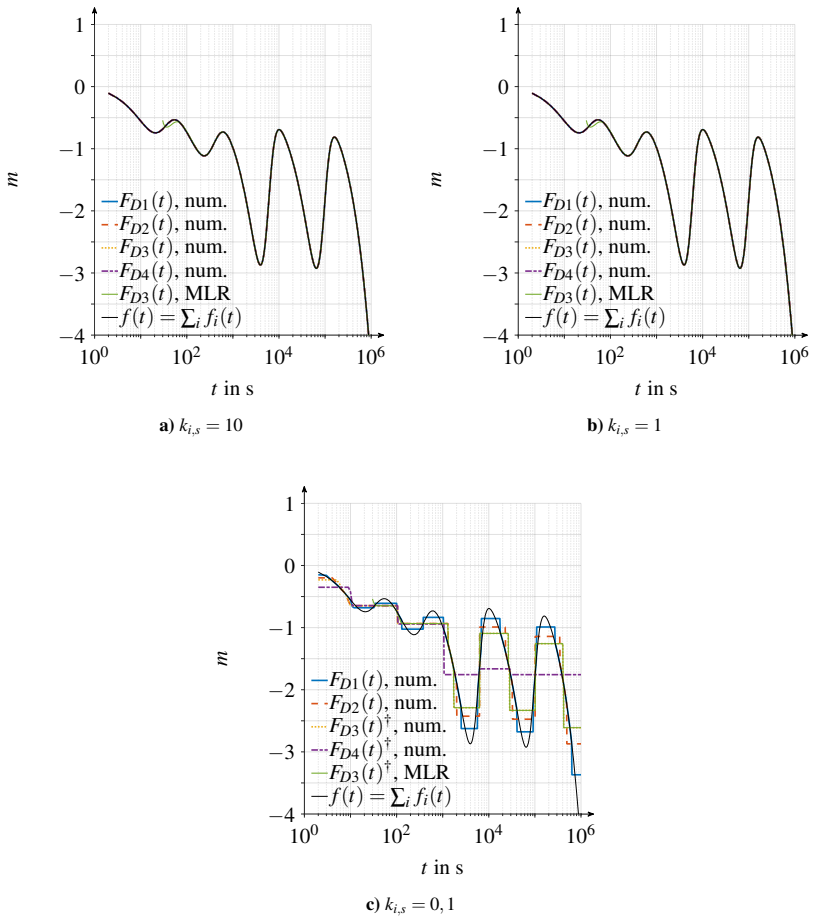


Abbildung A.6: Lösungen der linearen Trendfilterung („quadprog“, Einstellungen gemäß Abschnitt A.10.3) mit anschließender Steigungsanalyse bei Betrachtung der dielektrischen Antwortfunktion auf Basis von DRT (vgl. Abbildung 3.9b) und der resultierenden „oszillierenden Steigung“, (vgl. auch Abbildung 5.39).

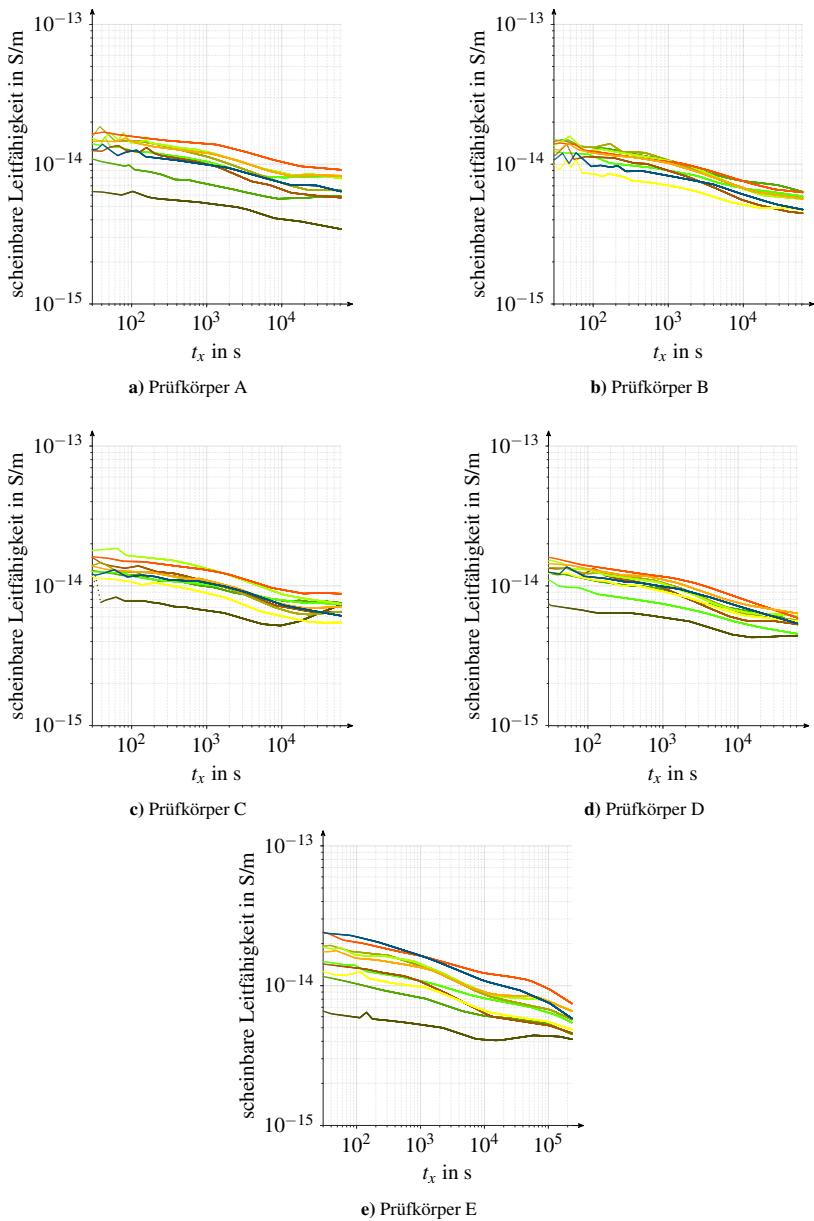


Abbildung A.7: Ergebnisse der linearen Trendfilterung ($k_{i,s} = 0,1$; $p_i = 1 \cdot 10^{-3}$ vgl. Abschnitt 5.4.3) der scheinbaren Leitfähigkeit eines $LSR_{n, HV}$ bei $T_S = 45$ °C und $E = 10$ kV/mm bei vorheriger Zeitbasenkorrektur (vgl. Abschnitt 5.4.1).

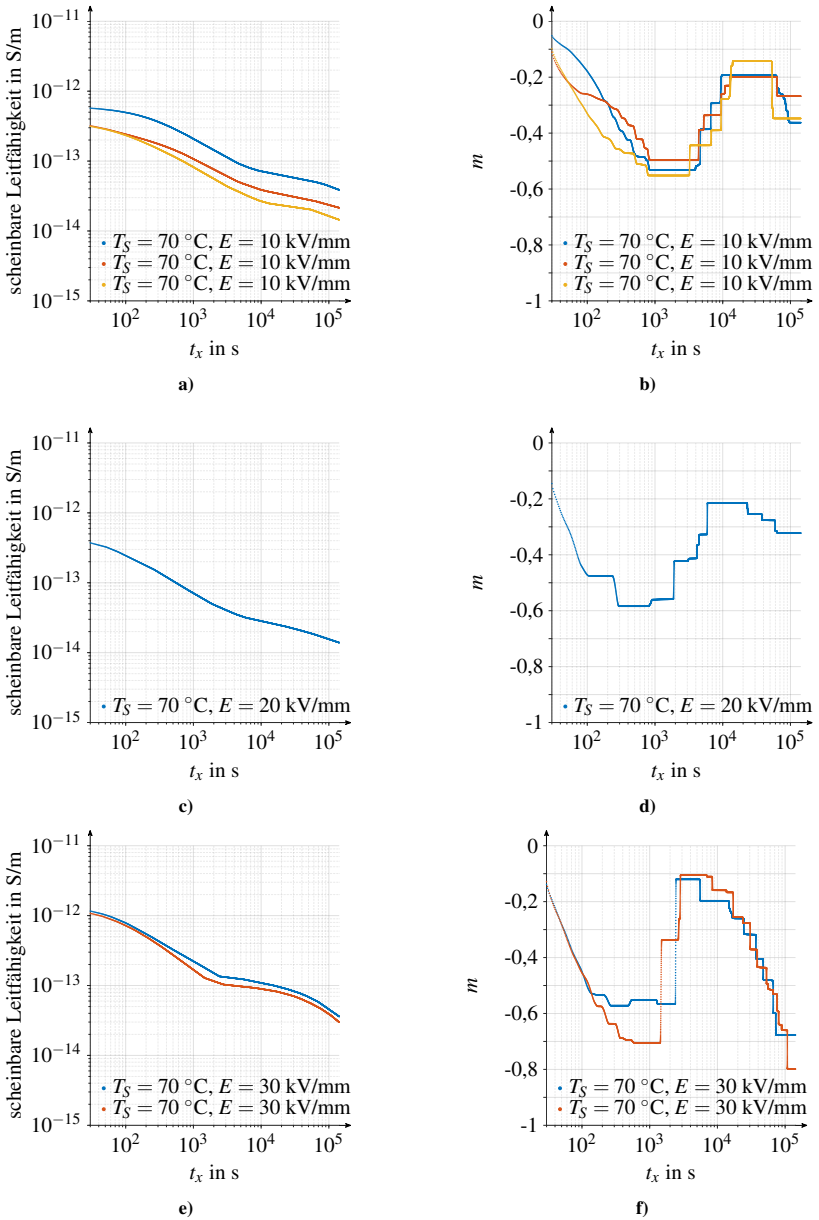


Abbildung A.8: Ergebnisse der linearen Trendfilterung ($k_{i,s} = 0,1$; $p_i = 1 \cdot 10^{-3}$ vgl. Abschnitt 5.4.3) der scheinbaren Leitfähigkeit eines VPE_{DC} bei $T_S = 70\text{ °C}$ bei vorheriger Zeitbasenkorrektur (vgl. Abschnitt 5.4.1). Die Steigungsermittlung erfolgt auf Basis der gefilterten Daten unter zusätzlicher Verwendung der MLR ($t_{w_i} = 59\text{ s}$, vgl. Abschnitt 5.4.2).

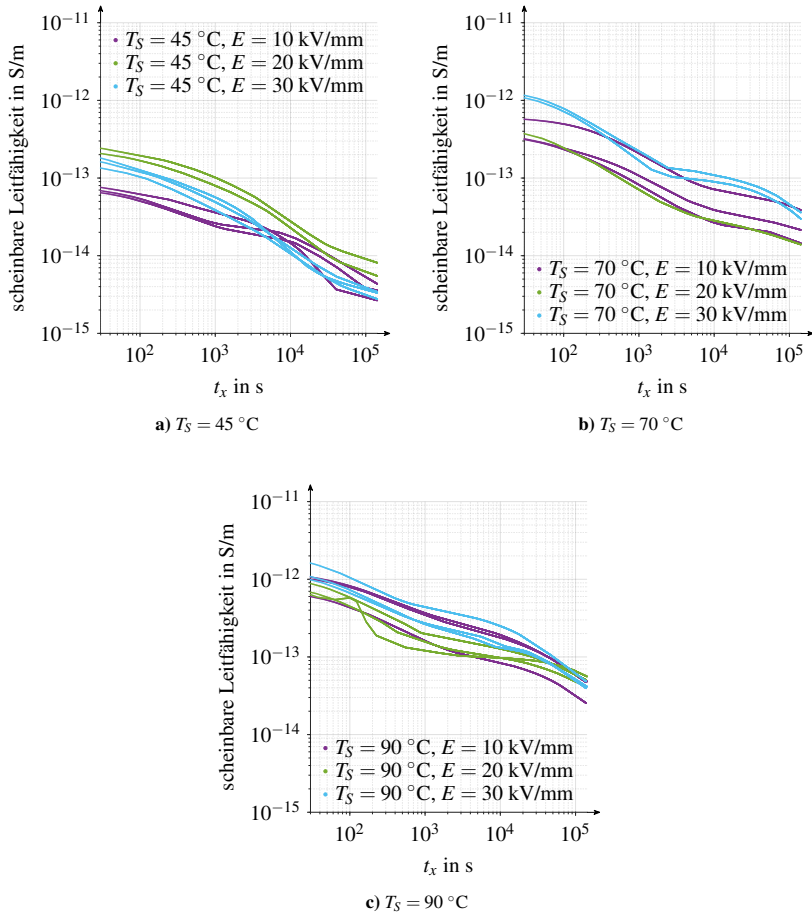


Abbildung A.9: Übersicht über den Einfluss der elektrischen Feldstärke $E = [10; 20; 30]$ kV/mm auf die scheinbare Leitfähigkeit eines VPE_{DC} für verschiedene Temperaturen $T_S = [45; 70; 90]$ °C. Datenaufbereitung unter Verwendung der linearen Trendfilterung ($k_{i,s} = 0,1$; $p_i = 1 \cdot 10^{-3}$ vgl. Abschnitt 5.4.3) bei vorheriger Zeitbasenkorrektur (vgl. Abschnitt 5.4.1).

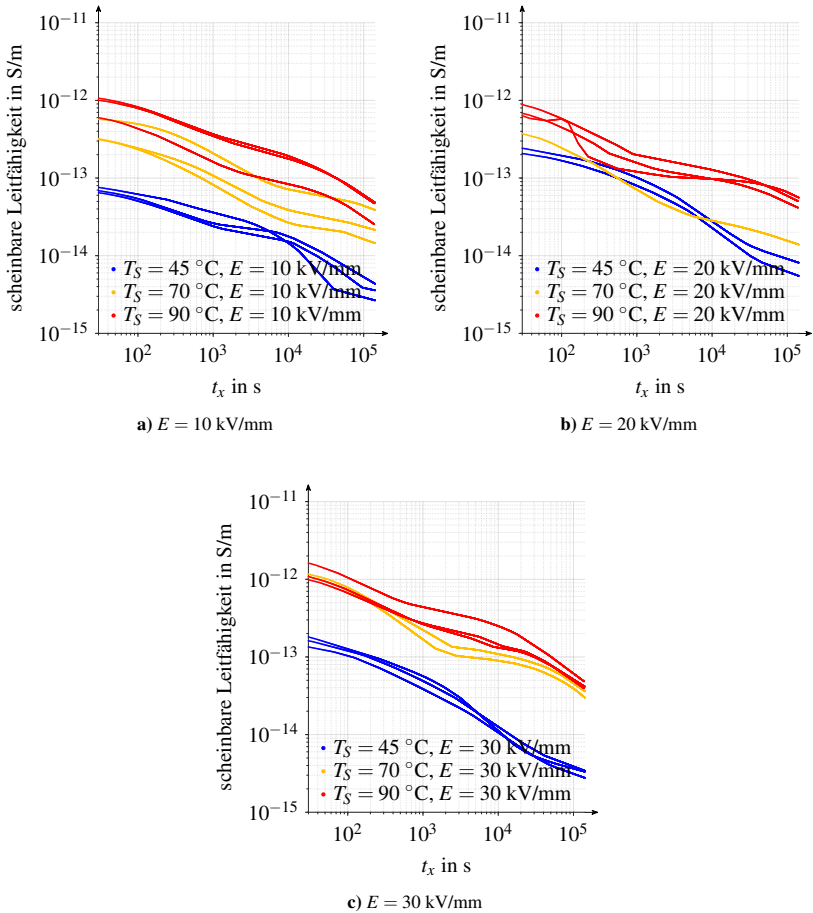


Abbildung A.10: Übersicht über den Einfluss der Temperatur $T_S = [45; 70; 90]$ °C auf die scheinbare Leitfähigkeit eines VPE_{DC} für verschiedene Feldstärken $E = [10; 20; 30]$ kV/mm. Datenaufbereitung unter Verwendung der linearen Trendfilterung ($k_{i,s} = 0, 1$; $p_i = 1 \cdot 10^{-3}$ vgl. Abschnitt 5.4.3) bei vorheriger Zeitbasenkorrektur (vgl. Abschnitt 5.4.1).

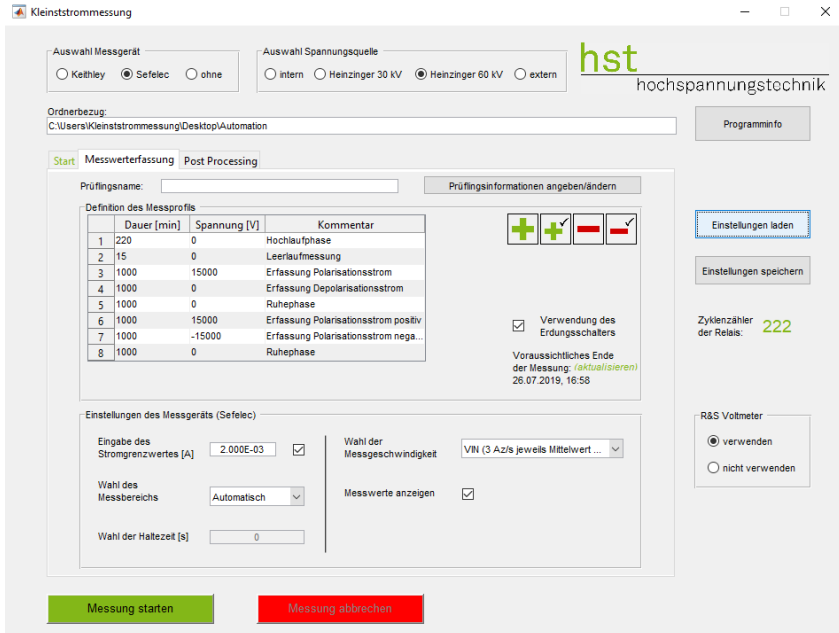


Abbildung A.11: Automatisierungs- und Dokumentationskonzept: Beispielhafte Konfiguration zur Realisierung von Polarisations- und Depolarisationsstrommessungen sowie zur Analyse von Polaritätswechselbeanspruchungen unter Verwendung des Sefelec Pikoamperemeters.

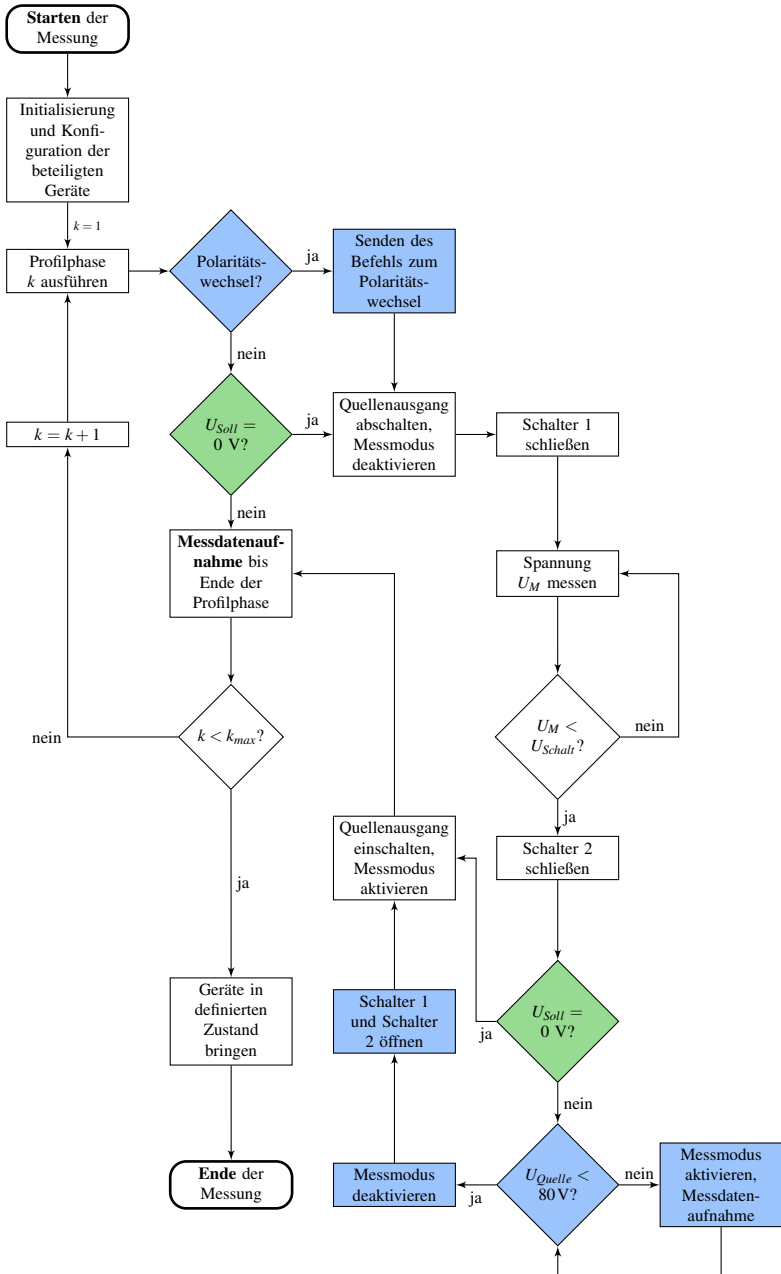


Abbildung A.12: Ablaufdiagramm der Programmcodestruktur der erweiterten Laborinfrastruktur gemäß Unterkapitel 5.6. Darstellung großteils übernommen aus [S-MA9].

A.10 MATLAB Funktionen

Ausgewählte MATLAB Funktionen und respektive Implementierungsausschnitte werden an dieser Stelle vorgestellt.

A.10.1 Korrekturfaktoren zur Durchführung der Flächenkorrektur in Schutzringanordnungen

Ein Vorschlag zur numerischen Lösung der impliziten Zusammenhänge zur Bestimmung von $B_{c,ii}$ auf Basis der Gleichungen 3.46 und 3.47 sowie zur Bestimmung von $B_{c,v}$ auf Basis nach Gleichungen 3.50 und 3.51 wird an dieser Stelle vorgestellt. Hierbei wird der jeweilige Wert von $B_{c,ii}$ mittels

```
function [B] = B_ii_x(x)
% x=g/h_T
g = @(p) 0.5*log(p) + ((p-1)/(2*sqrt(p))) - (pi*x/2);
p0 = [1e-10 1e9]; % initial interval
p_Lsg = fzero(g,p0);

B=1-(2/(pi*x)*((sqrt(p_Lsg)-1)^2/(2*sqrt(p_Lsg))));
end
```

und der jeweilige Wert von $B_{c,v}$ mittels

```
function [B] = B_v_x(x)
% x=g/h_T
g = @(H) (H-(1/H))+2*log(H)-x*pi;
H0 = [1e-10 1e9]; % initial interval
H_Lsg = fzero(g,H0);

B=2/(H_Lsg+1);
end
```

bestimmt. In beiden Fällen wird zunächst für jeden Funktionseingabewert $x = \frac{g}{h_T}$ mittels der Funktion `fzero` numerisch eine entsprechende Nullstelle für die jeweils implizite Funktion bestimmt.

A.10.2 Beispielfunktion zur Modellbildung der Versuchstechnik im Frequenzbereich

Bestandteil der folgenden Funktion bildet die exemplarische Betrachtung des Frequenzgangs der Versuchstechnik und deren Umsetzung in MATLAB. Hierzu erfolgt die Betrachtung unter Berücksichtigung des Tiefpassfilters, der Spannungsmessung, des Prüflings, der Schutztechnik und der Feedbackmessung. Die mathematischen Grundlagen bilden Beziehung 5.18 sowie 5.20, 5.21, 5.22, 5.23, 5.24, 5.25.

```
function [ abs_i_M, abs_u_A, abs_abs_i_M, abs_abs_u_A ] = ...
    Frequenzgang( R_F, C_F, R_DUT, C_DUT, freq, U_DC, u_dach, R_M, C_TP,
        R_TP, R_W )

digits(100)

syms f Z_F Z_A Z_B Z_C Z_D Z_E
Z_F (f) = R_F / (1 + 1j * 2 * pi * f * C_F * R_F);
Z_A(f) = R_W + R_DUT / (1 + 1j * 2 * pi * f * C_DUT * R_DUT);
Z_B(f) = R_M / (1 + 1j * 2 * pi * f * C_TP * R_M);
Z_C(f) = (Z_A(f) .* Z_B(f)) ./ (Z_A(f) + Z_B(f));
Z_D(f) = R_TP + Z_C(f);
Z_E(f) = (Z_D(f) .* Z_A(f)) ./ Z_C(f);

% Berechnung und Betragsbildung
abs_i_M = double(abs(...
    (U_DC .* Z_C(0) ./ (Z_D(0) * Z_A(0))) ...
    + (u_dach .* Z_C(freq) ./ (Z_D(freq) .* Z_A(freq))));

abs_u_A = double(abs(...
    (U_DC * Z_F(0) ./ Z_E(0)) ...
    + (u_dach * Z_F(freq) ./ Z_E(freq)));

% Berechnung und komponentenweise Betragsbildung

abs_abs_i_M = double(abs(...
    (U_DC .* Z_C(0) ./ (Z_D(0) * Z_A(0))) ...
    + double(abs((u_dach .* Z_C(freq) ./ (Z_D(freq) .* Z_A(freq))));

abs_abs_u_A = double(abs(...
    (U_DC * Z_F(0) ./ Z_E(0))) ...
    + double(abs((u_dach * Z_F(freq) ./ Z_E(freq))));

end
```

A.10.3 Implementierungsausschnitt der linearen Trendfilterung

Die Implementierung und programmieretechnische Umsetzung von Aspekten der linearen Trendfilterung ist unter Verwendung der in [300] benannten und verfügbaren MATLAB- sowie weiteren Softwareimplementierungen erfolgt ²¹⁷. Hierbei geben folgende Ausschnitte Realisierungsempfehlungen zum Aufbau der Matrix D_i , zur Bestimmung von λ_{max} und dem folgenden λ_i sowie der exemplarischen Vorbereitung und Lösung des QP-Problems gemäß Gleichung 5.55 unter Verwendung von `quadprog`. Bei der exemplarischen Implementierung ist die Vorzeichenkonvention von Gleichung 5.55 und die Einbringung der Nebenbedingungen zu beachten.

```
% Programmieretechnische Hinweise zur Anwendung des l1tf_Filter unter
% Annahme einer skalaren Zeitreihe y

% Bestimmung Matrix D
% Weitere Angaben siehe auch: https://web.stanford.edu/~boyd/l1_tf/
n=length(y);
I = speye(n-2,n-2);
O = zeros(n-2,1);
D = [I O O]+[O -2*I O]+[O O I];

% Bestimmung lambdamax
% Weitere Angaben siehe auch: https://web.stanford.edu/~boyd/l1_tf/
lambdamax = norm((D*D') \ (D*y), inf);

% Bestimmung lambda mit vorgegebenen p z.B. 1e-3
p=1e-3;
lambda = p*lambdamax;

% Exemplarische Loesung QP Problem unter Verwendung von quadprog
H=D*D';
f=sparse(-(y'*D')');
maxiter=200; %exemplarische Einstellung
opttol=1e-14; %exemplarische Einstellung
steptol=1e-18; %exemplarische Einstellung
lb=-lambda*ones(n-2,1);
ub=lambda*ones(n-2,1);
options=optimoptions(@quadprog,...
    'Display','iter',...
    'Maxiterations',maxiter,...
    'OptimalityTolerance',opttol,...
    'Steptolerance',steptol...
);
v_lt=quadprog(H,f,[],[],[],[],lb,ub,[],options);

% Ermittlung des linearen Trends
x_lt=y-D'*v_lt;
```

²¹⁷ https://web.stanford.edu/~boyd/l1_tf/: Verfügbarkeit der Daten zuletzt geprüft am 15.01.2020.

B Abbildungs- und Tabellenverzeichnis

B.1 Abbildungsverzeichnis

1.1	Zeitlicher Überblick über ausgewählte Projekte der Energieübertragung und deren nominale Betriebsspannung sowie einiger Merkmale des Funktionsprinzips. . . .	3
1.2	Wesentliche Unterscheidungsmerkmale einer HGÜ hinsichtlich des Funktionsprinzips zur Analyse des Betriebsverhaltens.	5
1.3	Grundsätzliche Darstellung der elektrischen Feldinversion in HGÜ-Kabeln unter Berücksichtigung eines thermischen Gradienten, welcher sich aufgrund von Stromwärmeverlusten einstellt. Hierbei kennzeichnet t_1 einen Zeitpunkt 1 Minute und t_2 einen Zeitpunkt 3000 Minuten nach Zuschaltung. Falschfarbendarstellung aus [M7].	6
1.4	Strukturübersicht zur vorliegenden Arbeit: Methoden und Aspekte zur Leitfähigkeitsanalyse von Isolationsmaterialien der Kabeltechnologie und zur Isolationskoordination für Systeme der Hochspannungsgleichstromübertragung (HGÜ). . . .	8
2.1	Verkürzte Darstellung zur Bestimmung der Stehspannungen im Vergleich für AC-Betriebsmittel (DIN EN 60071-1 [37]) und für Betriebsmittel in (LCC-) HGÜ-Stromrichterstationen (DIN EN 60071-5 [40]). Darstellung nach [40].	13
2.2	Erfordernis der Nutzung von Korrekturverfahren zur Berücksichtigung von Betriebsbedingungen bei Abstandsdimensionierungen, bzw. als Teilaspekt bei der Bestimmung erforderlicher Stehspannungen gemäß Abbildung 2.1.	17
2.3	Versuchsaufbau zur Realisierung von Lastwechselprüfungen auf dem Experimentierfeld der TU Dortmund. Quelle der Fotos und weitere Informationen: [K9]. . .	20
2.4	Schematische Darstellung der PDC-Methodik. Darstellung nach [111–113]. . . .	21
2.5	Einflüsse auf die Messung der scheinbaren Leitfähigkeit aufgrund der Elektrodenanordnung und Kontaktierung.	25
2.6	Überblick über Funktionsgruppen und deren Einbringungsabfolge bei messtechnischen Konzepten zur Bestimmung der (scheinbaren) Leitfähigkeit.	27
2.7	Einflüsse auf die Messung der scheinbaren Leitfähigkeit aufgrund der Prüfkörperherstellung und Prüfkörperlagerung.	29
2.8	Schematische Darstellung von Energiezuständen in polymeren Isolierwerkstoffen bei Einführung zusätzlicher energetischer Zustände. Darstellung nach [184]. . . .	32
3.1	Schematische Darstellung von Monomer und zugehörigem Polymer am Beispiel des sich durch Polymerisation ergebenden Polyethylens. Darstellung nach [146]. .	42

3.2	Schematische Darstellung von linearen, verzweigten, verschlauften und vernetzten Makromolekülen/ Polymeren. Darstellung in Anlehnung an [233].	42
3.3	Schematische, exemplarisch strukturelle Darstellung der Hauptkette von Polyethylen unter Berücksichtigung einer Verzweigung. Darstellung nach [25, 236].	44
3.4	Schematische, exemplarisch strukturelle Darstellung von VPE, bei Vernachlässigung von Vernetzungsrückständen und Vernetzung benachbarter Ketten. Darstellung nach [238].	46
3.5	Unterteilung der Silikonelastomere in Abhängigkeit der Vernetzungstemperatur, Vernetzungsart und Komponentenanzahl - hierbei bezeichnet (1) ein einkomponentiges und (2) ein zweikomponentiges System vor der Vernetzung. Darstellung nach [237].	49
3.6	Feldstärkeabhängigkeit der Gleichstromleitfähigkeit von Feststoffen bei konstanter Temperatur. Darstellung nach [2, 180].	52
3.7	Transiente Komponenten der Leitfähigkeit. Komponenten und zeitliche Einordnung aus [2].	58
3.8	Vergleich der unterschiedlichen dielektrischen Antwortfunktionen gemäß Gleichungen 3.20, 3.21, 3.22, Darstellung in Anlehnung an [192].	64
3.9	Modellierung auf Basis von Ersatzschaltbildern und die hierdurch implizierte mathematische Annahme von verteilten Relaxationszeiten (DRT) zur Werkstoffmodellierung in qualitativer exemplarischer Darstellung. Darstellung in Anlehnung an [120].	67
3.10	Schutzringelektrodenanordnung, Darstellung vgl. [Z3].	72
3.11	Vergleich der unterschiedlichen Korrekturfunktionen nach Tabelle 3.4 zur Berücksichtigung der Feldverzerrung in Schutzringanordnungen. Darstellung vgl. [Z3].	76
3.12	Prinzipdarstellung der eingesetzten Funktionsgruppen und deren Einbringungsabfolge zur Identifikation von Gemeinsamkeiten und Unterschieden.	79
3.13	Vereinfachtes Ersatzschaltbild der Messtechnik während Strommessungen. Hierbei kann anstelle der direkten Erdung der Messtechnik (blau gekennzeichnet) auch die Einbringung von Signalerden diskutiert werden (vgl. [147]). Darstellung nach [147].	81
3.14	Vereinfachtes Ersatzschaltbild der Schutztechnik Sefelec-BAPA für Kleinststrommessungen (Details siehe [169]). Vereinfachte Darstellung nach [169].	83
3.15	Vergleich weiterer Schutztechnik-Realisierungen. Darstellungen nach [144, 147, 168].	83
3.16	Einstufige Grundschialtung zur Stoßspannungserzeugung. Darstellung nach [2].	87
3.17	Grundprinzip zur Erzeugung einer zusammengesetzten/überlagerten Prüfspannung. Darstellung nach [63].	89
3.18	Aufbau zur Durchführung von überlagerten Stoßspannungsprüfungen bei Verwendung von Grundschialtung Typ B zur Erzeugung der Impulsspannung und eines Diodengleichrichters zur Gleichspannungserzeugung.	90
3.19	Abstandsabhängigkeit der 50%-Durchschlagspannung einer Stab-Platte Anordnung in Abbildung 3.19a. Abhängigkeit der kritischen Anstiegszeit in Abhängigkeit des Funkenstreckenfaktors K und des Elektrodenabstands d in Abbildung 3.19b.	93

3.20	Vergleich der Luftdruckberechnung nach Gleichung 3.81 aus [63], Gleichung 3.82 aus [88] sowie den tabellarischen Werten in [89].	98
4.1	Prinzipieller Ablauf der methodenbasierten Schlagweitenberechnung und klimatischen Korrektur von Auslegungsspannungen (MeSukKA). Erforderliche Eingangsparameter zur Berechnung sind fett gekennzeichnet.	104
4.2	Numerisch, mathematischer Verfahrensablauf der methodenbasierten Schlagweitenberechnung und klimatischen Korrektur von Auslegungsspannungen (MeSukKA). 105	
4.3	Illustration des Einflusses von Luftdruck, Temperatur und absoluter oder relativer Luftfeuchte auf die erforderliche Schlagweite/Elektrodenabstand. Für alle Fälle gilt $K_{cd} = 1, 1$, $K_s = 1, 05$, $L_{v=0} = 0$ m und $d_{v=0} = \infty$ m und $\xi = 10^{-4}$ m, $U_{rp} = 650$ kV. 108	
4.4	Illustration des Einflusses des Funkenstreckenfaktors K auf die erforderliche Schlagweite/den Elektrodenabstand unter Berücksichtigung verschiedener Temperaturen und Anzahl erforderlicher Standardabweichungen. Für alle Fälle gilt $K_{cd} = 1, 1$, $K_s = 1, 05$, $L_{v=0} = 0$ m, $d_{v=0} = \infty$ m und $\xi = 10^{-4}$ m.	113
4.5	Illustration des Einflusses von Luftdruck und Temperatur auf die erforderliche Schlagweite/Elektrodenabstand bei Einsatz optimierter Luftbefeuchtung. Für alle Fälle gilt $K_{cd} = 1, 1$, $K_s = 1, 05$, $L_{v=0} = 0$ m und $d_{v=0} = \infty$ m und $\xi = 10^{-4}$ m, $U_{rp} = 650$ kV.	117
4.6	Darstellung der untersuchten MMC-HGÜ unter Berücksichtigung verschiedener Übertragungstechnologien (SM-Stack: Nachbildung der Submodule). Darstellung vgl. [Z2].	121
4.7	Betrag der Maximalwerte der Spannungsverläufe in Abhängigkeit der gewählten Übertragungstechnologie und -länge ohne gesonderte Unterscheidung des Leistungsflussrepräsentanten und der Fehlerimpedanz.	121
4.8	Illustration der Ergebnisse zur Approximation der Überspannungen mittels SI, DEI und SDEI Impulsen für eine 150 km lange Freileitungübertragung sowie für eine 150 km lange Kabelübertragung. Zur Approximationsanalyse wurden unterschiedliche Zeitbereichsdauern der Simulationsergebnisse verwendet.	126
4.9	ESB zur synthetischen Nachbildung von HGÜ-Überspannungen. Darstellung vgl. [Z2].	137
4.10	ESB zur synthetischen Nachbildung von HGÜ-Überspannungen: Erweiterungen u. a. zur Einflussreduktion bei Funkenstreckenverlöschung. Darstellung vgl. [K6].	137
4.11	Laborrealisierung zur synthetischen Nachbildung von HGÜ-Überspannungen nach Abbildung 4.10. Darstellung vgl. [K6].	140
4.12	Mess- und Simulationsdaten der Impulserzeugung ohne Gleichspannungsüberlagerung nach Abbildung 4.10 bzw. 4.11. Die zu Simulationszwecken verwendeten Schalterverschlusszeiten t_c finden sich in Abbildung 4.12d. Darstellung vgl. [K6]. .	142
4.13	Mess- und Simulationsdaten der Impulserzeugung mit Gleichspannungsüberlagerung nach Abbildung 4.10 bzw. 4.11. Die zu Simulationszwecken verwendeten Schalterverschlusszeiten t_c finden sich in Abbildung 4.13d. Darstellung vgl. [K6]. .	144

5.1	Prototypische Realisierung des modularen, skalierbaren und erweiterbaren Systems zur Erfassung von Absorptionsströmen.	151
5.2	Hochfrequenzanteile der Gleichspannung aufgrund der Restwelligkeit der Hochspannungserzeugung, Messdatenaufzeichnung im Rahmen von [S-MA6].	153
5.3	Realisierung und Oberflächencharakterisierung der Elektrodenanordnung.	155
5.4	Widerstandskennlinie der Schutztechnik und hiermit verbundenen Potentialanhebung der Messelektrode.	157
5.5	Vereinfachtes Ersatzschaltbild der prototypischen Laborrealisierung. Darstellung vgl. [K8].	163
5.6	Reduziertes Ersatzschaltbild, aufbauend auf Abbildung 5.5.	164
5.7	Maximalwerte des kapazitiven Verschiebestroms je Sekunde gemäß Gleichung 5.5 ohne Einsatz des Tiefpasses und Gleichung 5.12 mit Einsatz des Tiefpasses (TP).	168
5.8	Betragsfunktion der Ausgangsspannung der Feedbackmessung in Abhängigkeit der Frequenz des zu messenden Stroms. Darstellung vgl. [K8].	170
5.9	Frequenzabhängiger resultierender Betrag des Gesamtstroms und der Ausgangsspannung der Feedbackmessung bei Berücksichtigung der Funktionsgruppen aus dem Ersatzschaltbild (Abbildung 5.5): Hochspannungserzeugung, Prüfling, Eingang des Elektrometers. Darstellung vgl. [K8].	172
5.10	Frequenzabhängiger resultierender Betrag des Gesamtstroms und der Ausgangsspannung der Feedbackmessung bei Berücksichtigung der Funktionsgruppen aus dem Ersatzschaltbild (Abbildung 5.5): Hochspannungserzeugung, Prüfling, Schutztechnik, Eingang des Elektrometers. Darstellung vgl. [K8].	173
5.11	Frequenzabhängiger resultierender Betrag des Gesamtstroms und der Ausgangsspannung der Feedbackmessung bei Berücksichtigung der Funktionsgruppen aus dem Ersatzschaltbild (Abbildung 5.5): Hochspannungserzeugung, Tiefpassfilter, Spannungsmessung, Prüfling, Schutztechnik, Eingang des Elektrometers. Darstellung vgl. [K8].	175
5.12	Frequenzabhängiger resultierender Betrag des Gesamtstroms und der Ausgangsspannung der Feedbackmessung bei Berücksichtigung der Funktionsgruppen aus dem Ersatzschaltbild (Abbildung 5.5): Hochspannungserzeugung, Tiefpassfilter, Spannungsmessung, Prüfling, Eingang des Elektrometers.	177
5.13	Betrag der Spannung am Prüfling u_{DUT} in Abhängigkeit der Frequenz der Restwelligkeit der Gleichspannungsquelle und des Prüflings- sowie Schutztechnikwiderstands.	179
5.14	Betragsfunktion der Potentialanhebung der Messelektrode bedingt durch den wirksamen Widerstand der Schutztechnik unter Berücksichtigung der Frequenz der Restwelligkeit der Gleichspannungsquelle und der daraus resultierenden kapazitiven Verschiebungsströme. Darstellung vgl. [K8].	180

- 5.15 Frequenzabhängiger resultierender Betrag des Gesamtstroms und der Ausgangsspannung der Feedbackmessung bei Berücksichtigung der Funktionsgruppen aus dem Ersatzschaltbild (Abbildung 5.5): Hochspannungserzeugung, Tiefpassfilter, Spannungsmessung, Prüfling, Schutztechnik, Eingang des Elektrometers. Berechnungen die mit \diamond gekennzeichnet sind nutzen $|\hat{i}_M(f)|^\diamond = |\hat{i}_{M,DC}(f)| + |\hat{i}_{M,AC}(f)|$ respektive $|\hat{u}_A(f)|^\diamond = |U_{A,DC}(f)| + |\hat{u}_{A,AC}(f)|$ 182
- 5.16 Überblick über das genutzte parametrisierte Simulationsmodell der Schutzringanordnungen. Modell M_B beinhaltet eine zusätzliche Schirmung der Messelektrode (Elektrode Nr. I). Darstellung vgl. [Z3, K10]. 187
- 5.17 Darstellung der verwendeten Berechnungsnetze im Geometrieausschnitt des Schutzspalts. Farbwahl der Elektroden gemäß der Farbgebung in Abbildung 5.16. Verwendete Anordnung: M_{iii} , bei $f_V = 3$, sodass die Höhe des Testobjekts 2 mm beträgt. 191
- 5.18 Vergleich der analytischen und numerischen Bestimmung (Gleichung 5.28) von B_c sowie Bestimmung der Simulationsabweichung δ_S (Gleichung 5.29) unter Verwendung der Vernetzung „extrem fein“ (vgl. Abbildung 5.17a). Gültigkeitseinschränkungen gemäß Tabelle 5.4 sind in rot, ebenfalls unter Beachtung der zugehörigen Liniendarstellung, visualisiert. 192
- 5.19 Vergleich der analytischen und numerischen Bestimmung (Gleichung 5.28) von B_c sowie Bestimmung der Simulationsabweichung δ_S (Gleichung 5.29) unter Verwendung der vorgestellten Vernetzungsmethodik (vgl. Abbildung 5.17b). Gültigkeitseinschränkungen gemäß Tabelle 5.4 sind in rot, ebenfalls unter Beachtung der zugehörigen Liniendarstellung, visualisiert. 194
- 5.20 Vergleich der analytischen und numerischen Bestimmung (Gleichung 5.28) von B_c sowie Bestimmung der Simulationsabweichung δ_S (Gleichung 5.29) unter Verwendung der vorgestellten Vernetzungsmethodik (vgl. Abbildung 5.17b) und Variation der Schutzringweite w . Rot hinterlegter Bereich: Gültigkeitsgrenze gemäß Gleichung 5.30, farblich abgestimmte vertikalen Linien: Gültigkeitsgrenzen nach Gleichung 5.31. 198
- 5.21 Vergleich der analytischen und numerischen Bestimmung (Gleichung 5.28) von B_c sowie Bestimmung der Simulationsabweichung δ_S (Gleichung 5.29) unter Betrachtung und Korrektur der Potentialanhebung der Messelektrode. Gültigkeitseinschränkungen gemäß Tabelle 5.4 sind in rot visualisiert. 201
- 5.22 Vergleich der analytischen und numerischen Bestimmung (Gleichung 5.28) von B_c unter Verwendung der vorgestellten Vernetzungsmethodik (vgl. Abbildung 5.17b) bei Variation der Umgebungsleitfähigkeit mittels $c_r = \frac{\kappa_T}{\kappa_U}$ (Gleichung 5.32). Gültigkeitseinschränkungen gemäß Tabelle 5.4 sind in rot visualisiert. 203
- 5.23 Einfluss des Parameters c_r (Gleichung 5.35) respektive $\epsilon_{r,T}$ (Gleichung 5.33) auf die zu berücksichtigende Feldverzerrungskorrektur in Schutzringanordnungen gemäß Gleichungen 5.33, 5.34, 5.35 bzw. in Anlehnung an die Beziehungen 3.52 und 3.51. Darstellung in Anlehnung und Erweiterung an [157]. 205

5.24 Simulationsbasierte Analyse des Einflusses der „Elektrodenhöhe“ auf die zu berücksichtigende Feldverzerrungskorrektur in Schutzringanordnungen bei M_{iii} und $c_r = \frac{\kappa_T}{\kappa_G} = 1$ (Gleichung 5.36). Gültigkeitseinschränkungen gemäß Tabelle 5.4 sind in rot visualisiert. 207

5.25 Simulationsbasierte Analyse des Einflusses der „Elektrodenhöhe“ auf die zu berücksichtigende Feldverzerrungskorrektur in Schutzringanordnungen bei M_{iii} und einer Schutzspalthöhe von 10 mm sowie $c_r = \frac{\kappa_T}{\kappa_G} = 1$ (Gleichung 5.36). Gültigkeitseinschränkungen gemäß Tabelle 5.4 sind in rot visualisiert. 207

5.26 Simulationsbasierte Analyse des Einflusses der „Elektrodenhöhe“ auf die zu berücksichtigende Feldverzerrungskorrektur in Schutzringanordnungen bei M_{iii} und einer Schutzspalthöhe von 1 mm sowie $c_r = \frac{\kappa_T}{\kappa_G} = 1$ (Gleichung 5.36). Gültigkeitseinschränkungen gemäß Tabelle 5.4 sind in rot visualisiert. 208

5.27 Simulationsbasierte Analyse des Einflusses der Elektroden- und Schutzspalthöhe auf die zu berücksichtigende Feldverzerrungskorrektur in Schutzringanordnungen bei $M_{B,iii}$ und $c_r = \frac{\kappa_T}{\kappa_G} = 1$ (Gleichung 5.36). Gültigkeitseinschränkungen gemäß Tabelle 5.4 sind in rot visualisiert. 209

5.28 Simulationsergebnisse für den Einfluss des Parameters $c_r = \frac{\kappa_T}{\kappa_G}$ (Gleichung 5.36) auf die zu berücksichtigende Feldverzerrungskorrektur in Schutzringanordnungen gemäß Gleichung 5.28 bei M_{iii} . Weitere Parameter gemäß Tabelle 5.2. Gültigkeitseinschränkungen gemäß Tabelle 5.4 sind in rot visualisiert. 210

5.29 Simulationsergebnisse für den Einfluss des Parameters $c_r = \frac{\kappa_T}{\kappa_G}$ (Gleichung 5.36) auf die zu berücksichtigende Feldverzerrungskorrektur in Schutzringanordnungen gemäß Gleichung 5.28 bei M_{iii} und $h_E = 0,001$ mm. Weitere Parameter gemäß Tabelle 5.2. Gültigkeitseinschränkungen gemäß Tabelle 5.4 sind in rot visualisiert. 211

5.30 Simulationsergebnisse für den Einfluss des Parameters $c_r = \frac{\kappa_T}{\kappa_G}$ (Gleichung 5.36) auf die zu berücksichtigende Feldverzerrungskorrektur in Schutzringanordnungen gemäß Gleichung 5.28 bei M_{iii} und $h_E = 0,0001$ mm. Weitere Parameter gemäß Tabelle 5.2. Gültigkeitseinschränkungen gemäß Tabelle 5.4 sind in rot visualisiert. 211

5.31 Simulationsergebnisse für den Einfluss des Parameters $c_r = \frac{\kappa_T}{\kappa_G}$ (Gleichung 5.36) auf die zu berücksichtigende Feldverzerrungskorrektur in Schutzringanordnungen gemäß Gleichung 5.28 bei $M_{B,iii}$ bei exemplarischen dicken Elektroden. Insbesondere gilt: $h_E = 10$ mm und $h_I = 6$ mm, weitere Parameter gemäß Tabelle 5.2. Gültigkeitseinschränkungen gemäß Tabelle 5.4 sind in rot visualisiert. 212

5.32 Falschfarbendarstellung in Abhängigkeit des verwendeten $c_r = \frac{\kappa_T}{\kappa_G}$ (Gleichung 5.36) für Anordnung: $M_{B,iii}$ bei $f_V = 3$, sodass die Höhe des Testobjekts 2 mm beträgt. Es gilt: $h_E = 10$ mm und $h_I = 6$ mm, weitere Parameter gemäß Tabelle 5.2. Die Elektrodenbereiche sind jeweils weiß dargestellt, vgl. diesbezüglich ebenfalls die Darstellung in 5.17b. 213

5.33 Simulationsergebnisse für den Einfluss des Parameters $c_r = \frac{\kappa_T}{\kappa_G}$ (Gleichung 5.36) auf die zu berücksichtigende Feldverzerrungskorrektur in Schutzringanordnungen gemäß Gleichung 5.28 bei $M_{B,iii}$ bei exemplarischen dünnen Elektroden. Insbesondere gilt: $h_E = 0,1$ mm und $h_I = 0,1$ mm, weitere Parameter gemäß Tabelle 5.2. Gültigkeitseinschränkungen gemäß Tabelle 5.4 sind in rot visualisiert. 214

5.34	Falschfarbendarstellung in Abhängigkeit des verwendeten $c_r = \frac{\kappa_T}{\kappa_G}$ (Gleichung 5.36) für Anordnung: $M_{B,iii}$ bei $f_V = 3$, sodass die Höhe des Testobjekts 2 mm beträgt. Es gilt: $h_E = 0,1$ mm und $h_I = 0,1$ mm, weitere Parameter gemäß Tabelle 5.2. Die Elektrodenbereiche sind jeweils weiß dargestellt, vgl. diesbezüglich ebenfalls die Darstellung in 5.17b.	215
5.35	Simulationsergebnisse für den Einfluss des Parameters $c_r = \frac{\kappa_T}{\kappa_G}$ (Gleichung 5.36) auf die zu berücksichtigende Feldverzerrungskorrektur in Schutzringanordnungen gemäß Gleichung 5.28 bei $M_{B,iii}$ bei exemplarischen asymmetrischen Elektroden. Insbesondere gilt: $h_E = 0,1$ mm und $h_I = 6$ mm, weitere Parameter gemäß Tabelle 5.2. Gültigkeitseinschränkungen gemäß Tabelle 5.4 sind in rot visualisiert. . . .	216
5.36	Falschfarbendarstellung in Abhängigkeit des verwendeten $c_r = \frac{\kappa_T}{\kappa_G}$ (Gleichung 5.36) für Anordnung: $M_{B,iii}$ bei $f_V = 3$, sodass die Höhe des Testobjekts 2 mm beträgt. Es gilt: $h_E = 0,1$ mm und $h_I = 6$ mm, weitere Parameter gemäß Tabelle 5.2. Die Elektrodenbereiche sind jeweils weiß dargestellt, vgl. diesbezüglich ebenfalls die Darstellung in 5.17b.	217
5.37	Simulationsergebnisse für die zu berücksichtigende Feldverzerrungskorrektur in Schutzringanordnungen gemäß Gleichung 5.28 bei $M_{B,i...iii}$. Insbesondere gilt: $h_E = 10$ mm und $\kappa_T = \kappa_U = \kappa_G = 10^{-15}$ S/m, weitere Parameter gemäß Tabelle 5.2. Gültigkeitseinschränkungen gemäß Tabelle 5.4 sind in rot, ebenfalls unter Beachtung der zugehörigen Liniendarstellung, visualisiert.	226
5.38	Absolute prozentuale Flächen- und Leitfähigkeitsabweichungen, sofern die simulationsbasierten Korrekturfaktoren nach Abbildung 5.37 entgegen der Korrekturverfahren nach Amey ($x = i$) bzw. nach DIN IEC 93 ($x = iv$) eingesetzt werden. Gültigkeitseinschränkungen gemäß Tabelle 5.4 sind in rot, ebenfalls unter Beachtung der zugehörigen Liniendarstellung, visualisiert. Die jeweils verzeichneten zusätzlichen Linien (ohne Marker) geben die Auswirkungen an, sofern (exemplarisch) eine Bestimmung von $B_{c,s}$ mit einer Simulationsabweichung von ± 5 % angenommen wird.	227
5.39	Numerisch ermittelte zeitabhängige Steigungsverläufe der dielektrischen Antwortfunktionen gemäß Abbildung 3.8 und 3.9b.	234
5.40	Numerische Steigungsanalyse unter Berücksichtigung der mit Störungen behafteten dielektrischen Antwortfunktionen.	235
5.41	Gleitende lineare Regression (MLR: engl. „Moving Linear Regression“), Darstellung vgl. [K11].	236
5.42	Numerisch und mittels gleitender linearer Regression ermittelte zeitabhängige Steigungsverläufe der dielektrischen Antwortfunktionen gemäß Abbildung 3.8.	237
5.43	Numerische Steigungsanalyse unter Berücksichtigung mit Störungen behafteter dielektrischer Antwortfunktionen (vgl. Abbildung 5.40a) bei Einsatz der gleitenden linearen Regression.	238
5.44	Gleitende lineare Regression unter Berücksichtigung mit Störungen behafteter dielektrischer Antwortfunktionen. MLR* kennzeichnet eine Analyse mit anwachsendem Zeitfenster und kombinierter Ergebnisdarstellung (Steigungsanalyse der idealen Signale, vgl. Abbildung 5.39a).	239

5.45	Prinzipielle Applikation zur Ermöglichung der Methodik der ℓ_1 -Trendfilterung bei logarithmischem Zeitbezug der Daten, Farbdarstellung und Ablauf in Anlehnung an [K11].	243
5.46	Vergleich der eingesetzten Löser zur linearen Trendfilterung von $f_j^\infty(t)$ mit anschließender Steigungsanalyse bei $k_{is} = 10$. Für Abbildung 5.46a und 5.46b wird „quadprog“ mit den Einstellungen gemäß Anhang A.10.3 und für Abbildungen 5.46c und 5.46d die in [300] vorgestellte „Primal-Dual-Interior-Point“ Methode mit Iterationszahl von 200 verwendet. In Abbildung 5.46d (Zusatzkennzeichnung: †) wird die Berechnung aufgrund des Erreichens der maximalen Iterationszahl beendet und nicht aufgrund des formulierten Gütekriteriums.	245
5.47	Vergleich der eingesetzten Löser zur linearen Trendfilterung von $f_j^\infty(t)$ mit anschließender Steigungsanalyse bei $k_{is} = 0, 1$. Für Abbildung 5.47a wird „quadprog“ und für Abbildungen 5.47b die „Primal-Dual-Interior-Point“ Methode mit Iterationszahl von 200 verwendet. In allen Abbildungen wird die Berechnung aufgrund des Erreichens der maximalen Iterationszahl beendet und nicht aufgrund des formulierten Gütekriteriums.	246
5.48	Lösungen der linearen Trendfilterung („Primal-Dual-Interior-Point“ Methode) mit anschließender Steigungsanalyse bei Betrachtung der dielektrischen Antwortfunktion auf Basis von DRT (vgl. Abbildung 3.9b) und der resultierenden „oszillierenden Steigung“ (vgl. auch Abbildung 5.39).	248
5.49	Verschiedene Filterwirkungen im Vergleich für $t \geq 100$ s: σ kennzeichnet das unverrauschte und σ_n das mit Rauschen versehene Testsignal. Das Ergebnis F_A wird unter Verwendung einer Kombination aus einem gleitenden Medianfilter (21 s) und einem gleitenden Mittelwertfilter (61 s) erzielt. Für F_B wird die MLR gemäß Abschnitt 5.4.2 mit einer Fensterbreite von 61 s verwendet und für F_{D3} die lineare Trendfilterung mit $p = 1 \cdot 10^{-3}$ und $k_{i,s} = 10$. Darstellung vgl. [K11].	250
5.50	Anwendung der linearen Trendfilterung und anschließende Steigungsanalyse. Hierbei werden die direkte numerische Steigungsbestimmung und die Steigungsbestimmung mittels MLR verglichen.	250
5.51	Anwendung der linearen Trendfilterung für verschiedene p_i und anschließende Steigungsanalyse unter Verwendung der MLR mit $w_i = 59$	251
5.52	Identifizierte exemplarische Stromverläufe bei Messungen an VPE-Probekörpern mit einer Nominaldicke von $h_{T,nom} = 300 \mu\text{m}$ in der Konditionierungs- und Leerlaufphase (5.52a) und während der Feldapplikationsphase (5.52b). Messdatenaufbereitung: Gleitender Mittelwert über 61 Messdatenpunkte, durchschnittliche Datendichte: 3 Messwerte pro Sekunde. Darstellung in Anlehnung an [S-MA7], Messdatenerhebung im Zuge von [S-MA6].	258
5.53	Indikative, vergleichende Materialuntersuchungen verschiedener Silikonelastomere im Hinblick auf die scheinbare Leitfähigkeit unter Verwendung gefilterter Messdaten. Es gilt: $E = 10 \text{ kV/mm}$ und $T_S = 45 \text{ }^\circ\text{C}$ bzw. $T_S = 65 \text{ }^\circ\text{C}$. Darstellung vgl. [K4].	261

5.54	Betrachtung des Temperatureinflusses unter Verwendung von Quotienten q_{σ} , Berechnung nach Gleichungen 5.58, 5.59 und 5.60 auf Basis der in Abbildung 5.53 dargestellten Ergebnisse.	262
5.55	Indikative, vergleichende Materialuntersuchungen im Hinblick auf die scheinbare Leitfähigkeit bei Betrachtung von Kontaktierungseffekten unter Verwendung gefilterter Messdaten, (Darstellung in Anlehnung an [K4, K5, M2], Details zu den Messungen siehe ebenfalls [K4, K5, M2]).	264
5.56	Indikative, vergleichende Materialuntersuchungen verschiedener Silikonelastomere im Hinblick auf „Gedächtniseffekte“. Es gilt: $E = 10$ kV/mm und $T_S = 45$ °C. Abbildungen 5.56a, 5.56c, 5.56e: erfasste ungefilterte Strommessdaten; Abbildungen 5.56b, 5.56d, 5.56f: scheinbare Leitfähigkeiten unter Verwendung gefilterter Daten.	267
5.57	Indikative, vergleichende Materialuntersuchungen von VPE im Hinblick auf „Gedächtniseffekte“. Es gilt: $E = 20$ kV/mm und $T_S = 45$ °C. Abbildung 5.57a: erfasste ungefilterte Strommessdaten; Abbildung 5.57b: scheinbare Leitfähigkeiten unter Verwendung gefilterter Daten.	268
5.58	Überblick über die erfassten Messdaten und resultierenden scheinbaren Leitfähigkeiten im Zuge der experimentellen Studie zur Wiederholbarkeitsanalyse unter Verwendung des Materials $LSR_{n, HV}$. Es gilt $T_S = 45$ °C und $E = 10$ kV/mm.	273
5.59	Überblick über die erzielten Wiederholbarkeitsabweichungen unter Berücksichtigung der jeweiligen Berechnungen (Gleichungen 5.61, 5.62, 5.63) auf Basis der gefilterten Messdaten von I_M gemäß Abbildung 5.58b.	276
5.60	Exemplarische Ergebnisse der Untersuchungen bzgl. des Einflusses von „Gedächtniseffekten“, der Prüfkörperorientierung und der Polaritätsumkehr auf die gemessenen scheinbaren Leitfähigkeiten unter Verwendung gefilterter Messdaten (Material: $LSR_{n, HV}$). Es gilt: $E = 10$ kV/mm und $T_S = 45$ °C. In den Legenden gilt zusätzlich + bzw. – zur Kennzeichnung der positiven oder negativen Spannungspolarität, n: normale Orientierung, u: gedrehte Orientierung (kopfüber). Darstellungen vgl. [K7].	282
5.61	Ergebnisse der linearen Trendfilterung ($k_{i,s} = 0, 1$; $p_i = 1 \cdot 10^{-3}$ vgl. Abschnitt 5.4.3) der scheinbaren Leitfähigkeit eines $LSR_{n, HV}$ bei $T_S = 45$ °C und $E = 10$ kV/mm, bei vorheriger Zeitbasenkorrektur (vgl. Abschnitt 5.4.1). Darstellung 5.61a zeigt die erhaltenen Ergebnisse aller scheinbaren Leitfähigkeiten (vgl. Abbildung 5.58c). Abbildung 5.61b zeigt die erhaltenen Ergebnisse sofern die Daten gemäß Abbildung 5.60d (ohne Vertrauensbereich) der linearen Trendfilterung unterzogen werden.	284
5.62	Ergebnisse der Steigungsermittlung der scheinbaren Leitfähigkeit eines $LSR_{n, HV}$ bei $T_S = 45$ °C und $E = 10$ kV/mm unter Verwendung der gefilterten Daten (lineare Trendfilterung: $k_{i,s} = 0, 1$; $p_i = 1 \cdot 10^{-3}$ bei vorheriger Zeitbasenkorrektur) und zusätzlicher Verwendung der MLR ($t_{w_i} = 59$ s vgl. Abschnitt 5.4.2).	286
5.63	Mittelwerte der Steigungen, $LSR_{n, HV}$, $T_S = 45$ °C, $E = 10$ kV/mm.	287

5.64 Erfasste ungefilterte betragsmäßige Ströme für die drei Messungen eines VPE_{DC} bei $T_S = 45\text{ °C}$ und $E = 10\text{ kV/mm}$. In schwarz sind zusätzlich gefilterte Messdaten unter Verwendung eines gleitenden Medianfilters (Fensterbreite: 11 Datenpunkte, $\approx 3 \dots 4\text{ s}$) gefolgt von einem gleitenden Mittelwertfilter (Fensterbreite: 31 Datenpunkte, $\approx 9 \dots 10\text{ s}$) dargestellt. 290

5.65 Exemplarische Filterwirkung der linearen Trendfilterung ($k_{i,s} = 0, 1$ und $p_i = 1 \cdot 10^{-3}$) bei Messdaten eines VPE_{DC} bei $T_S = 45\text{ °C}$ 291

5.66 Ergebnisse der linearen Trendfilterung ($k_{i,s} = 0, 1$; $p_i = 1 \cdot 10^{-3}$ vgl. Abschnitt 5.4.3) der scheinbaren Leitfähigkeit eines VPE_{DC} bei $T_S = 45\text{ °C}$ bei vorheriger Zeitbasenkorrektur (vgl. Abschnitt 5.4.1). Die Steigungsermittlung erfolgt auf Basis der gefilterten Daten unter zusätzlicher Verwendung der MLR ($t_{w_i} = 59\text{ s}$, vgl. Abschnitt 5.4.2). Darstellung vgl. [K12]. 292

5.67 Ergebnisse der linearen Trendfilterung ($k_{i,s} = 0, 1$; $p_i = 1 \cdot 10^{-3}$ vgl. Abschnitt 5.4.3) der scheinbaren Leitfähigkeit eines VPE_{DC} bei $T_S = 90\text{ °C}$ bei vorheriger Zeitbasenkorrektur (vgl. Abschnitt 5.4.1). Die Steigungsermittlung erfolgt auf Basis der gefilterten Daten unter zusätzlicher Verwendung der MLR ($t_{w_i} = 59\text{ s}$, vgl. Abschnitt 5.4.2). Darstellung vgl. [K12]. 293

5.68 Zusammenfassung der Mittelwerte der unter Verwendung der MLR ($t_{w_i} = 59\text{ s}$, vgl. Abschnitt 5.4.2) rekonstruierten Steigungen des VPE_{DC} unter Einbeziehung der für die Feldstärken vorliegenden Messdaten (Ausreißerkorrektur) sowie jeweils lediglich unter Betrachtung der Temperatur. Darstellung vgl. [K12]. 295

5.69 Vergleich der temperatursensitiven Mittelwerte der Steigungen des VPE_{DC} (Mittelwert der Mittelwerte gemäß Abbildung 5.68). Darstellung vgl. [K12]. 296

5.70 Schematischer Überblick der erweiterten Laborrealisierung. 302

5.71 Foto der erweiterten Laborrealisierung. 302

5.72 Automatisierungs- und Dokumentationskonzept: Beispielhafte Konfiguration zur Realisierung von Polarisations- und Depolarisationsstrommessungen sowie zur Analyse von Polaritätswechselbeanspruchungen unter Verwendung des Keithley Elektrometers. 306

A.1 Approximation des Temperaturverlaufs (Messungsbeginn: 19.06.2016 - 10:00 Uhr) einer gemessenen Labortemperatur unter Verwendung einer Sinus-Funktion (RMSE=0,1953, Details: [K5]). Darstellung vgl. [K5]. 341

A.2 Vergleich der analytischen und numerischen Bestimmung (Gleichung 5.28) von B_c sowie Bestimmung der Simulationsabweichung δ_S (Gleichung 5.29) bei Variation der Elektrodenhöhe $h_E = [0, 1; 1; 10; 100]\text{ mm}$. Gültigkeitseinschränkungen gemäß Tabelle 5.4 sind in rot visualisiert. 342

A.3 Bestimmung der Simulationsabweichung δ_S (Gleichung 5.29) unter Verwendung der vorgestellten Vernetzungsmethodik (vgl. Abbildung 5.17b) bei Variation der Umgebungsleitfähigkeit mittels $c_r = \frac{\kappa_r}{\kappa_l}$ (Gleichung 5.32). Gültigkeitseinschränkungen gemäß Tabelle 5.4 sind in rot visualisiert. 343

A.4	Simulationsergebnisse für den Einfluss des Parameters c_r bei Anwendung mittels $c_r = \frac{\kappa_T}{\kappa_U}$ und $c_r = \frac{\kappa_T}{\kappa_G}$ gemäß Gleichungen 5.32 und 5.36 auf die zu berücksichtigende Feldverzerrungskorrektur in Schutzringanordnungen gemäß Gleichung 5.28 bei $M_{B,iii}$. Weitere Parameter gemäß Tabelle 5.2. Gültigkeitseinschränkungen gemäß Tabelle 5.4 sind in rot visualisiert.	343
A.5	Simulationsergebnisse für den Einfluss des Parameters c_r bei Anwendung mittels $c_r = \frac{\kappa_T}{\kappa_U}$ und $c_r = \frac{\kappa_T}{\kappa_G}$ gemäß Gleichungen 5.32 und 5.36 auf die zu berücksichtigende Feldverzerrungskorrektur in Schutzringanordnungen gemäß Gleichung 5.28 bei $M_{B,iii}$. Insbesondere gilt: $h_E = 0, 1$ mm und $h_I = 6$ mm, weitere Parameter gemäß Tabelle 5.2. Gültigkeitseinschränkungen gemäß Tabelle 5.4 sind in rot visualisiert.	344
A.6	Lösungen der linearen Trendfilterung („quadprog“, Einstellungen gemäß Abschnitt A.10.3) mit anschließender Steigungsanalyse bei Betrachtung der dielektrischen Antwortfunktion auf Basis von DRT (vgl. Abbildung 3.9b) und der resultierenden „oszillierenden Steigung“, (vgl. auch Abbildung 5.39).	345
A.7	Ergebnisse der linearen Trendfilterung ($k_{i,s} = 0, 1$; $p_i = 1 \cdot 10^{-3}$ vgl. Abschnitt 5.4.3) der scheinbaren Leitfähigkeit eines $LSR_{n, HV}$ bei $T_S = 45$ °C und $E = 10$ kV/mm bei vorheriger Zeitbasenkorrektur (vgl. Abschnitt 5.4.1).	346
A.8	Ergebnisse der linearen Trendfilterung ($k_{i,s} = 0, 1$; $p_i = 1 \cdot 10^{-3}$ vgl. Abschnitt 5.4.3) der scheinbaren Leitfähigkeit eines VPE_{DC} bei $T_S = 70$ °C bei vorheriger Zeitbasenkorrektur (vgl. Abschnitt 5.4.1). Die Steigungsermittlung erfolgt auf Basis der gefilterten Daten unter zusätzlicher Verwendung der MLR ($t_{w_i} = 59$ s, vgl. Abschnitt 5.4.2).	347
A.9	Übersicht über den Einfluss der elektrischen Feldstärke $E = [10; 20; 30]$ kV/mm auf die scheinbare Leitfähigkeit eines VPE_{DC} für verschiedene Temperaturen $T_S = [45; 70; 90]$ °C. Datenaufbereitung unter Verwendung der linearen Trendfilterung ($k_{i,s} = 0, 1$; $p_i = 1 \cdot 10^{-3}$ vgl. Abschnitt 5.4.3) bei vorheriger Zeitbasenkorrektur (vgl. Abschnitt 5.4.1).	348
A.10	Übersicht über den Einfluss der Temperatur $T_S = [45; 70; 90]$ °C auf die scheinbare Leitfähigkeit eines VPE_{DC} für verschiedene Feldstärken $E = [10; 20; 30]$ kV/mm. Datenaufbereitung unter Verwendung der linearen Trendfilterung ($k_{i,s} = 0, 1$; $p_i = 1 \cdot 10^{-3}$ vgl. Abschnitt 5.4.3) bei vorheriger Zeitbasenkorrektur (vgl. Abschnitt 5.4.1).	349
A.11	Automatisierungs- und Dokumentationskonzept: Beispielhafte Konfiguration zur Realisierung von Polarisations- und Depolarisationsstrommessungen sowie zur Analyse von Polaritätswechselbeanspruchungen unter Verwendung des Sefelec Pikoamperemeters.	350
A.12	Ablaufdiagramm der Programmcodestruktur der erweiterten Laborinfrastruktur gemäß Unterkapitel 5.6. Darstellung großteils übernommen aus [S-MA9].	351

B.2 Tabellenverzeichnis

3.1	Materialeigenschaften von zwei Polyethylentypen: HDPE und LDPE. Schematische Darstellung in Anlehnung an [233].	45
3.2	Zeitabhängige Merkmale zur Systemklassifizierung unterschiedlich polarisierbarer Stoffe (aus [120]). Hierbei gilt: $0 < s_j < 2$, $0 < n_j < 1$ und $0 < m_j < 1$	65
3.3	Dimensionen normativ vorgeschlagener Schutzringelektrodenanordnungen (vgl. [Z3, 109]).	72
3.4	Mathematische Korrekturfaktoren zur Berücksichtigung der Feldverzerrung innerhalb von Schutzringanordnungen nach Gleichung 3.40. Die mit \diamond gekennzeichneten Zusammenhänge entsprechen nicht der ursprünglichen Formulierung der jeweiligen Autoren, sondern resultieren aus der hier vorgenommenen Übertragung der Zusammenhänge auf das stationäre Strömungsfeld, respektive aufgrund der formulierten Randbedingungen (siehe auch Diskussionen, Einschränkungen und Simulationen in Unterkapitel 5.3).	77
3.5	Dimensionierung der Widerstandswerte R_2 und R_3 zur Einstellung der Rückenhalbwert- und Stirn-/Scheitelzeiten sowie Bestimmung der Wirkungsgrade η in Abhängigkeit der gewählten Grundschaltung A oder B nach [2].	88
3.6	Bestimmung der Exponenten m und w in Abhängigkeit von Parameter g gemäß [63].	97
4.1	Impulskenngößen bei Anwendung der Approximationsmethoden für den Zeitbereich $t_{flt} \leq t \leq t_{sim,max}$. Daten: vgl. [Z2].	124
4.2	Impulskenngößen bei Anwendung der Approximationsmethoden für den Zeitbereich $t_{flt} \leq t \leq t_{sim,red}$. Daten vgl. [Z2].	125
4.3	Bewertungsergebnisse der Überspannungsapproximation für den Zeitbereich $t_{flt} \leq t \leq t_{sim,max}$ bei $t_{eval} = t_{flt} + 40$ ms. Daten vgl. [Z2].	127
4.4	Bewertungsergebnisse der Überspannungsapproximation für den Zeitbereich $t_{flt} \leq t \leq t_{sim,red}$ bei $t_{eval} = t_{flt} + 40$ ms. Daten vgl. [Z2].	127
4.5	Bewertungsergebnisse hinsichtlich des Einflusses der Übertragungstechnologie und Übertragungslänge bei Anwendung der Methoden für den Zeitbereich $t_{flt} \leq t \leq t_{sim,red}$ und $t_{eval} = t_{flt} + 40$ ms. Daten vgl. [Z2].	129
4.6	Impulsparameter auftretender Impulsbeanspruchungen bei MMC am Freileitungs-/Kabelabgang gemäß Unterkapitel 4.2. Daten vgl. [Z2].	133
4.7	Überblick der verwendeten Schaltungselemente gemäß Abbildung 4.10. Daten vgl. [K6].	139
4.8	Theoretische Werte für α_1 , α_2 , t_p und t_2 unter Berücksichtigung der Größen R_{3a} , R_{3b} und R_{3c} gemäß Tabelle 4.7 sowie $R_2 = 10$ M Ω . Daten vgl. [K6].	139
4.9	Vergleich zwischen Simulations- und Messergebnissen für Szenario #1 und #2, jeweils ohne Berücksichtigung einer DC-Überlagerung. Daten vgl. [K6].	142

4.10	Vergleich zwischen Simulations- und Messergebnissen für Szenario #3 und #4, jeweils mit Berücksichtigung einer DC-Überlagerung von $u_2 = 10$ kV. Die Ergebnisse von \hat{u}_{12}° sind zur Vergleichbarkeit mit Tabelle 4.12 um den DC-Anteil reduziert. Daten vgl. [K6].	144
5.1	Anhaltswerte für Feedbackimpedanzen gemäß [147] (vgl. [K8]).	169
5.2	Zusammenfassung der Parameter der Basismodelle $M_{i...iii}$ sowie der Erweiterungen für $M_{B,i...iii}$ (vgl. [Z3, K10]).	188
5.3	Modelldomänen und Eigenschaften, die relativen Permittivitäten wurden im Zuge der stationären Studie vernachlässigt und mit $\epsilon_r = 1$ betrachtet (vgl. [Z3, K10]).	189
5.4	Gültigkeitseinschränkungen der analytischen Berechnung von $B_{c,i}$ auf Basis von Gleichungen 5.30 und 5.31.	190
5.5	Simulationsabweichung δ_S bei Verwendung des Berechnungsnetzwerks gemäß Abbildung 5.17a.	193
5.6	Simulationsabweichung δ_S bei Verwendung des Berechnungsnetzwerks gemäß Abbildung 5.17b.	195
5.7	Gültigkeitseinschränkungen der analytischen Berechnung von $B_{c,i}$ auf Basis von Gleichungen 5.30 und 5.31 bei Variation der Schutzringweite w für M_{iii}	198
5.8	Maximale Simulationsabweichungen für M_{iii} und $M_{B,iii}$ unter Berücksichtigung der Gültigkeitseinschränkungen gemäß Gleichungen 5.30 und 5.31. Hierbei kennzeichnet $f_{V,min}$ die äußere Bereichsgrenze (Tabellen 5.4, 5.7) und $f_{V,min,S}$ den zugehörig betrachteten Simulationsdatensatz.	199
5.9	Maximale absolute numerische Simulationsabweichungen zwischen den Ergebnissen für $B_{c,S}$ bei $M_{B,iii}$ bei Variation der Umgebungs- und Schutzspaltleitfähigkeit mittels des Parameters c_r bei Anwendung mit $c_r = \frac{\kappa_r}{\kappa_U}$ und $c_r = \frac{\kappa_r}{\kappa_G}$ gemäß Gleichungen 5.32 und 5.36 unter Einbeziehung von f_V , h_E und h_I	219
5.10	Definition der Zeitabschnitte und vorgegebenen Funktionsparameter gemäß Gleichung 5.47 der synthetischen Testdaten (vgl. [K11]).	249
5.11	Berechnete Signal-Rausch Verhältnisse für verschiedene Filter zur Rauschreduktion bei Leitfähigkeitsanalysen (vgl. [K11]).	249
5.12	Dauer der einzelnen Phasen der Messung im Rahmen der indikativen Materialvergleiche.	259
5.13	Überblick über die durchgeführten Messreihen (eine Messung je Prüfkörper) im Zuge der Wiederholbarkeitsanalyse (vgl. [K7]).	272
5.14	Dauer der einzelnen Phasen der Messung im Rahmen der Wiederholbarkeitsanalyse (vgl. [K7]).	272
5.15	Kenngrößen der Wiederholbarkeitsanalysen nach Gleichung 5.61.	275
5.16	Kenngrößen der Wiederholbarkeitsanalysen nach Gleichung 5.62.	275
5.17	Kenngrößen der Wiederholbarkeitsanalysen nach Gleichung 5.63.	277
5.18	Vergleich der Wiederholbarkeitsanalysen nach Gleichung 5.62 und 5.61.	277
5.19	Vergleich der Wiederholbarkeitsanalysen nach Gleichung 5.62 und 5.63 (vgl. [K7]).	278

5.20	Analyse der Prüfkörperhöhe und Abschätzung der oberen $h_{T,UB}$ (UB: upper bound) und unteren $h_{T,LB}$ (LB: lower bound) Grenzen der Prüfkörperhöhe, (vgl. Auszüge: [K7]).	280
5.21	Dauer der einzelnen Phasen der Messung im Rahmen der DC-VPE-Vermessung.	289
A.1	Literaturangaben für Temperaturkoeffizienten.	322
A.2	Literaturangaben für Aktivierungsenergien.	323
A.3	Literaturangaben für Feldstärkekoeffizienten.	324
A.4	Vektorielle Darstellung der Maxwellgleichungen in Differential- und Integralform.	326
A.5	Bewertungsergebnisse hinsichtlich des Einflusses der Übertragungstechnologie und Übertragungslänge bei Anwendung der Methoden für den Zeitbereich $t_{flt} \leq t \leq t_{sim,max}$ und $t_{eval} = t_{flt} + 40$ ms. Daten vgl. [Z2].	339
A.6	Messbereiche und Messfehler beim Einsatz des Sefelec M 1500 P gemäß [148].	339
A.7	Messbereiche, Fehler und berechnete Auflösungen beim Einsatz des Keithley 6517B (Berechnung und Angaben auf Basis von [297]) bei Verwendung eines vorherigen Nullableiches, Integrationszeit 1 PLC, aktivierter Medianfilter über 10 Messwerte. Zusätzliche Temperatureinflüsse siehe: [297].	340
A.8	Analyse der Prüfkörperhöhe für die in Abschnitt 5.5.2 vorgestellten indikativen Materialvergleiche von Silikonelastomeren.	340

C Verzeichnis der Abkürzungen und Formelzeichen

In den folgenden Unterkapiteln werden wesentliche Abkürzungen und Buchstabenzeichen (C.1) sowie wesentliche griechische Buchstaben und weitere Symbole (C.2) zusammengefasst.

C.1 Abkürzungen und Buchstabenzeichen

A

\vec{a}	Vektor
a_{FN}	Parameter/Term im Fowler-Nordheim-Mechanismus
a_{RS}	erweiterte Richardson-Konstante
aA	Atoampere
add.	additionsvernetzt
arctan	Arkustangens
\mathcal{A}	Abweichung
A	Ampere
A	Fläche/Elektrodenfläche
A_{eff}	effektive Elektrodenfläche
A_{geo}	geometrische Elektrodenfläche
A_R	Parameter in der Koordinatentransformation nach Maxwell
A_{RS}	Richardson-Konstante
AC	Wechselstrom (engl. Alternating Current)
AD	Analog Digital
AD-Test	Anderson-Darling-Test
Al	Aluminium
AlCu4PbMgMn	Aluminiumlegierung (Bor-, Dreh- und Fräsqualität)
ASTM	American Society for Testing and Materials

B

b	y-Achsenabschnitt
b_{FN}	Parameter/Term im Fowler-Nordheim-Mechanismus
b_R	Elektrodenabstand zur Ermittlung des Rogowski Profils (Hilfsgröße)
b_{RS}	Parameter/Term im Richardson-Schottky-Mechanismus
b_{PF}	Parameter/Term im Poole-Frenkel-Mechanismus
\vec{B}, B	(vektorielle) magnetische Flussdichte
\tilde{B}	Parameter (Substitution) bei der Ionenleitung

B_c	Korrekturfaktor zur Flächenkorrektur in Schutzringanordnungen
$B_{c,i...vi}$	Korrekturfaktoren zur Flächenkorrektur in Schutzringanordnungen
$B_{c,S}$	auf Basis von numerischen Feldsimulationen bestimmte Korrekturfaktoren zur Flächenkorrektur in Schutzringanordnungen
B_D	Parameter in der dielektrischen Antwortfunktion nach Debye
B_H	Parameter im variable-range-hopping
B_J	Parameter in der dielektrischen Antwortfunktion nach Jonscher
B_S	Parameter in der dielektrischen Antwortfunktion nach Schweidler
BNC	Koaxialsteckverbinder (Bayonet Neill Concelman)
BoPET	biaxial orientiertes PET

C

c	Hilfsgröße innerhalb der formulierten Standardabweichung
c_r	Leitfähigkeitsverhältnis (engl. conductivity ratio)
cos	Kosinus
cosh	Kosinus hyperbolicus
C	im chemischen Kontext: Kohlenstoff
C	in Ersatzschaltbildern: Kapazität, in Abschnitt 5.2.2 zusätzlich Gleichung 5.2 beachten
C'	Kapazitätsbelag
C_{DUT}	Prüflingskapazität
C_F	Feedbackkapazität
CDM	Ladungsdifferenzmethode (engl. Charge Difference Method)
CFT	Impulse mit kritischer Anstiegszeit (engl. Critical Front Time)
Cigré	Conseil International des Grands Réseaux Électriques
CSC	netzgeführte Umrichter (engl. Current Source Converter)

D

d	Stellen der Auflösung (engl. digits)
d	Tag/Tage (engl. day/days)
d	Schlagweite bzw. Elektrodenabstand in m (allgemein)
d_{CFT}	Schlagweite bzw. Elektrodenabstand in m für CFT
d_{LI}	Schlagweite bzw. Elektrodenabstand in m für LI
d_{SI}	Schlagweite bzw. Elektrodenabstand in m für SI
d_v	Schlagweite bzw. Elektrodenabstand in m (Iterationsgröße)
dB	Dezibel
$dev(t)$, $dev_{max}(t)$,	(zeitvariable) Abweichung, maximale (zeitvariable) Abweichung, mittlere
$dev_{mean}(t)$	(zeitvariable) Abweichung (engl. deviation)
div	Divergenz
D	in Ersatzschaltbildern: Diode
\vec{D} , D	(vektorielle) dielektrische Verschiebungsdichte/elektrische Flussdichte
D_i	Toeplitz-Matrix
DC	Gleichstrom (engl. Direct Current)
DCP	Dicumylperoxid
DEI	doppeltexponentieller Impuls (engl. Double Exponential Impulse)

DIN	Deutsches Institut für Normung
DOI	Digital Object Identifier
DRT	verteilte Relaxationszeiten (engl. Distribution of Relaxation Times)
DUT	Prüfling (engl. Device Under Test)

E

$\vec{e}_x, \vec{e}_y, \vec{e}_z$	Einheitsvektoren
eV	Elektronenvolt
exp	Exponentialfunktion
\vec{E}, E	(vektorielle) elektrische Feldstärke
E_0	Bezugsfeldstärke
$E_{i,n}$	Normalkomponente der Feldstärke von Medium i
$E_{i,t}$	Tangentialkomponente der Feldstärke von Medium i
$E_{P,0}$	Homogenfeldstärke innerhalb eines idealen Plattenkondensators
EBA	Ethylbutylacetat (Essigsäure-2-ethylbutylester)
EN	Europäische Norm
EPDM	Ethylen-Propylen-Terpolymer
EPM	Ethylen-Propylen-Copolymer
EPR	Ethylen-Propylen-Kautschuk/Ethylen-Propylen-Rubber
ESB	Ersatzschaltbild

F

f	Frequenz (allgemein)
$f(t), F(\omega)$	dielektrische Antwortfunktion im Zeit- und Frequenzbereich
f_g	Grenzfrequenz
f_{pxc}	Parameter zur Verknüpfung von U_{px} und U_{50}
$f_{pxc,CFT}$	Parameter zur Verknüpfung von U_{px} und U_{50} bei CFT
$f_{pxc,LI}$	Parameter zur Verknüpfung von U_{px} und U_{50} bei LI
$f_{pxc,SI}$	Parameter zur Verknüpfung von U_{px} und U_{50} bei SI
$f_D(t)$	dielektrische Antwortfunktion nach Debye im Zeitbereich
$f_J(t)$	dielektrische Antwortfunktion nach Jonscher im Zeitbereich
$f_S(t)$	dielektrische Antwortfunktion nach Schweidler im Zeitbereich
f_V	Verhältnissfaktor in Parameterstudien: $f_V = g/h_T$
$f_{V,min}$	minimaler Verhältnissfaktor f_V zur Erfüllung der zugehörigen Gültigkeits- einschränkungen
$f_{V,min,S}$	minimaler Verhältnissfaktor f_V zur Erfüllung der zugehörigen Gültigkeits- einschränkungen der in der Simulation betrachtet wird
fA	Femtoampere
F	Farad
F_0	ungefiltertes Signal
$F_{A...D}$	gefilterte Signale
$F_{D1...D4}$	linear trendgefilterte Signale
FB	Vollbrücke (engl. Full Bridge)
FEF	Feldüberhöhungsfaktor (engl. Field Enhancement Factor)
FFT	Fast Fourier Transformation

FS, FS	Funkenstrecke
G	
g	Gramm
g	Schutzspaltbreite
g^*	modifizierte Schutzspaltbreite
g_t	Parameter innerhalb der atmosphärischen Korrektur
$g_{t,v}$	Parameter innerhalb der atmosphärischen Korrektur (Iterationsgröße)
grad	Gradient
GND	Laborerde/Masse (engl. Ground)
GPIO	General Purpose Instrument Bus (IEEE 488)
GTO	Gate Turn-Off Thyristor
GW	Gigawatt
$G\Omega$	Gigaohm
H	
h	Plancksches Wirkungsquantum
h_E	Elektrodenhöhe
h_{ES}	Höhe der Schirmelektroden (nur für M_B)
h_I	Abstand zur Schirmelektrode (nur für M_B)
h_R	Abstand zwischen den jeweils gekrümmten Elektroden zur Rogowskiprofilberechnung
h_{STC}	absolute Luftfeuchte bei Referenzatmosphäre
h_t	absolute Luftfeuchte in g/m^3
h_T	Höhe des Testobjekts/Probendicke/Probenhöhe/Prüfkörperdicke
$h_{T,max}$	maximale Höhe des Testobjekts/Probendicke/Probenhöhe/...
$h_{T,min}$	minimale Höhe des Testobjekts/Probendicke/Probenhöhe/...
$h_{T,mean}$	mittlere Höhe des Testobjekts/Probendicke/Probenhöhe/...
$h_{T,nom}$	nominale Höhe des Testobjekts/Probendicke/Probenhöhe/...
$h_{T,LB}$	Abschätzung der unteren Grenze der Höhe des Testobjekts/... (LB: engl. Lower Bound)
$h_{T,UB}$	Abschätzung der oberen Grenze der Höhe des Testobjekts/... (UB: engl. Upper Bound)
hPa	Hektopascal
H	im chemischen Kontext: Wasserstoff
\vec{H}, H	(vektorielle) magnetische Feldstärke
H_0	Nullhypothese
H_A	Aufstellhöhe in m über der Meereshöhe
H_c	Parameter innerhalb von Berechnungen zur Flächenkorrektur bei Schutzringanordnungen
HB	Halbbrücke (engl. Half Bridge)
HCR	Hochtemperaturvernetzender Silikonkautschuk/Festsilikonkautschuk (engl. Heat Cured Rubber)
HDÜ	Hochspannungsdrehstromübertragung
HDPE	High Density Polyethylen

HF	hohe Frequenzen
HGÜ	Hochspannungsgleichstromübertragung
HPTE	High Performance Thermoplastic Elastomer
HP-Filter	Hodrick-Prescott Filter
HTV	Hochtemperaturvernetzender Silikonkautschuk/Festsilikonkautschuk (engl. High Temperature Vulcanizing Silicone Rubber)
HVAC	High-Voltage Alternating Current
HVDC	High-Voltage Direct Current
Hz	Hertz

I

$i...vii$	Indices zur Variablenunterscheidung
i	Strom (allgemein, meist zeitveränderlich), Index (z. B. in Summen)
$i(t)$	zeitveränderlicher Strom
\tilde{i}	Ladungsträgerspezies
i_{CDUT}	kapazitiver Verschiebungsstrom des Prüflings
$i_m(t)$	zeitlich veränderlicher gemessener Strom
$i_M(t)$	zeitlich veränderlicher gemessener/zu messender Strom
$i_M(f)$	frequenzvariabler gemessener/zu messender Strom
inf	Infimum
I_a	anomaler Ladungsstrom
I_F	Feedbackstrom
I_l	Ladestrom
I_L	Leitungsstrom
I_M	gemessener/zu messender Strom
I_S	Kollektor- bzw. Diodensperrstrom
IEC	International Electrotechnical Commission
IEH	Institut für Elektroenergiesysteme und Hochspannungstechnik
IGBT	Insulated Gate Bipolar Transistor
IGCT	Integrated Gate Turn-Off Thyristor
ISBN	International Standard Book Number
ISSN	International Standard Serial Number

J

j	imaginäre Einheit
\vec{J}, J	(vektorielle) wahre Stromdichte
J_0	Stromdichte bei geringen Feldstärken
J_{FN}	Stromdichte aufgrund der Fowler-Nordheim-Injektion
\vec{J}_L, J_L	(vektorielle) Leitungsstromdichte
J_{PF}	Stromdichte aufgrund des Poole-Frenkel Effekts
J_{RS}	Stromdichte aufgrund der Richardson-Schottky-Injektion
J_{sat}	Sättigungsstromdichte
\vec{J}_V, J_V	(vektorielle) Verschiebungsstromdichte
JFET	Sperrschicht-Feldeffekttransistor

K

k	Parameter innerhalb der atmosphärischen Korrektur (abhängig von der Impulsform)
k_1	Luftdichte-Korrekturfaktor
$k_{1,v}$	Luftdichte-Korrekturfaktor (Iterationsgröße)
$k_{1,CFT}$	Luftdichte-Korrekturfaktor, Anwendung erfolgt bei CFT
$k_{1,LI}$	Luftdichte-Korrekturfaktor, Anwendung erfolgt bei LI
$k_{1,SI}$	Luftdichte-Korrekturfaktor, Anwendung erfolgt bei SI
k_2	Luftfeuchte-Korrekturfaktor
k_B	Boltzmannkonstante abhängig von Anwendung in eV/K bzw. J/K
k_d	Faktor zur Berücksichtigung einer Verlängerung des kürzesten Entladungswegs gegenüber dem minimalen Elektrodenabstand
$k_i, k_{i,s}$	Parameter zur Vorgabe der Anzahl an Datenpunkten bei der Überführung des zeitäquidistanten Vektors in einen logarithmisch äquidistanten Zeitvektor
k_{RL}	Faktor/Verhältnis zwischen RLIWV/LIPL
k_{RS}	Faktor/Verhältnis zwischen RSIWV/SIPL
kg	Kilogramm
kHz	Kilohertz
km	Kilometer
kond.	kondensationsvernetzt
kPa	Kilopascal
kV	Kilovolt
k Ω	Kilohm
K	Kelvin
K	Funkenstreckenfaktor für SI
K_a	Koordinationsfaktor zur Berücksichtigung von Luftdruckeinflüssen (Höhenkorrektur)
K_{cd}	Koordinationsfaktor zur Berücksichtigung von Form und Dauer der Überspannungen, Modellierungseinschränkungen, etc.
K_{ff}^+	Funkenstreckenfaktor für schnell ansteigende positive Impulsbeanspruchungen
K_G	Funkenstreckenfaktor (allgemein)
K_s	Sicherheitsfaktor zur Berücksichtigung von Einflüssen aufgrund von Alterung, allgemeinen Veränderungen und Produktqualitätsstreuungen
K_t	atmosphärischer Korrekturfaktor
$K_{t,v}$	atmosphärischer Korrekturfaktor (Iterationsgröße)
KD	Kurzschlussdauer
KIT	Karlsruher Institut für Technologie
KS-Test	Kolmogorov-Smirnov-Test

L

l	Länge
l_k	räumliche Dimension der kleinsten wiederkehrenden stofflichen Einheit

l_S	Abstand zur Grenze des Simulationsgebiets
l_T	Überstand des Prüflings/Testobjekts
l_λ	Abstand benachbarter Potentialtöpfe
\ln	natürlicher Logarithmus
\log_{10}	Logarithmus zur Basis 10
\log_β	Logarithmus zur Basis β
\mathcal{L}	Laplace Transformation
L	Liter
L	kürzester Endladungsweg in m
L_v	kürzester Endladungsweg in m (Iterationsgröße)
LAN	Local Area Network
LB	untere Grenze (engl. Lower Bound)
LCC	netzgeführte Umrichter (engl. Line Commuater Converter)
LDPE	Low Density Polyethylen
LFD	Low-Frequency Dispersion
LI	Blitzstoßspannung (engl. Lightning Impulse), (normative Blitzstoßspannung: 1,2 μ s/50 μ s)
LIPL	Blitzstoßschutzpegel (engl. Lightning Impulse Protective Level)
LLDPE	Linear Low Density Polyethylen
LSR	Flüssigsilikonkautschuk (engl. Liquid Silicone Rubber)
LWL	Lichtwellenleiter

M	
m	Meter
m	Geradensteigung
m_e	Elektronenruhemasse
m_E	Feldstärkeexponent
m_j	Exponent in der dielektrischen Antwortfunktionen nach Jonscher
m_t	Exponent in der atmosphärischen Korrektur
$m_{t,v}$	Exponent in der atmosphärischen Korrektur (Iterationsgröße)
m^3	Kubikmeter
mA	Milliampere
max	Maximum, maximal
mean	Mittelwert, im Mittel (engl. mean)
mF	Millifarad
mHz	Millihertz
min	Minimum, minimal
mm	Millimeter
ms	Millisekunde
mV	Millivolt
\mathcal{M}	Messung
$M_{i,...,iii}$	Schutzringanordnungen mit normativ definierten Dimensionen
$M_{i,...,iii}^*$	Schutzringanordnungen mit modifizierten Dimensionen
$M_{B,i,...,iii}$	geschirmte Schutzringanordnungen mit normativ definierten Dimensionen

$M_{B,i...iii}^*$	geschirmte Schutzringanordnungen mit modifizierten Dimensionen
MB	Messbereich
MeSukKA	Methodenbasierte Schlagweitenberechnung und klimatische Korrektur von Auslegungsspannungen
MHz	Megahertz
MLR	gleitende lineare Regression (engl. Moving Linear Regression)
MMC	Modulare Multilevel Umrichter (engl. Modular Multilevel Converter)
MPa	Megapascal
MVAr	Megavoltampere reaktiv
MWS	Maxwell-Wagner-Sillars
$M\Omega$	Megaohm

N

n, n_a, n_b	Potenz der Zeitabhängigkeit der scheinbaren Leitfähigkeit
n_H	Exponent im variable-range-hopping
n_j	Exponent in der dielektrischen Antwortfunktionen nach Jonscher
n_p	Polarisationsgrad
n_s	Exponent in der dielektrischen Antwortfunktionen nach Schweidler
n_z	Anzahl an Standardabweichungen
nA	Nanoampere
nF	Nanofarad
\mathbb{N}	Menge der natürlichen Zahlen
N_c	Leitungselektronendichte
N_d	Donatorendichte
$N_{D,\bar{i}}$	Ladungsträgerdichte der Spezies \bar{i}
N_{eff}	effektive Zustandsdichte im Leitungsband
N_t	Haftstellendichte

O

OPV	Operationsverstärker
-----	----------------------

P

p_i	Parameter der linearen Trendfilterung zur Formulierung von λ_i
p_j	Exponent in der dielektrischen Antwortfunktionen nach Jonscher
p_R	maximal zulässige Abweichung gegenüber der Homogenfeldstärke innerhalb der Rogowskiprofilberechnung
p_{STC}	Luftdruck bei Referenzatmosphäre in mbar bzw. hPa
p_t	Luftdruck in mbar bzw. hPa
p_x	Durchschlagwahrscheinlichkeit in Prozent
pA	Pikoampere
perox.	peroxidvernetzt
pF	Pikofarad
\vec{P}, P	(vektorielle) elektrische Polarisation
$P_0(t)$	Parameter/Term zur Abbildung schneller Polarisationsmechanismen
P_c	Parameter innerhalb von Berechnungen zur Flächenkorrektur bei Schutzringanordnungen

$P_L(t)$	Parameter/Term zur Abbildung langsamer Polarisationsmechanismen
Pa	Pascal
PC	Personal Computer
PDC	Polarisations- und Depolarisationsstrom (engl. Polarisation and Depolarisation Current)
PDMS	Polydiorganosiloxane
PDP	niedermolekulare Spaltprodukte/Restbestandteile/peroxidische Zersetzungsprodukte (engl. Peroxide Decomposition Products)
PE	Polyethylen
PET	Polyethylenterephthalat
PEX-a/PE-Xa	vernetztes Polyethylen (Peroxidvernetzung)
PEX-b/PE-Xb	vernetztes Polyethylen (Silanvernetzung)
PEX-c/PE-Xc	vernetztes Polyethylen (Elektronenstrahlvernetzung)
PEX-d/PE-Xd	vernetztes Polyethylen (Vernetzung durch Lubonyl-Verfahren)
PLC	Netzspannungsperiode (engl. Power Line Cycle)
POM	Polyoxymethylen
PTFE	Polytetrafluorethylen (Handelsname: Teflon)
Pt-100	Platin-Messwiderstand, Nennwiderstand: 100 Ω
PVD	Physikalische Gasphasenabscheidung (engl. Physical Vapour Deposition)
PWM	Pulsweitenmodulation
$P\Omega$	Petaohm

Q	
q_2	Bewertungsparameter der Übertragungstechnologie (Verhältnis der Rückenhauptwertzeiten)
$q_{A,eval}$	Bewertungsparameter der Übertragungstechnologie (Verhältnis der Spannungs-Zeit-Flächen der Impulse innerhalb des Evaluierungszeitraums)
$q_{A,\infty}$	Bewertungsparameter der Übertragungstechnologie (Verhältnis der ges. Spannungs-Zeit-Flächen der Impulse)
q_e	Elementarladung in As
$q_{Fit,A}$	Bewertungsparameter der Überspannungsapproximation (Flächenkriterium)
$q_{Fit,max}$	Bewertungsparameter der Überspannungsapproximation (Maximalwertabbildung)
q_m	Kenngröße zur Qualitätsevaluation der Messdatenerfassung (Anzahl interpolierter Datenpunkte)
q_p	Bewertungsparameter der Übertragungstechnologie (Verhältnis der Scheitelzeiten)
q_R	Verhältnis zwischen der Feldstärke am Profilende bezogen auf die Homogenfeldstärke innerhalb der Rogowskiprofilberechnung
$q\sigma$	Quotient der Mittelwerte der scheinbaren Leitfähigkeit
Q	Ladung
QP Problem	quadratisches Programmierungsproblem

R

r	Radius
r_1	Radius der Messelektrode
r_2	Radius bis zum Rande des Schutzrings
r_3	Radius bis zum Rande der Schutzringelektrode
r_A	Anodenradius
$r_{A,krit}$	kritischer Anodenradius
rot	Rotation
R	in Ersatzschaltbildern: Widerstand, in Abschnitt 5.2.2 zusätzlich Gleichung 5.1 beachten
R_{DUT}	Prüflingswiderstand
R_e	Infinitesimaler ohmscher Widerstand
R_f	Reflexionsfaktor
R_F	Feedbackwiderstand
R_t	relative Luftfeuchte in Prozent
$R_{t,STC}$	relative Luftfeuchte in Prozent bei STC
$R_{t,S}$	Sollwert der relativen Luftfeuchte
RAMS	Zuverlässigkeit, Verfügbarkeit, Instandhaltbarkeit und Sicherheit (engl. Reliability, Availability, Maintainability, Safety)
RLIWW	erforderliche Blitzstoßstehspannung (engl. Required Lightning Impulse Withstand Voltage)
RSIWW	erforderliche Schaltstoßstehspannung (engl. Required Switching Impulse Withstand Voltage)
RS-232	Recommended Standard 232 (Schnittstellennorm)
RS-422	Recommended Standard 422 (Schnittstellennorm)
RTV	Raumtemperaturvernetzender Silikonkautschuk (engl. Room Temperature Vulcanizing Silicone Rubber)

S

s	Sekunden
s	Parameter der Laplace Transformation
s_T	Standardabweichung
s_j	Exponent in dielektrischen Antwortfunktionen nach Jonscher
sin	Sinus
sinh	Sinus hyperbolicus
\mathcal{S}	Simulation
S	Siemens
S	in Ersatzschaltbildern: Schalter
SCLC	Space Charge Limited Current
SDEI	überlagerter doppeltexponentieller Impuls (engl. Superimposed Double Exponential Impulse)
SDR	Signaldatenreduktion
Si	im chemischen Kontext: Silizium

SI	Schaltstoßspannung (engl. Switching Impulse), (normative Schaltstoßspannung: 250 μ s/2500 μ s)
SIPL	Schaltstoßschutzpegel (engl. Switching Impulse Protective Level)
SM	Submodul
SNR	Signal-Rausch-Verhältnis (engl. Signal-to-Noise Ratio)
STC	atmosphärische Normalbedingungen (engl. Standard Test Conditions: $T_{STC}, p_{STC}, h_{STC}$)

T	
t	Zeit, Zeitpunkt
t_1	Stirnzeit eines LI nach DIN EN 60060-1 ([63]) bzw. DIN EN 60071-1 ([37])
t_2	Rückenhalfwertszeit nach DIN EN 60060-1 ([63]) bzw. DIN EN 60071-1 ([37])
t_{AB}	Zeitdauer zwischen 30 % und 90 % des Maximal-/Scheitelwertes
t_c	Schalterverschlusszeit
t_{end}	Intervallgrenze der Trendfunktion
t_{eval}	zeitlicher Endpunkt des Evaluierungszeitraums
t_{flt}	Fehlerzeitpunkt
t_{krit}	kritische Anstiegszeit
t_m	Zeitdauer bis zum Maximalwert einer ansteigenden (doppeltexponentiellen) Spannung
t_p	Zeit bis zum Scheitelwert einer ansteigenden Spannung (DIN EN 60071-1, [37])
$t_{sim,max}$	maximaler Simulationszeitpunkt
$t_{sim,red}$	reduzierter Simulationszeitpunkt
t_{w_i}	Zeitintervall, Zeitbereich des Betrachtungsintervall bei MLR
t_x	Notation zur Kennzeichnung der angewendeten Zeitbasen- und Spannungsstabilisierungskorrektur ($t_x = t - t_{\Delta}$)
t_{Δ}	Zeitdauer bis zur Spannungsstabilisierung am Prüfling
T	Temperatur (allgemein)
T	transponiert
T_C	Temperatur in $^{\circ}$ C
T_G	Glasübergangstemperatur
T_K	absolute Temperatur in K
T_s	Schmelztemperatur
T_S	Solltemperatur
T_{STC}	Bezugstemperatur bei Referenzatmosphäre
T_0	Bezugstemperatur (allgemein)
TRR	Trust-Region-Reflective Algorithmus
TRX	Steckverbinder (umgangssprachlich: Triaxial)
TSC	Thermally Stimulated Current
TSPC	Thermally Stimulated Polarisation Current
TSDC	Thermally Stimulated Depolarisation Current
$T\Omega$	Teraohm

U

u	Spannung (allgemein, auch zeitveränderlich)
\hat{u}	Maximalwert/Extremwert bzw. Amplitude einer Spannung (allgemein)
$u(t)$	zeitveränderliche Spannung
u_0	Kondensatorladespannung (typ. in Stoßschaltung)
u_{01}	Spannung (typ. an zusätzlich eingebrachter Stoßkapazität)
$u_{12}(t)$	überlagerter Spannungsverlauf am Prüfling
\hat{u}_{12}	Maximalwert des überlagerten Spannungsverlaufs (Impulsgröße + Gleichanteil, sofern vorhanden) am Prüfling
\hat{u}_{12}°	Maximalwert des um den Gleichanteil korrigierten Spannungsverlaufs am Prüfling (lediglich Impulsgröße)
u_2	Spannung (typ. Gleichspannung)
u_A	Ausgangsspannung (allgemein)
$u_{DC,n}(t)$	Spannung am negativen Freileitungs- respektive Kabelabgang
$u_{DEI}(t)$	Zeitverlauf einer DEI Spannung
$u_{DUT}(u)$	Prüflingsspannung im Zeitbereich
$u_{HVDC}(t)$	Modellbildung der Ausgangsspannung der Hochspannungsquelle im Zeitbereich
u_{pp}	Spannung der Spitze-Spitze (engl. peak peak) Restwelligkeit der eingesetzten Gleichspannungsquelle
$u_{SDEI}(t)$	Zeitverlauf einer SDEI Spannung
$u_{SDR}(t)$	resultierende SDR Spannungskurve (betragsmäßige Maximalwerte)
$u_{SI}(t)$	Zeitverlauf einer SI Spannung
U_{10}	10-%-Durchschlagsspannung in kV
U_{16}	16-%-Durchschlagsspannung in kV
U_{50}	50-%-Durchschlagsspannung in kV
$U_{50,STC}$	50-%-Durchschlagsspannung in kV bei STC
$U_{50,RP}$	50-%-Durchschlagsspannung einer Stab-Platte (engl. Rod-Plane) Anordnung in kV
U_A	Ausgangsspannung (allgemein)/Spannungswert innerhalb der Lösung der Stoßkreisdifferentialgleichung
$U_{A,DC}$	Ausgangsspannung der Feedbackmessung im Fall von Gleichströmen ($\hat{u}_A(f=0)$)
U_B	Betriebsspannung
U_{cw}	Koordinationsstehspannungen
U_D	Differenzspannung
U_{DC}	(applizierte) Gleichspannung/Potential der Hochspannungselektrode
$U_{DC,F}$	Gleichspannungsanteil vor Fehlereintritt
$U_{DUT}(s)$	Prüflingsspannung im Bildbereich
U_E	Eingangsspannung
U_{ME}	Potentialanhebung der Messelektrode
U_{NOM}	nominale Ausgangsspannung der eingesetzten Gleichspannungsquelle

U_{px}	p_x -%-Durchschlagsspannung in kV (Auslegungsspannung)
$U_{px,CFT}$	p_x -%-Durchschlagsspannung in kV (Auslegungsspannung) für CFT
$U_{px,LI}$	p_x -%-Durchschlagsspannung in kV (Auslegungsspannung) für LI
$U_{px,SI}$	p_x -%-Durchschlagsspannung in kV (Auslegungsspannung) für SI
$U_{px,STC}$	p_x -%-Durchschlagsspannung in kV (Auslegungsspannung) bei STC
$U_{px,CFT,STC}$	p_x -%-Durchschlagsspannung in kV (Auslegungsspannung) für CFT bei STC
$U_{px,LI,STC}$	p_x -%-Durchschlagsspannung in kV (Auslegungsspannung) für LI bei STC
$U_{px,SI,STC}$	p_x -%-Durchschlagsspannung in kV (Auslegungsspannung) für SI bei STC
U_{rp}	repräsentative Spannungen und Überspannungen
$U_{rp,CFT}$	repräsentative Spannungen und Überspannungen mit kritischer Anstiegszeit
$U_{rp,LI}$	repräsentative Spannungen und Überspannungen mit normativem SI Repräsentant
$U_{rp,SI}$	repräsentative Spannungen und Überspannungen mit normativem LI Repräsentant
U_{rw}	erforderliche Stehspannungen
U_{STC}	unter STC erzielbarer Wert einer Durchschlag-/Prüfspannung
U_t	gemessene Durchschlag-/Prüfspannung unter Labor-/Testbedingungen
U_w	Stehspannungen
UB	obere Grenze (engl. Upper Bound)
UdSSR	Union der Sozialistischen Sowjetrepubliken, Kurzform: Sowjetunion
UHF	Koaxialsteckverbinder (Ultra High Frequency), allgemein Ultra High Frequency
UHV	Ultrahochspannung
USA	Vereinigte Staaten von Amerika (engl. United States of America)
USB	Universal Serial Bus
URL	Uniform Resource Locator

V	
v	Ausbreitungsgeschwindigkeit
v_{80}	relativer Feld-Volumenanteil ($E < 0,8U_{DC}/h_T$)
v_{120}	relativer Feld-Volumenanteil ($E > 1,2U_{DC}/h_T$)
v_i	Anzahl an Datenpunkten zur Verschiebung des Betrachtungsintervalls bei der MLR
V	Volt
V	Volumen
VB	Vollbrücke
VDE	Verband der Elektrotechnik, Elektronik und Informationstechnik
VPE	vernetztes Polyethylen
VSC	selbstgeführte Umrichter (engl. Voltage Source Converter)

W	
w	Breite der Schutzringelektrode
w_i	Anzahl an Datenpunkten des Betrachtungsintervalls bei der MLR
w_t	Exponent in der atmosphärischen Korrektur
$w_{t,v}$	Exponent in der atmosphärischen Korrektur (Iterationsgröße)

W_0	Elektronenaustrittsarbeit des Kathodenmetalls ins Vakuum
W_a	Elektronenaffinität des Dielektrikums
W_A	Aktivierungsenergie (typ. in eV)
WG	Working Group

X

x	Koordinate/Koordinatenachse
x	Index zur Unterscheidung
x_t	linearer Trend, Trenddatenpunktserie
x^{lt}	erhaltener ℓ_1 Trend, erhaltene ℓ_1 Trenddatenpunktserie
XLPE	Cross-linked polyethylene

Y

y	Koordinate/Koordinatenachse
y_t	Datenreihe

Z

z	Koordinate/Koordinatenachse
z_t	Zusatzkomponente
Z	in Ersatzschaltbildern: Impedanz
Z_{DUT}	Prüflingsimpedanz
Z_F	Feedbackimpedanz
Z_W	Ionenwertigkeit
Z_z	Standardabweichung

C.2 Griechische Buchstaben und weitere Symbole

α

$1/\alpha_1, 1/\alpha_2$	Zeitkonstanten bei Stoßspannungen
α_{kr}	Kristallisationsgrad
α_T	Temperaturkoeffizient
α	allg. Variable

β

β_E	Feldkoeffizient
β	Basis des Logarithmus

γ

γ_i, γ_{ii}	Feldkoeffizient
-------------------------	-----------------

δ

$\delta(t)$	Dirac Funktion
δ_{AA}	relative Flächenabweichung
δ_{AB}	relative Flächenabweichung
δ_c	Korrekturterm zur Flächenkorrektur bei Schutzringanordnungen
δ_{dev}	Vergleichsparameter zur Bewertung der Wiederholbarkeitsberechnungen
δ_S	Simulationsabweichung
δ_t	relative Luftdichte
$\delta\kappa_A$	relative Leitfähigkeitsabweichung
$\delta\kappa_B$	relative Leitfähigkeitsabweichung
Δ	Abweichung/Veränderung/Unterschied (allgemein)
ΔE_d	energetischer Abstand zwischen Donatorniveau und Leitungsband
ΔE_t	energetischer Abstand zwischen Haftstellen und Leitungsband
$ \Delta\delta_S $	absolute betragsmäßige numerisch vorhandene maximale Abweichung der Ergebnisse für δ_S
$ \Delta B_{c,S} $	absolute betragsmäßige numerisch vorhandene maximale Abweichung der Ergebnisse für $B_{c,S}$

ϵ

ϵ	Permittivität: $\epsilon = \epsilon_0 \epsilon_r$
ϵ_0	Permittivität des Vakuums
ϵ_G	Permittivität des Schutzspaltmaterials
ϵ_r	relative Permittivität, relative Dielektrizitätszahl
$\epsilon_{r,50 \text{ Hz}}$	relative 50 Hz Permittivität
ϵ_T	Permittivität des Prüflings

ζ

ζ_i	duale Variable
-----------	----------------

η

η	Wirkungsgrad bzw. Ausnutzungsgrad
--------	-----------------------------------

κ

κ	spezifische Gleichstromleitfähigkeit
$\kappa_{0,E}, \kappa_{0,E,i}, \kappa_{0,E,ii}$	allgemeiner Materialparameter/Proportionalitätsfaktor zur Abbildung der Leitfähigkeit bei allgemeinen/empirischen Modellannahmen
$\kappa_{0,H,i}, \kappa_{0,H,ii}$	allgemeiner Materialparameter/Proportionalitätsfaktor zur Abbildung der Leitfähigkeit innerhalb der Hopping-Modellierung
$\kappa_{0,I,i}, \kappa_{0,I,ii}$	allgemeiner Materialparameter/Proportionalitätsfaktor zur Abbildung der Leitfähigkeit mittels Modellvorstellungen der Ionenleitfähigkeit
$\kappa_{0,PF}, \kappa_{0,PF,i}, \kappa_{0,PF,ii}, \tilde{\kappa}_{0,PF}$	allgemeiner Materialparameter/Proportionalitätsfaktor zur Abbildung der Leitfähigkeit nach Poole-Frenkel in unterschiedlichen Darstellungsformen
$\kappa_E, \kappa_{E,i}, \kappa_{E,ii}$	allgemeiner Materialparameter/Proportionalitätsfaktor zur Abbildung der Leitfähigkeit nach allgemeinen/empirischen Modellannahmen in unterschiedlichen Darstellungsformen
κ_G	spezifische Leitfähigkeit des Schutzspaltmaterials (sowie des Isolators bei M_B)
$\kappa_H, \kappa_{H,i}, \kappa_{H,ii}$	Leitfähigkeit nach dem Hopping-Mechanismus in unterschiedlichen Darstellungsformen
$\kappa_I, \kappa_{I,i}, \kappa_{I,ii}, \tilde{\kappa}_{I,ii}$	Ionenleitfähigkeit in unterschiedlichen Darstellungsformen
κ_L	spezifische Leitfähigkeit der Luft
$\kappa_{PF}, \kappa_{PF,i}, \kappa_{PF,ii}$	Leitfähigkeit nach Poole Frenkel in unterschiedlichen Darstellungsformen
$\kappa_{PF,d}$	Leitfähigkeit nach Poole Frenkel bei Dünnschichtisolatoren
κ_T	spezifische Leitfähigkeit des Testobjekts/Prüflings
κ_U	spezifische Leitfähigkeit der Umgebung
<hr/>	
λ	
λ	Wellenlänge
λ_i	Parameter zur Definition der Ähnlichkeit zwischen x_i und y_i , Einsatz von $\lambda_i \rightarrow \lambda_{max}$ führt zur optimalen Ausgleichsgeraden (beste affine Abbildung)
<hr/>	
μ	
μ_0	Permeabilität des Vakuums
μ_e	Elektronenbeweglichkeit
$\mu_{\tilde{i}}$	Beweglichkeit der Spezies \tilde{i}
μ_r	relative Permeabilität
μ_N	Erwartungswert bei der Normalverteilung
μA	Mikroampere
μF	Mikrofarad
μm	Mikrometer
μs	Mikrosekunde
μV	Mikrovolt
<hr/>	
v	
v	Iterationsindex
<hr/>	
ξ	
ξ	Iterationsinkrement
<hr/>	

π	
π	Kreiszahl
ρ	
ρ	örtliche Ladungsdichte, Raumladungsdichte
σ	
σ	scheinbare Leitfähigkeit
$\sigma(t)$	scheinbare Leitfähigkeit mit Zeitbezug
σ_A	Parameter im Rahmen der gleitenden linearen Regression
σ_F	Flächenladungsdichte
$\sigma_m(t)$	gemessene scheinbare Leitfähigkeit mit Zeitbezug
$\sigma_n(t_x)$	Eingangssignals der Signalfilterung mit gaußischem Rauschen
σ_N	Standardabweichung bei der Normalverteilung
Σ	Summe
τ	
τ	typischerweise Zeitkonstante, innerhalb der Faltung: Hilfsgröße
ϕ	
ϕ	Koordinate in der Koordinatentransformation nach Maxwell
Φ	Barrierenhöhe des Metall-Polymerübergangs in eV
φ	elektrisches Potential
χ	
χ_{el}	elektrische Suszeptibilität
ψ	
ψ	Koordinate in der Koordinatentransformation nach Maxwell
ω	
ω	Kreisfrequenz
ω_c, ω_p	charakteristische Frequenzen in dielektrischen Antwortfunktionen
Ω	Ohm
\forall	für Alle
$\frac{\partial}{\partial t}$	partielle Ableitung nach t
$\int d\vec{s}, \iint d\vec{A}, \iiint dV$	Integrationsoperatoren für Linien-, Flächen- und Volumenintegrale
$\oint d\vec{s}, \oiint d\vec{A}$	Integrationsoperatoren für geschlossene Linien- und Flächenintegrale
∇	Nabla Operator
\parallel	elektrisch parallel
∞	unendlich
\propto	proportional zu
$=, \stackrel{!}{=}$	gleich, gefordert gleich
\approx	fast gleich, circa, angenähert
$<, \ll, >, \gg$	kleiner als, viel kleiner als, größer als, viel größer als
\leq, \geq	kleiner oder gleich, größer oder gleich
\lesssim, \gtrsim	kleiner oder fast gleich, größer oder fast gleich

D Literaturverzeichnis, Publikationen, studentische Arbeiten

In den folgenden Unterkapiteln findet sich das Literaturverzeichnis (D.1), ein gesondertes Verzeichnis eigener Publikationen (D.2) und ein gesondertes Verzeichnis betreuter studentischer Arbeiten (D.3).

D.1 Literaturverzeichnis

- [1] A. J. Schwab. *Elektroenergiesysteme: Erzeugung, Transport, Übertragung und Verteilung elektrischer Energie; 2. Auflage*. Springer Dordrecht Heidelberg London New York, 2009. ISBN: 9783540922278. DOI: 10.1007/978-3-540-92227-8.
- [2] M. Beyer, W. Boeck, K. Möller und W. Zaengl. *Hochspannungstechnik: Theoretische und praktische Grundlagen - Berichtigter Nachdruck*. Springer-Verlag Berlin Heidelberg New York London Paris Tokyo, 1992. ISBN: 9783642648939. DOI: 10.1007/978-3-642-61633-4.
- [3] G. Mazzanti und M. Marzintotto. *Extruded Cables for High-Voltage Direct-Current Transmission: Advances in Research and Development*. IEEE Press - JohnWiley & Sons, Hoboken, New Jersey, 2013. ISBN: 9781118096666. DOI: 10.1002/9781118590423.
- [4] M. Guarnieri. "The Beginning of Electric Energy Transmission: Part One". In: *IEEE Industrial Electronics Magazine* 7.1 (März 2013), S. 50–52. DOI: 10.1109/MIE.2012.2236484.
- [5] V. Crastan und D. Westermann. *Elektrische Energieversorgung 3: Dynamik, Regelung und Stabilität, Versorgungsqualität, Netzplanung, Betriebsplanung und -führung, Leit- und Informationstechnik, FACTS, HGÜ; 2. Auflage*. Springer Vieweg, 2018. ISBN: 9783662490211. DOI: 10.1007/978-3-662-49021-1.
- [6] F. Dittmann, Hrsg. *Überwindung der Distanz: 125 Jahre Gleichstromübertragung Miesbach - München*. VDE Verlag GmbH, 2011. ISBN: 3800731924.
- [7] K. Heuck, K.-D. Dettmann und D. Schulz. *Elektrische Energieversorgung: Erzeugung, Übertragung und Verteilung elektrischer Energie für Studium und Praxis; 8. Auflage*. Vieweg+Teubner Verlag, 2010. ISBN: 9783834807366.
- [8] Z. Liu. *Ultra-High Voltage AC/DC Grids*. Academic Press - China Electric Power Press Ltd - published by Elsevier, 2014. ISBN: 9780128023600.
- [9] Z. Liu. *Global Energy Interconnection*. Academic Press - China Electric Power Press Ltd - published by Elsevier, 2015. ISBN: 9780128044056.
- [10] D. van Hertem, O. Gomis-Bellmunt und J. Liang. *HVDC Grids: For Offshore and Supergrid of the Future*. IEEE Press - JohnWiley & Sons, Inc., Hoboken, New Jersey, 2016. ISBN: 9781119115243. DOI: 10.1002/9781119115243.
- [11] H. Kaden. *Wirbelströme und Schirmung in der Nachrichtentechnik; 2. Auflage*. Springer-Verlag Berlin Heidelberg, 1959. ISBN: 9783540325703. DOI: 10.1007/978-3-540-32570-3.

- [12] D. Kind. *Erwin Marx und sein Beitrag zur Entwicklung der Hochspannungs-Gleichstromübertragung von 1930 bis 1945*. Vorveröffentlichung aus Abhandlungen der Braunschweigischen Wissenschaftlichen Gesellschaft, Bd. LXV, J. Cramer Verlag Braunschweig, 2013. 2013. URL: <http://www.digibib.tu-bs.de/?docid=00050806>.
- [13] D. Tiku. "DC Power Transmission: Mercury-Arc to Thyristor HVDC Valves". In: *IEEE Power and Energy Magazine* 12.2 (März 2014), S. 76–96. DOI: 10.1109/HPE.2013.2293398.
- [14] F. Wang, L. Bertling, T. Le, A. Mannikoff und A. Bergman. "An Overview Introduction of VSC-HVDC: State-of-art and Potential Applications in Electric Power Systems". In: *Cigrè International Symposium, Bologna, Italy*. Sep. 2011.
- [15] T. Magg, F. Amputu, M. Manchen, E. Krige, J. Wasborg und K. Gustavsson. "Zambezi (previously Caprivi) Link HVDC Interconnector: Review of Operational Performance in the First Five Years". In: *Cigrè Session, Paris, France*. 2016.
- [16] S. Du, A. Dekka, B. Wu und N. Zargari. *Modular Multilevel Converters: Analysis, Control, and Applications*. IEEE Press - John Wiley & Sons, Inc., Hoboken, New Jersey, 2018. ISBN: 9781119367291. DOI: 10.1002/9781119367291.
- [17] G. Andersson und M. Hyttinen. "Skagerrak The Next Generation: HVDC and Power Electronic Technology - System Development and Economics". In: *Cigrè Symposium, Lund, Sweden*. 2015.
- [18] T. K. Vrana. "Review of HVDC Component Ratings: XLPE Cables and VSC Converters". In: *IEEE International Energy Conference (ENERGYCON), Leuven Belgium*. Apr. 2016. DOI: 10.1109/ENERGYCON.2016.7514045.
- [19] Bundesrat Drucksache 595/15. *Gesetzbeschluss des Deutschen Bundestages - Gesetz zur Änderung von Bestimmungen des Rechts des Energieleitungsbaus*. Dez. 2015.
- [20] Bundesrat Drucksache 595/15 (Beschluss). *Beschluss des Bundesrates - Gesetz zur Änderung von Bestimmungen des Rechts des Energieleitungsbaus*. Dez. 2015.
- [21] Bundesnetzagentur. *Netzentwicklungsplan Strom 2030, Version 2017, Zweiter Entwurf der Übertragungsnetzbetreiber*. Mai 2017.
- [22] T. L. Hanley, R. P. Burford, R. J. Fleming und K. W. Barber. "A General Review of Polymeric Insulation for Use in HVDC Cables". In: *IEEE Electrical Insulation Magazine* 19.1 (Jan. 2003), S. 13–24. ISSN: 0883-7554. DOI: 10.1109/MEI.2003.1178104.
- [23] S. Belli, G. Perego, A. Bareggi, L. Caimi, F. Donazzi und E. Zaccone. "P-Laser: breakthrough in power cable systems". In: *IEEE International Symposium on Electrical Insulation, San Diego, USA*. Juni 2010. DOI: 10.1109/ELINSL.2010.5549826.
- [24] Y. Zhou, S. Peng, J. Hu und J. He. "Polymeric Insulation Materials for HVDC Cables: Development, Challenges and Future Perspective". In: *IEEE Transactions on Dielectrics and Electrical Insulation* 24.3 (Juni 2017), S. 1308–1318. ISSN: 1070-9878. DOI: 10.1109/TDEI.2017.006205.
- [25] L. A. Dissado und J. C. Fothergill. *Electrical Degradation and Breakdown in Polymers*. Peter Peregrinus Ltd. on behalf of the Institution of Electrical Engineers, 1992. ISBN: 0863411967.
- [26] U. H. Nilsson, J. Andersson, V. Englund, V. Eriksson, P.-O. Hagstrand und A. Smedberg. "The Role and Measurement of DC Conductivity for HVDC Cable Insulation Materials". In: *IEEE Annual Report Conference on Electrical Insulation and Dielectric Phenomena (CEIDP), Ann Arbor, USA*. Okt. 2015. DOI: 10.1109/CEIDP.2015.7352067.
- [27] D. Fabiani, G. C. Montanari, C. Laurent, G. Teyssedre, P. H. F. Morshuis, R. Bodega, L. A. Dissado, A. Campus und U. H. Nilsson. "Polymeric HVDC Cable Design and Space Charge Accumulation. Part 1: Insulation/Semicon Interface". In: *IEEE Electrical Insulation Magazine* 23.6 (Nov. 2007), S. 11–19. ISSN: 0883-7554. DOI: 10.1109/MEI.2007.4389975.

- [28] S. Delpino, D. Fabiani, G. C. Montanari, C. Laurent, G. Teyssedre, P. H. F. Morshuis, R. Bodega und L. A. Dissado. "Polymeric HVDC Cable Design and Space Charge Accumulation. Part 2: Insulation Interfaces". In: *IEEE Electrical Insulation Magazine* 24.1 (Jan. 2008), S. 14–24. ISSN: 0883-7554. DOI: 10.1109/MEI.2008.4455499.
- [29] M. S. Khalil. "International Research and Development Trends and Problems of HVDC Cables with Polymeric Insulation". In: *IEEE Electrical Insulation Magazine* 13.6 (Nov. 1997), S. 35–47. ISSN: 0883-7554. DOI: 10.1109/57.637152.
- [30] Y. Murata, M. Sakamaki, K. Abe, Y. Inoue, S. Mashio, S. Kashiyama, O. Matsunaga, T. Igi, M. Watanabe, S. Asai und S. Katakai. "Development of High Voltage DC-XLPE Cable System". In: *SEI Technical Review* 76 (Apr. 2013), S. 55–62. URL: <https://global-sei.com/technology/tr/bn76/pdf/76-09.pdf>.
- [31] A. Abbasi und M. Jeroense. "Conductivity and space charge dynamics of XLPE samples during temperature cycling". In: *IEEE 2nd International Conference on Dielectrics (ICD), Budapest, Hungary*. Juli 2018. DOI: 10.1109/ICD.2018.8514642.
- [32] F. Mauseth und H. Haugdal. "Electric Field Simulations of High Voltage DC Extruded Cable Systems". In: *IEEE Electrical Insulation Magazine* 33.4 (Juli 2017), S. 16–21. ISSN: 0883-7554. DOI: 10.1109/MEI.2017.7956628.
- [33] S. Nishikawa, K.-i. Sasaki, K. Akita, M. Sakamaki, T. Kazama und K. Suzuki. "XLPE Cable for DC Link". In: *SEI TECHNICAL REVIEW* 84 (2017), S. 59–64. URL: <https://global-sei.com/technology/tr/bn84/pdf/84-10.pdf>.
- [34] A. Lesnicar und R. Marquardt. "An Innovative Modular Multilevel Converter Topology Suitable for a Wide Power Range". In: *IEEE Power Tech Conference, Bologna, Italy*. Juni 2003. DOI: 10.1109/PTC.2003.1304403.
- [35] A. Küchler. *Hochspannungstechnik: Grundlagen, Technologie, Anwendungen; 4. Auflage*. Springer Vieweg, Berlin, Heidelberg, 2017. ISBN: 9783662546994. DOI: 10.1007/978-3-662-54700-7.
- [36] A. R. Hileman. *Insulation Coordination for Power Systems*. CRC Press, Taylor & Francis Group LCC, 1999. ISBN: 9780824799571.
- [37] *DIN EN 60071-1:2010-09; VDE 0111-1 Isolationskoordination - Teil 1: Begriffe, Grundsätze und Anforderungen (IEC 60071-1:2006 + A1:2010); Deutsche Fassung EN 60071-1:2006 + A1:2010*. Deutsches Institut für Normung e.V., Verband der Elektrotechnik Elektronik Informationstechnik e. V.
- [38] *DIN EN 60071-2:1997-09; VDE 0111-2 Isolationskoordination - Teil 2: Anwendungsrichtlinie, (IEC 60071-2:1996); Deutsche Fassung EN 60071-2:1997*. Deutsches Institut für Normung e.V., Verband der Elektrotechnik Elektronik Informationstechnik e. V.
- [39] *IEC TR 60071-4:2004-06 Insulation co-ordination – Part 4: Computational guide to insulation co-ordination and modelling of electrical networks*. International Electrotechnical Commission.
- [40] *DIN EN 60071-5:2015-05; VDE 0111-5 Isolationskoordination - Teil 5: Verfahren für Hochspannungs-Gleichstrom-Stromrichterstationen (HGÜ-Stromrichterstationen) (IEC 60071-5:2014); Deutsche Fassung EN 60071-5:2015*. Deutsches Institut für Normung e.V., Verband der Elektrotechnik Elektronik Informationstechnik e. V.
- [41] A. Küchler. "Ausbildung und Steuerung elektrischer Felder bei Gleichspannungsbeanspruchung". In: *RCC-Tagungsbericht 2015, Werkstoffe: Forschung und Entwicklung neuer Technologien zur Anwendung in der elektrischen Energietechnik, Tagungsthema: Werkstoffe zur Anwendung in der elektrischen Energietechnik unter den besonderen Anforderungen der Hochspannungs-Gleichstrom-Übertragung (HGÜ)*. Mai 2015.

- [42] L.-A. Grégoire, H. F. Blanchette, W. Li, A. Antonopoulos, L. Ångquist und K. Al-Haddad. “Modular Multilevel Converters Overvoltage Diagnosis and Remedial Strategy During Blocking Sequences”. In: *IEEE Transactions on Power Electronics* 30.5 (Mai 2015), S. 2777–2785. DOI: 10.1109/tpe1.2014.2357674.
- [43] S. Wenig, M. Goertz, J. Prieto, M. Suriyah und T. Leibfried. “Effects of DC Fault Clearance Methods on Transients in a Full-Bridge Monopolar MMC-HVDC Link”. In: *IEEE Innovative Smart Grid Technologies - Asia (ISGT-Asia), Melbourne, Australia*. IEEE, Nov. 2016. DOI: 10.1109/isgt-asia.2016.7796496.
- [44] S. Wenig, M. Goertz, C. Hirsching, M. Suriyah und T. Leibfried. “On Full-Bridge Bipolar MMC-HVDC Control and Protection for Transient Fault and Interaction Studies”. In: *IEEE Transactions on Power Delivery* 33.6 (Dez. 2018), S. 2864–2873. ISSN: 1937-4208. DOI: 10.1109/tpwrd.2018.2823770.
- [45] S. Wenig, F. Rojas, K. Schönleber, M. Suriyah und T. Leibfried. “Simulation Framework for DC Grid Control and ACDC Interaction Studies Based on Modular Multilevel Converters”. In: *IEEE Transactions on Power Delivery* 31.2 (Apr. 2016), S. 780–788. DOI: 10.1109/TPWRD.2015.2417681.
- [46] K. Schönleber, E. Prieto-Araujo, S. Ratés-Palau und O. Gomis-Bellmunt. “Extended Current Limitation for Unbalanced Faults in MMC-HVDC-Connected Wind Power Plants”. In: *IEEE Transactions on Power Delivery* 33.4 (Aug. 2018), S. 1875–1884. DOI: 10.1109/TPWRD.2017.2786087.
- [47] S. Denetière, H. Saad, A. Naud und P. Honda. “Transients on DC Cables Connected to VSC Converters”. In: *9th International Conference on Insulated Power Cables, Jicable 15, Versailles, France*. Juni 2015.
- [48] M. Görtz, S. Wenig, M. Kahl, R. Sander, M. Suriyah, T. Leibfried, S. Beckler und J. Christian. “Auswirkung von Teilverkabelung auf das transiente Systemverhalten und die Isolationskoordination von HVDC Trassen”. In: *VDE-Hochspannungstechnik 2016, Berlin, Germany (ETG-Fachbericht 150)*. Nov. 2016.
- [49] F. B. Ajaei und R. Iravani. “Cable Surge Arrester Operation due to Transient Overvoltages under DC-Side Faults in the MMC –HVDC Link”. In: *IEEE Transactions on Power Delivery* 31.3 (Juni 2016), S. 1213–1222. ISSN: 0885-8977. DOI: 10.1109/TPWRD.2015.2477493.
- [50] M. Saltzer, M. Nguyen-Tuan, A. Crippa, S. Wenig, M. Goertz, H. Saad, C. Bartzsch, P. Chakraborty, L. Colla, Y. Fan, M. Fu, V. Joubert, J. I. Juvik, T. Karmokar, B. Khodabakhian, A. Kothari, W. Leterme, J. Mathot, S. Nyberg, A. K. Saha, A. Tzimas und R. D. Zhang. “Surge and Extended Overvoltage Testing of HVDC Cable Systems”. In: *International Symposium on HVDC Cable Systems - Jicable-HVDC 17, Dunkirk, France*. Nov. 2017.
- [51] M. Greve, M. Koochack Zadeh, T. Rendel und A. Menze. “Behaviour of the HVDC Links with MMC Technology During DC Cable Faults”. In: *CIGRÉ Winnipeg Colloquium, Study Committees A3, B4 & D1, Winnipeg, Canada*. Sep. 2017.
- [52] H. Saad, P. Rault, S. Denetière und K. Dudas. “Study on Transient Overvoltages in the Converter Station of HVDC-MMC Links”. In: *International Conference on Power Systems Transients (IPST2017), Seoul, Republic of Korea*. Juni 2017.
- [53] M. Salimi und D. Woodford. “Overvoltage Assessment for Insulation Coordination of HVDC Overhead Lines with MMC-VSC Technology”. In: *CIGRÉ Winnipeg Colloquium, Study Committees A3, B4 & D1, Winnipeg, Canada*. Sep. 2017.
- [54] M. Stumpe, P. Ruffing, P. Wagner und A. Schnettler. “Adaptive Single-Pole Autoreclosing Concept with Advanced DC Fault Current Control for Full-Bridge MMC VSC Systems”. In: *IEEE Transactions on Power Delivery* 33.1 (Feb. 2018), S. 321–329. DOI: 10.1109/TPWRD.2017.2706361.

- [55] M. Goertz, S. Wenig, C. Hirsching, M. Kahl, M. Suriyah und T. Leibfried. "Analysis of Extruded HVDC Cable Systems Exposed to Lightning Strokes". In: *IEEE Transactions on Power Delivery* 3.6 (Dez. 2018), S. 3009–3018. DOI: 10.1109/TPWRD.2018.2858569.
- [56] M. Goertz, S. Wenig, C. Hirsching, K. M. Schäfer, S. Beckler, J. Reisbeck, M. Kahl, M. Suriyah und T. Leibfried. "Overvoltage Characteristics in Symmetrical Monopole HB MMC-HVDC Configuration comprising Long Cable Systems". In: *International Conference on Power Systems Transients (IPST2019), Perpignan, France*. Juni 2019.
- [57] M. Mohaddes. *CIGRÉ Study Committee B4 - Proposal for the creation of a new working group: Application guide for the insulation coordination of Voltage Source Converter HVDC (VSC HVDC) stations*. 2015.
- [58] S. Beckler, J. Reisbeck, F. Exl und F. Schell. "Approach for a comprehensive definition of the electrical interface between HVDC converter and cable". In: *10th International Conference on Insulated Power Cables, Jicable 19, Versailles, France*. Juni 2019.
- [59] R. Wachal, A. Jindal, S. Denetière, H. Saad, O. Rui, S. Cole, M. Barnes, L. Zhang, Z. Song, J. Jardini, J. C. Garcia, F. Mosallat, H. Suriyaarachich, P. Le-Huy, A. Totterdell, L. Zeni, S. Kodsí, T. Deepak, P. Thepparat, T. Beddard, J. Velasquez, S. D'Arco, A. Morales, Y. Kono, T. K. Vrana und Y. Yang. "Guide for the Development of Models for HVDC Converters in a HVDC Grid". In: *CIGRÉ Technical Brochure 604*. CIGRÉ, Dez. 2014. URL: <https://e-cigre.org/publication/604-guide-for-the-development-of-models-for-the-development-of-hvdc-converters-in-a-hvdc-grid>.
- [60] U. N. Gnanarathna, A. M. Gole und R. P. Jayasinghe. "Efficient Modeling of Modular Multilevel HVDC Converters (MMC) on Electromagnetic Transient Simulation Programs". In: *IEEE Transactions on Power Delivery* 26.1 (Jan. 2011), S. 316–324. DOI: 10.1109/TPWRD.2010.2060737.
- [61] H. Saad, S. Denetière, J. Mahseredjian, P. Delarue, X. Guillaud, J. Peralta und S. Nguefeu. "Modular Multilevel Converter Models for Electromagnetic Transients". In: *IEEE Transactions on Power Delivery* 29.3 (Juni 2014), S. 1481–1489. DOI: 10.1109/TPWRD.2013.2285633.
- [62] A. Beddard, M. Barnes und R. Preece. "Comparison of Detailed Modeling Techniques for MMC Employed on VSC-HVDC Schemes". In: *IEEE Transactions on Power Delivery* 30.2 (Apr. 2015), S. 579–589. DOI: 10.1109/TPWRD.2014.2325065.
- [63] *DIN EN 60060-1:2011-10; VDE 0432-1 Hochspannungs-Prüftechnik - Teil 1: Allgemeine Begriffe und Prüfbedingungen (IEC 60060-1:2010); Deutsche Fassung EN 60060-1:2010*. Deutsches Institut für Normung e.V., Verband der Elektrotechnik Elektronik Informationstechnik e. V.
- [64] A. Roth. *Hochspannungstechnik; 2. Auflage*. Springer-Verlag Wien GmbH, 1938. ISBN: 9783662365755. DOI: 10.1007/978-3-7091-3903-5.
- [65] O. Hasenpusch. *Hochspannungstechnik: Einführung und Grundlagen*. Franzis-Verlag GmbH, München, 1991. ISBN: 377236442X.
- [66] G. Hilgarth. *Hochspannungstechnik; 3. Auflage*. B. G. Teubner Stuttgart, 1997. ISBN: 3519264226.
- [67] R. Arora und W. Mosch. *High Voltage and Electrical Insulation Engineering*. IEEE Press - John Wiley & Sons, Inc., Hoboken, New Jersey, 2011. DOI: 10.1002/9780470947906.
- [68] D. Kind. "Die Aufbaufläche bei Stoßbeanspruchung technischer Elektrodenanordnungen in Luft". Diss. Technische Hochschule München - Fakultät für Maschinenwesen und Elektrotechnik, 1957.
- [69] Les Renardières Group. "Research on long air gap discharges at les Renardières". In: *Electra* 23 (1972), S. 53–157. URL: https://e-cigre.org/publication/ELT_023_3-research-on-long-air-gap-discharges-at-les-renardieres.
- [70] Les Renardières Group. "Research on long air gap discharges at les Renardières - 1973 Results". In: *Electra* 35 (1974), S. 49–155. URL: https://e-cigre.org/publication/ELT_035_1-research-on-long-air-gap-discharges-at-les-renardieres.

- [71] Les Renardières Group. "Positive Discharges in long air gaps at les Renardières - 1975 Results and Conclusions". In: *Electra* 53 (1977), S. 31–153. URL: https://e-cigre.org/publication/ELT_053_2-positive-discharges-in-long-air-gaps-at-les-renardieres-1975-results-and-conclusions.
- [72] Les Renardières Group. "Negative discharges in long air gap discharges at les Renardières - 1978 Results". In: *Electra* 74 (1981), S. 67–216. URL: https://e-cigre.org/publication/ELT_074_3-negative-discharges-in-long-air-gaps-at-les-renardieres-1978-results.
- [73] Les Renardières Group. "Discharges in long air gaps at les Renardières - Double-impulse tests". In: *Electra* 111 (1987), S. 25–40. URL: https://e-cigre.org/publication/ELT_111_2-discharges-in-long-air-gaps-at-les-renardieres---double-impulse-tests.
- [74] L. Thione, A. Pignini, N. Allen, M. Aro, A. Baker, G. Baldo, J. Beran, A. Britten, R. Enache, J. Fonseca, E. Garbagnati, H. Geldenhuys, B. Hutzler, T. Kawamura, E. Lemke, V. Martins, C. Menemenlis, M. Moreno, K. Naito, P. Nikolopoulos, F. Rizk, K. Sadurski, H. Said, H. Studinger, J. V. Name und J. Zheng. "Guidelines for the Evaluation of the Dielectric Strength of External Insulation". In: *CIGRÉ Technical Brochure 72*. CIGRÉ, 1992. URL: <https://e-cigre.org/publication/072-guidelines-for-the-evaluation-of-the-dielectric-strength-of-external-insulation>.
- [75] O. Diaz, V. Cooray und L. Arevalo. "Numerical Modeling of Electrical Discharges in Long Air Gaps Tested With Positive Switching Impulses". In: *IEEE Transactions on Plasma Science* 46.3 (März 2018), S. 611–621. ISSN: 0093-3813. DOI: 10.1109/TPS.2018.2802039.
- [76] L. Paris. "Influence of Air Gap Characteristics on Line-to-Ground Switching Surge Strength". In: *IEEE Transactions on Power Apparatus and Systems* PAS-86.8 (Aug. 1967), S. 936–947. DOI: 10.1109/TPAS.1967.291917.
- [77] L. Paris und R. Cortina. "Switching and Lightning Impulse Discharge Characteristics of Large Air Gaps and Long Insulator Strings". In: *IEEE Transactions on Power Apparatus and Systems* PAS-87.4 (Apr. 1968), S. 947–957. DOI: 10.1109/TPAS.1968.292069.
- [78] K.-H. Schneider und K.-H. Weck. "Parameters influencing the gap factor". In: *Electra* 35 (1974), S. 25–48. URL: https://e-cigre.org/publication/ELT_035_2-parameters-influencing-the-gap-factor.
- [79] H. Isa, Y. Sonoji und M. Hayashi. "Breakdown Process of a Rod-to-plane Gap in Atmospheric Air under DC Voltage Stress". In: *IEEE Transactions on Electrical Insulation* 26.2 (Apr. 1991), S. 291–299. DOI: 10.1109/14.78331.
- [80] N. Allen und M. Boutlendj. "Pre-breakdown streamer pulses in long air gaps under positive direct voltages". In: *Journal of Physics D: Applied Physics* 26.5 (1993), S. 760–766. DOI: 10.1088/0022-3727/26/5/007.
- [81] R. Cortina, G. Marrone, A. Pignini, L. Thione, W. Petrusch und M. Verma. "Study of the Dielectric Strength of External Insulation of HVDC Systems and Application to Design and Testing". In: *International Conference on Large High Voltage Electric Systems, Paris, France*. Aug. 1984.
- [82] I. Ovsyanko. "Entladungsverhalten von Luftfunkenstrecken bei hohen Gleichspannungen". Diss. Technische Universität Dresden - Fakultät Elektrotechnik und Informationstechnik, 2013.
- [83] N. Knudsen und F. Iliceto. "Flashover Tests on Large Air Gaps with DC Voltage and with Switching Surges Superimposed on DC Voltage". In: *IEEE Transactions on Power Apparatus and Systems* PAS-89.5 (Mai 1970), S. 781–788. ISSN: 0018-9510. DOI: 10.1109/TPAS.1970.292634.

- [84] *DIN EN 61936-1:2014-12; VDE 0101-1 Starkstromanlagen mit Nennwechselspannungen über 1 kV - Teil 1: Allgemeine Bestimmungen (IEC 61936-1:2010, modifiziert + Cor.:2011 + A1:2014); Deutsche Fassung EN 61936-1:2010 + AC:2011 + AC:2013 + A1:2014.* Deutsches Institut für Normung e.V., Verband der Elektrotechnik Elektronik Informationstechnik e. V.
- [85] *DIN VDE 0105-100:2015-10; VDE 0105-100 Betrieb von elektrischen Anlagen Teil 100: Allgemeine Festlegungen.* Deutsches Institut für Normung e.V., Verband der Elektrotechnik Elektronik Informationstechnik e. V.
- [86] *IEC TS 61936-2:2015-03 Power installations exceeding 1 kV a.c. and 1,5 kV d.c. - Part 2: d.c.* International Electrotechnical Commission.
- [87] *DIN VDE V 0210-9:2018-03; VDE V 0210-9 Vornorm Freileitungen über 45 kV – Teil 9: Hybride AC/DC-Übertragung und DC-Übertragung.* Deutsches Institut für Normung e.V., Verband der Elektrotechnik Elektronik Informationstechnik e. V.
- [88] *IEC 60721-2-3:2013-06, Classification of environmental conditions - Part 2-3: Environmental conditions appearing in nature - Air pressure.* International Electrotechnical Commission.
- [89] *DIN IEC 721-2-3:1990-06, Elektrotechnik: Klassifizierung von Umweltbedingungen - Natürliche Einflüsse Luftdruck (Identisch mit IEC 721-2-3: 1987).* Deutsches Institut für Normung e.V.
- [90] P. Baoshu, R. Hong, S. Tao, F. Chunye, W. Dairong, H. Huang, P. Riedel und K. Sadek. "Basic Design Aspects of Gui-Guang HVDC Power Transmission System". In: *International Conference on Power System Technology*. 2002. DOI: 10.1109/ICPST.2002.1053599.
- [91] U. Åström und V. Lescale. "Converter Stations for 800 kV HVDC". In: *International Conference on Power System Technology*. IEEE, Okt. 2006. DOI: 10.1109/ICPST.2006.321754.
- [92] D. Wu, U. Åström, G. Flisberg, Z. Liu, L. Gao, W. Ma und Z. Su. "External Insulation Design of Converter Stations for Xiangjiaba-Shanghai ±800 kV UHVDC Project". In: *International Conference on Power System Technology*. IEEE, Okt. 2010. DOI: 10.1109/POWERCON.2010.5666446.
- [93] M. Boutlendj und N. Allen. "Dielectric strength of air insulation for coordination of minimum clearances of overhead lines: a review". In: *IEE Proceedings - Science, Measurement and Technology* 141.6 (Nov. 1994). DOI: 10.1049/ip-smt:19941313.
- [94] D. Wu, G. Asplund, B. Jacobson, M. Li und F. Sahlen. "Humidity influence on switching-impulse breakdown voltage of air gaps for indoor high-voltage installations". In: *14th International Symposium on High Voltage Engineering (ISH), Beijing, China*. Aug. 2005. URL: https://library.e.abb.com/public/b0900b81040ba3f6c12570750029d71f/ISH05_Humidity.pdf.
- [95] D. Wu, M. Li und M. Kvarngren. "Uncertainties in the Application of Atmospheric and Altitude Corrections as Recommended in IEC Standards". In: *16th International Symposium on High Voltage Engineering (ISH), Cape Town, South Africa*. 2009. URL: <https://library.e.abb.com/public/e4997803a99e1a41c12576640046b045/Uncertainties%20in%20the%20application%20of%20atmospheric%20and%20altitude%20corrections%20as%20recommended%20in%20IEC%20standards.pdf>.
- [96] J. Rickmann, A.-P. Elg, J. Fan, Q. Li, Y. Liao, A. Pigini, D. Tabakovic, D. Wu und D. Yujian. "Current State of Analysis and Comparison of Atmospheric and Altitude Correction Methods for Air Gaps and Clean Insulators". In: *19th International Symposium on High Voltage Engineering (ISH), Pilsen, Czech Republic*. Aug. 2015. URL: https://e-cigre.org/publication/ISH2015_71-current-state-of-analysis-and-comparison-of-atmospheric-and-altitude-correction-methods-for-air-gaps-and-clean-insulators.

- [97] J. Rickmann, D. Tabakovic, C. Nyamupangedengu, N. Parus, D. Wu und R. Diaz. "Atmospheric and Altitude Correction Methods for Air Gaps and Clean Insulators – Corrections for Short Gaps under DC and Application Difficulties – Part 1". In: *20th International Symposium on High Voltage Engineering (ISH)*, Buenos Aires, Argentina. Aug. 2017. URL: https://e-cigre.org/publication/ISH2017_137-atmospheric-and-altitude-correction-methods-for-air-gaps-and-clean-insulators--corrections-for-short-gaps-under-dc-and-application-difficulties-part-1.
- [98] J. Rickmann, D. Tabakovic, C. Nyamupangedengu, N. Parus, D. Wu und R. Diaz. "Atmospheric and Altitude Correction Methods for Air Gaps and Clean Insulators – Corrections for Short Gaps under DC and Application Difficulties – Part 2". In: *20th International Symposium on High Voltage Engineering (ISH)*, Buenos Aires, Argentina. Aug. 2017. URL: https://e-cigre.org/publication/ISH2017_619-atmospheric-and-altitude-correction-methods-for-air-gaps-and-clean-insulators--corrections-for-short-gaps-under-dc-and-application-difficulties--part-2.
- [99] L. Arevalo, D. Wu und M. Larsson. "Air Humidity Factor for External Insulation Under Positive Switching Impulses - Revisited". In: *21st International Symposium on High Voltage Engineering (ISH)*, Budapest, Hungary. Aug. 2019.
- [100] U. Schubert, A. Shirvani, U. Schmidt, S. Kornhuber und E. Kynast. "Proposal for a General Atmospheric Correction Method of Breakdown and Withstand Voltages of Air-Gap Insulated Configurations Based on a Streamer-Leader Differentiated Model of the Breakdown Process". In: *Energies* 11.4 (2018). DOI: 10.3390/en11040776.
- [101] F. Rüter, Y. Maekawa, H. Takehana, S. Swingler, N. Hampton, G. Evenset, P. Mirebeau, A. Orini, J.-L. Parpal, G. Lawson und M. Kirchner. "Recommendations for Testing DC Extruded Cable Systems for Power Transmission at a Rated Voltage up to 250 kV". In: *CIGRÉ Technical Brochure 219*. CIGRÉ, 2003. URL: <https://e-cigre.org/publication/219-testing-dc-extruded-cable-systems-for-power-transmission-up-to-250-kv--this-tb-has-been-replaced-by-tb-496>.
- [102] B. Sanden, J. Matallana, J. Parpal, A. Macphail, D. Wald, T. Kvarst, L. Benard, E. Zaccone, S. Hirano, J.-N. Kim, R. Bodega, M. Jeroense, R. Svoma, J. Ferencz, L. Colla und S. Eckroad. "Recommendations for Testing DC Extruded Cable Systems for Power Transmission at a Rated Voltage up to 500 kV". In: *CIGRÉ Technical Brochure 496*. CIGRÉ, 2012. URL: <https://e-cigre.org/publication/496-recommendations-for-testing-dc-extruded-cable-systems-for-power-transmission-at-a-rated-voltage-up-to-500-kv-----this-tb-replaces-tb-219>.
- [103] *IEC 62895:2017, High voltage direct current (HVDC) power transmission - Cables with extruded insulation and their accessories for rated voltages up to 320 kV for land applications - Test methods and requirements*. International Electrotechnical Commission.
- [104] *DIN IEC 62895:2017-12 (VDE 0276-2895), Entwurf Kabel zur Hochspannungs-Gleichstrom-Übertragung (HGÜ) mit extrudierter Isolierung und ihre Garnituren für Nennspannungen bis 320 kV für Anwendungen an Land – Prüfverfahren und Anforderungen (IEC 62895:2017)*. Deutsches Institut für Normung e.V., Verband der Elektrotechnik Elektronik Informationstechnik e. V.
- [105] G. Evenset, B. Sonerud, M. Albertini, T. Correa, I. Jovanovic, T.-H. Lee, M. Mammeri, H. Niinobe, P. Sunnegårdh, R. Svoma, M. N. Tuan, V. Werle, Z.-Z. Chen, B. Brijs, A. Jensen und P. Streit. "Recommendations for Testing DC Transition Joints for Power Transmission at a Rated Voltage up to 500 kV". In: *CIGRÉ Technical Brochure 622*. CIGRÉ, 2015. URL: <https://e-cigre.org/publication/622-recommendations-for-testing-dc-transition-joints-for-power-transmission-at-a-rated-voltage-up-to-500kv>.

- [106] *DIN EN IEC 60230:2018-10; VDE 0481-230 Stoßspannungsprüfungen an Kabeln und deren Garnituren (IEC 60230:2018); Deutsche Fassung EN IEC 60230:2018*. Deutsches Institut für Normung e.V., Verband der Elektrotechnik Elektronik Informationstechnik e. V.
- [107] *DIN IEC 60093:1993-12; VDE 0303-30 Prüfverfahren für Elektroisierstoffe; Spezifischer Durchgangswiderstand und spezifischer Oberflächenwiderstand von festen, elektrisch isolierenden Werkstoffen (IEC 60093:1980); Deutsche Fassung HD 429 S1:1983*. Deutsches Institut für Normung e.V., Verband der Elektrotechnik Elektronik Informationstechnik e. V.
- [108] *DIN EN 62631-3-1:2017-01; VDE 0307-3-1 Dielektrische und resistive Eigenschaften fester Isolierstoffe - Teil 3-1: Bestimmung resistiver Eigenschaften (Gleichspannungsverfahren) - Durchgangswiderstand und spezifischer Durchgangswiderstand - Basisverfahren (IEC 62631-3-1:2016); Deutsche Fassung EN 62631-3-1:2016*. Deutsches Institut für Normung e. V., Verband der Elektrotechnik Elektronik Informationstechnik e. V.
- [109] *DIN EN 62631-3-2:2016-10; VDE 0307-3-2 Dielektrische und resistive Eigenschaften fester Isolierstoffe - Teil 3-2: Bestimmung resistiver Eigenschaften (Gleichspannungsverfahren) - Oberflächenwiderstand und spezifischer Oberflächenwiderstand (IEC 62631-3-2:2015); Deutsche Fassung EN 62631-3-2:2016*. Deutsches Institut für Normung e. V., Verband der Elektrotechnik Elektronik Informationstechnik e. V.
- [110] *ASTM D257-14, Standard Test Methods for DC Resistance or Conductance of Insulating Materials, ASTM International, West Conshohocken, PA, 2014*. ASTM.
- [111] A. Küchler, F. Hüllmandel, K. Böhm und M. Liebschner. "Charakterisierung von Isolierstoffen und Isoliersystemen durch Polarisations- und Depolarisationsstromanalysen (PDC- Analysen)". In: *I. Burghauser Isolierstoff Kolloquium, Burghausen, Germany*. Juni 2007.
- [112] A. Küchler, M. Liebschner, A. Reumann, R. Fritsche, M. Rösner, M. Schenk, B. Heinrich, C. Krause, A. Langens und J. Titze. "Bestimmung von Leitfähigkeiten und dielektrischen Eigenschaften hoch beanspruchter HGÜ-Isolierwerkstoffe". In: *Isoliersysteme bei Gleich- und Mischfeldbeanspruchung, ETG-Fachtagung*. 2010.
- [113] F. Schober. "Elektrische Leitfähigkeit und dielektrisches Verhalten von Pressspan in HGÜ-Isoliersystemen". Diss. Technischen Universität Ilmenau, Hochschule für angewandte Wissenschaften Würzburg-Schweinfurt - erschienen in Ilmenauer Beiträge zur elektrischen Energiesystem-, Geräte und Anlagentechnik (IBEGA), 2016. URL: <http://www.nbn-resolving.de/urn:nbn:de:gbv:ilm1-2016000076>.
- [114] V. Der Houhanessian. "Measurement and analysis of dielectric response in oil-paper insulation systems". Diss. Swiss federal institute of technology Zurich, 1998. DOI: 10.3929/ethz-a-001993963.
- [115] J.-J. Alff, V. D. Houhanessian, W. S. Zaengl und A. J. Kachler. "A Novel, Compact Instrument for the Measurement and Evaluation of Relaxation Currents Conceived for On-Site Diagnosis of Electric Power Apparatus". In: *IEEE International Symposium on Electrical Insulation*. 2000. DOI: 10.1109/e1ins1.2000.845480.
- [116] R. C. Smith. "Mechanistic Electrical Behavior of Crosslinked Polyethylene / Silica Nanocomposites". Diss. Rensselaer Polytechnic Institute, Troy, New York, 2009.
- [117] K. Y. Lau, A. S. Vaughan, G. Chen, I. L. Hosier und A. F. Holt. "Absorption current behaviour of polyethylene/silica nanocomposites". In: *Journal of Physics: Conference Series* 472 (Nov. 2013), S. 012003. DOI: 10.1088/1742-6596/472/1/012003.
- [118] H. Ghorbani. "Characterization of Conduction and Polarization Properties of HVDC Cable XLPE Insulation Materials". Diss. KTH Royal Institute of Technology - School of Electrical Engineering and Computer Science, 2018. URL: <http://kth.diva-portal.org/smash/record.jsf?pid=diva2%3A1208725&dswid=4135>.

- [119] K.-S. Suh, J. Tanaka und D. Damon. "What is TSC?" In: *IEEE Electrical Insulation Magazine* 8.6 (Nov. 1992), S. 13–20. DOI: 10.1109/57.168887.
- [120] A. K. Jonscher. *Dielectric Relaxation in Solids*. Chelsea Dielectrics Press Ltd London, 1983. ISBN: 0950871109.
- [121] A. K. Jonscher. *Universal Relaxation Law: A sequel to Dielectric Relaxation in Solids*. Chelsea Dielectrics Press Ltd London, 1996. ISBN: 0950871125.
- [122] H. Ghorbani, T. Christen, M. Carlen, E. Logakis, L. Herrmann, H. Hillborg, L. Petersson und J. Viertel. "Long-term Conductivity Decrease of Polyethylene and Polypropylene Insulation Materials". In: *IEEE Transactions on Dielectrics and Electrical Insulation* 24.3 (Juni 2017), S. 1485–1493. DOI: 10.1109/TDEI.2017.006218.
- [123] D. K. D. Gupta und R. S. Brockley. "A study of 'absorption currents' in low-density polyethylene". In: *Journal of Physics D: Applied Physics* 11.6 (1978), S. 955–962. DOI: 10.1088/0022-3727/11/6/015.
- [124] A. Tiwana und C. Reddy. "On the Anomalous Charging and Discharging Currents in LDPE under High Electric Fields". In: *IEEE Transactions on Dielectrics and Electrical Insulation* 25.1 (2018), S. 127–136. DOI: 10.1109/TDEI.2018.006834.
- [125] G. Montanari, A. Motori und F. Sandrolini. "A Mathematical Model for Charging Currents of Polymeric Insulating Materials". In: *IEEE 4th International Conference on Properties and Applications of Dielectric Materials (ICPADM), Brisbane, Australia*. 1994. DOI: 10.1109/icpadm.1994.413929.
- [126] J. Andersson, V. Englund, P.-O. Hagstrand und A. Friberg. "Comparison of Test Setups for High Field Conductivity of HVDC Insulation Materials". In: *23rd Nordic Insulation Symposium - Nord-IS 13, Trondheim, Norway*. Juni 2013.
- [127] R. Bodega. "Space Charge Accumulation in Polymeric High Voltage DC Cable Systems". Diss. Delft University of Technology, 2006. URL: <https://repository.tudelft.nl/islandora/object/uuid%3A769ccdf5-5f90-4f66-a1ba-fa3a09c38ccf>.
- [128] J. S. Chahal und C. C. Reddy. "Dependence of Space Charge Dynamics in LDPE on History of Voltage Application". In: *IEEE Transactions on Dielectrics and Electrical Insulation* 23.2 (Apr. 2016), S. 683–691. ISSN: 1070-9878. DOI: 10.1109/TDEI.2015.005317.
- [129] K. Gaska, X. Xu, S. Gubanski und R. Kádár. "Electrical, Mechanical, and Thermal Properties of LDPE Graphene Nanoplatelets Composites Produced by Means of Melt Extrusion Process". In: *Polymers* 9.1 (Jan. 2017), S. 11. ISSN: 2073-4360. DOI: 10.3390/polym9010011.
- [130] H. Ghorbani, T. Christen und H. Edin. "Role of Thermal and Electrical Relaxations for the long-term Conduction Current in Polyethylene - Decay of DC Conduction Current in Polyethylene under constant Thermal and Electrical Conditions". In: *IEEE International Conference on Dielectrics (ICD), Montpellier, France*. Juli 2016. DOI: 10.1109/ICD.2016.7547812.
- [131] H. Ghorbani, C.-O. Olsson und V. Englund. "Robust Characterization of the DC-Conductivity of HVDC Insulation Materials at High Electric Fields". In: *9th International Conference on Insulated Power Cables, Jicable 15, Versailles, France*. Juni 2015.
- [132] C.-O. Olsson, B. Källstrand, J. Ritums und M. Jeroense. "Experimental Determination of DC Conductivity for XLPE Insulation". In: *21st Nordic Insulation Symposium - Nord-IS 09, Gothenburg, Sweden*. Juni 2009.
- [133] J. Viertel, L. Petersson, A. Friberg, G. Dominguez und C. Törnkvist. "Electrode Influence on DC Conductivity Measurements of Low Density Poly Ethylene". In: *IEEE International Conference on Solid Dielectrics (ICSD), Bologna, Italy*. Juni 2013. DOI: 10.1109/ICSD.2013.6619682.

- [134] X. Wang, M. Zheng, X. Chen, Z. Peng, K. Wu, S. Liu, J. Peng und S. Chen. "The Effect of Temperature Gradient on Space Charge Accumulation at SR/XLPE Interface under DC Stress". In: *IEEE International Conference on Solid Dielectrics, Potsdam, Germany*. Juli 2010. DOI: 10.1109/ICSD.2010.5568031.
- [135] N. Wang, Y. Zhou, X. Liang und Z. Guan. "Influences of Thickness and Electrode Materials on Electrical Conduction in Polyethylene Films". In: *7th International Conference on Properties and Applications of Dielectric Materials, Nagoya, Japan*. Juni 2003.
- [136] X. Xu, M. Karlsson, K. Gaska, S. Gubanski, H. Hillborg und U. Gedde. "Robust Measurements of Electric Conductivity in Polyethylene based Materials: Measurement Setup, Data Processing and Impact of Sample Preparation". In: *Nordic Insulation Symposium, Västerås, Sweden*. Juni 2017.
- [137] Y. Zhu, H. G. Yoon und K. S. Suh. "Electrical Properties of Silane Crosslinked Polyethylene in Comparison with DCP Crosslinked Polyethylene". In: *IEEE Transactions on Dielectrics and Electrical Insulation* 6.2 (Apr. 1999), S. 164–168. ISSN: 1070-9878. DOI: 10.1109/94.765906.
- [138] A. Küchler, U. Piovan, M. Berglund, G. Chen, A. Denat, J. Fabian, R. Fritsche, T. Grav, S. Gubanski, M. Kadowaki, C. Krause, A. Langens, S. Mori, B. Noirhomme, H. Okubo, M. Rösner, F. Scatiggio, J. Schiessling, F. Schober, P. Smith und P. Wedin. "HVDC Transformer Insulation-Oil Conductivity". In: *CIGRÉ Technical Brochure 646*. CIGRÉ, 2016. URL: <https://e-cigre.org/publication/646-hvdc-transformer-insulation-oil-conductivity>.
- [139] T. Blythe und D. Bloor. *Electrical Properties of Polymers; 2nd Edition*. Cambridge University Press, 2005. ISBN: 978052155219-6.
- [140] V. Adamec und J. H. Calderwood. "On the Determination of Electrical Conductivity in Polyethylene". In: *Journal of Physics D: Applied Physics* 14 (Aug. 1981), S. 1487–1494. DOI: 10.1088/0022-3727/14/8/015.
- [141] C. R. McCullough. "Electrical stress distribution in high voltage DC solid dielectric cables". In: *IEEE 8th Electrical Insulation Conference*. Dez. 1968. DOI: 10.1109/eic.1968.7456143.
- [142] M. Lisowski und R. Kacprzyk. "Changes Proposed for the IEC 60093 Standard Concerning Measurements of the Volume and Surface Resistivities of Electrical Insulating Materials". In: *IEEE Transactions on Dielectrics and Electrical Insulation* 13.1 (Feb. 2006), S. 139–145. ISSN: 1070-9878. DOI: 10.1109/TDEI.2006.1593412.
- [143] N. Atiwi, S. Josefsson, T. Thiringer und J. Batkovic. "Analysis and Performance of High Voltage DC Power Supplies Used for Low Current Measurements on Dielectric Materials". In: *IEEE Annual Report Conference on Electrical Insulation and Dielectric Phenomena (CEIDP), Des Moines, USA*. Okt. 2014. DOI: 10.1109/CEIDP.2014.6995727.
- [144] Keithley Instruments, Inc. *Low Level Measurements Handbook: Precision DC Current, Voltage, and Resistance Measurements; 7th Edition*. Keithley Instruments, Inc., Cleveland, Ohio, 2013.
- [145] W.-D. Schmidt. *Sensorschaltungstechnik - Elektronik 8; 3. Auflage*. Vogel Buchverlag, 2007. ISBN: 9783834331113.
- [146] W. Kaiser. *Kunststoffchemie für Ingenieure: Von der Synthese bis zur Anwendung; 4. Auflage*. Hanser Fachbuchverlag, 2016. ISBN: 9783446446380.
- [147] Keithley Instrument Inc. *Model 6517B Electrometer - Reference Manual*. Keithley Instruments, Inc., Cleveland, Ohio, 2008.
- [148] Sefelec GmbH. *Gerätehandbuch Teraohm- und Picoamperemeter Typ M 1500 P*. Sefelec GmbH, Sasbach, 1992.
- [149] Y. Cao und S. Boggs. "Measurement and computation of thermally-induced currents in coaxial signal cables". In: *IEEE Transactions on Dielectrics and Electrical Insulation* 7.2 (Apr. 2000), S. 208–215. DOI: 10.1109/94.841811.

- [150] Y. Cao und S. Boggs. "Thermally induced currents in coaxial signal cables". In: *IEEE Transactions on Power Delivery* 18.2 (Apr. 2003), S. 351–358. DOI: 10.1109/tpwr.2003.809610.
- [151] J. J. Thomson. *Notes on Recent Researches in Electricity and Magnetism: Intended as a Sequel to Professor Clerk-Maxwell's Treatise on Electricity and Magnetism*. Clarendon Press, Oxford, 1893. ISBN: 9780511659034. DOI: 10.1017/CB09780511659034.
- [152] W. G. Amey. "A Method for Evaluating the Surface and Volume Resistance Characteristics of Solid Dielectric Materials". Diss. Johns Hopkins University - School of Engineering, 1947.
- [153] W. G. Amey und F. Hamburger. "A Method for Evaluating the Surface and Volume Resistance Characteristics of Solid Dielectric Materials". In: *Proceedings - American Society for Testing and Materials*. Bd. 49. 1949, S. 1079–1091.
- [154] J. I. Lauritzen. "The Effective Area of a Guarded Electrode". In: *Annual Report Conference on Electrical Insulation, White Sulphur Springs, USA*. Nov. 1963, S. 67–70.
- [155] H. Endicott. "Guard-Gap Correction for Guarded-Electrode Measurements and Exact Equations for the Two-Fluid Method of Measuring Permittivity and Loss". In: *Journal of Testing and Evaluation* 4.3 (Mai 1976), S. 188–195. ISSN: 0090-3973. DOI: 10.1520/JTE10200J.
- [156] D. Goad und H. Wintle. "Capacitance Corrections for Guard Gaps". In: *Measurement Science and Technology* 1.9 (1990), S. 965–969. DOI: 10.1088/0957-0233/1/9/020.
- [157] M. Lisowski und A. Skopec. "Effective Area of Thin Guarded Electrode in Determining of Permittivity and Volume Resistivity". In: *IEEE Transactions on Dielectrics and Electrical Insulation* 16.1 (Feb. 2009), S. 24–31. ISSN: 1070-9878. DOI: 10.1109/TDEI.2009.4784548.
- [158] Y. Zhou, M. Hao, G. Chen, G. Wilson und P. Jarman. "Study of a Guarded Electrode System in the DC Conductivity Measurement of Insulating Liquid". In: *Measurement Science and Technology* 25.7 (2014). DOI: 10.1088/0957-0233/25/7/075005.
- [159] K. Suh, C. Lee und M.-K. Han. "Electrical conduction of XLPE with vacuum degassed semiconductive electrodes". In: *IEEE Annual Report Conference on Electrical Insulation and Dielectric Phenomena*. 1992. DOI: 10.1109/ceidp.1992.283237.
- [160] K. Suh, C. Lee, J. Noh, J. Tanaka und D. Damon. "Electrical conduction in polyethylene with semiconductive electrodes". In: *IEEE Transactions on Dielectrics and Electrical Insulation* 1.2 (Apr. 1994), S. 224–230. DOI: 10.1109/94.300254.
- [161] H. J. Wintle. "Reversals in Electrical Current and Other Anomalies in Insulating Polymers". In: *IEEE Transactions on Electrical Insulation* EI-21.5 (Okt. 1986), S. 747–762. DOI: 10.1109/tei.1986.348923.
- [162] J. Brunson. "Hopping Conductivity and Charge Transport in Low Density Polyethylene". Diss. Utah State University - Department: Physics, 2010.
- [163] M. Tschentscher und C. M. Franck. "Highly Accurate Current Response Measurements of Insulation Materials for HVDC Applications". In: *IEEE 11th International Conference on the Properties and Applications of Dielectric Materials (ICPADM), Sydney, Australia*. Juli 2015. DOI: 10.1109/ICPADM.2015.7295245.
- [164] D. K. Das-Gupta. "Conduction Mechanisms and High-field Effects in Synthetic Insulating Polymers". In: *IEEE Transactions on Dielectrics and Electrical Insulation* 4.2 (Apr. 1997), S. 149–156. DOI: 10.1109/94.595237.
- [165] D. Li und T. Person. "Performance evaluation of XLPE materials for 90°C HVDC applications". In: *IEEE Conference on Electrical Insulation and Dielectric Phenomenon (CEIDP)*. IEEE, Okt. 2017. DOI: 10.1109/ceidp.2017.8257529.

- [166] F. Oldervoll. "Electrical and Thermal Ageing of Extruded Low Density Polyethylene Insulation under HVDC Conditions". Diss. Norwegian University of Science und Technology - Department of Electrical Power Engineering, 2000.
- [167] R. Bartnikas, Hrsg. *Engineering Dielectrics Volume IIB Electrical Properties of Solid Insulating Materials: Measurement Techniques*. ASTM International, 1987. ISBN: 9780803104914. DOI: 10.1520/STP926-EB.
- [168] Burr-Brown Corporation. "Diode-Connected FET Protects OP Amps". In: *Application Bulletin SBOA058*. 1994.
- [169] Sefelec GmbH. *BAPA - Adaptation and protective device*. Sefelec, Lognes, France.
- [170] Keithley Instruments Inc. "Low Current Measurements". In: *Application Note Series - Number 1671*. 2012.
- [171] S. Kromidas, Hrsg. *Handbuch Validierung in der Analytik*. WILEY-VCH Verlag GmbH Weinheim, 2008. ISBN: 9783527298112. DOI: 10.1002/9783527624911.
- [172] X. Xu, K. Gaska, M. Karlsson, H. Hillborg und U. W. Gedde. "Precision electric characterization of LDPE specimens made by different manufacturing processes". In: *IEEE International Conference on High Voltage Engineering and Application (ICHVE)*, Athens, Greece. Sep. 2018. DOI: 10.1109/ICHVE.2018.8641846.
- [173] K. Suh, J. H. Koo, S. H. Lee, J. K. Park und T. Takada. "Effects of sample preparation conditions and short chains on space charge formation in LDPE". In: *IEEE Transactions on Dielectrics and Electrical Insulation* 3.2 (Apr. 1996), S. 153–160. DOI: 10.1109/94.486766.
- [174] F. Gullo, C. Villeneuve-Faure, S. Le Roy, C. Laurent, G. Teyssède, T. Christen und H. Hillborg. "Impact of press-molding process on chemical, structural and dielectric properties of insulating polymers". In: *IEEE International Symposium on Electrical Insulating Materials (ISEIM)*. Sep. 2017. DOI: 10.23919/iseim.2017.8088691.
- [175] D. Häring und F. Jenau. "DC conductivity measurements of polymeric HVDC insulation materials under consideration of a dynamic temperature profile". In: *10th International Conference on Insulated Power Cables, Jicable 19, Versailles, France*. Juni 2019.
- [176] F. Gullo, T. Christen, C. Villeneuve-Faure, H. Hillborg, C. Laurent, S. Le Roy und G. Teyssède. "Dependence of the Field and Charge Distribution at a Semicon/Polyethylene Interface on the Press-Molding Process Derived from Kelvin Probe Force Microscopy". In: *IEEE Conference on Electrical Insulation and Dielectric Phenomena (CEIDP)*, Cancun, Mexico. IEEE, Okt. 2018. DOI: 10.1109/ceidp.2018.8544910.
- [177] H. Ghorbani, M. Saltzer, F. Abid und H. Edin. "Effect of heat-treatment and sample preparation on physical properties of XLPE DC cable insulation material". In: *IEEE Transactions on Dielectrics and Electrical Insulation* 23.5 (Okt. 2016), S. 2508–2516. DOI: 10.1109/tdei.2016.7736807.
- [178] AVK – Industrievereinigung Verstärkte Kunststoffe e.V., Hrsg. *Handbuch Faserverbundkunststoffe: Grundlagen, Verarbeitung, Anwendungen; 3. Auflage*. Vieweg+Teubner, 2010. ISBN: 9783834893550. DOI: 10.1007/978-3-8348-9355-0.
- [179] C. F. Niedik und F. Jenau. "Effects on charge packets in XLPE: Field strength dependent formation and generation related to crosslinking temperatures". In: *IEEE 2nd International Conference on Dielectrics (ICD)*, Budapest, Hungary. Juli 2018. DOI: 10.1109/icd.2018.8514647.
- [180] B. Lutz. "Einflussfaktoren auf die elektrische Feldverteilung in Isoliersystemen mit polymeren Isolierstoffen bei Gleichspannungsbelastung". Diss. Technische Universität München - Fakultät für Elektrotechnik und Informationstechnik, 2011.

- [181] D. Malec, V. Truong, R. Essolbi und T. Hoang. "Carrier mobility in LDPE at high temperature and pressure". In: *IEEE Transactions on Dielectrics and Electrical Insulation* 5.2 (Apr. 1998), S. 301–303. DOI: 10.1109/94.671969.
- [182] G. G. Raju. *Dielectrics in Electric Fields; 2nd Edition*. CRC Press, 2016. ISBN: 9781498765213.
- [183] R. Bartnikas und R. M. Eichhorn, Hrsg. *Engineering Dielectrics Volume IIA Electrical Properties of Solid Insulating Materials: Molecular Structure and Electrical Behavior*. ASTM International, 1983. ISBN: 9780803102286. DOI: 10.1520/stp783-eb.
- [184] G. Teyssevre und C. Laurent. "Charge Transport Modeling in Insulating Polymers: From Molecular to Macroscopic Scale". In: *IEEE Transactions on Dielectrics and Electrical Insulation* 12.5 (Okt. 2005), S. 857–875. DOI: 10.1109/tdei.2005.1522182.
- [185] T. Lewis. "Polyethylene under Electrical Stress". In: *IEEE Transactions on Dielectrics and Electrical Insulation* 9.5 (Okt. 2002), S. 717–729. DOI: 10.1109/tdei.2002.1038659.
- [186] S. Boggs, D. Damon, J. Hjerrild, J. Holboll und M. Henriksen. "Effect of Insulation Properties on the Field Grading of Solid Dielectric DC Cable". In: *IEEE Transactions on Power Delivery* 16.4 (Okt. 2001), S. 456–461. DOI: 10.1109/61.956720.
- [187] T. T. N. Vu, G. Teyssevre, B. Vissouvanadin, S. Le Roy und C. Laurent. "Correlating conductivity and space charge measurements in multi-dielectrics under various electrical and thermal stresses". In: *IEEE Transactions on Dielectrics and Electrical Insulation* 22.1 (Feb. 2015), S. 117–127. DOI: 10.1109/tdei.2014.004507.
- [188] S. Kasap und P. Capper, Hrsg. *Springer Handbook of Electronic and Photonic Materials; 2nd Edition*. Springer International Publishing, 2017. ISBN: 9783319489339. DOI: 10.1007/978-3-319-48933-9.
- [189] T. Christen und E. Logakis. "The generic conduction model for solid polymer HVDC insulation material". In: *IEEE International Conference on Solid Dielectrics (ICSD), Bologna, Italy*. IEEE, Juni 2013. DOI: 10.1109/icisd.2013.6619819.
- [190] E. Kuffel, W. Zaengl und J. Kuffel. *High Voltage Engineering Fundamentals, 2nd Edition*. Newnes an imprint of Butterworth-Heinemann, 2000. ISBN: 9780750636346. DOI: 10.1016/b978-0-7506-3634-6.x5000-x.
- [191] E. R. v. Schweidler. "Studien über die Anomalien im Verhalten der Dielektrika". In: *Annalen der Physik* 329.14 (1907), S. 711–770. DOI: 10.1002/andp.19073291407.
- [192] A. K. Jonscher. "The Universal Dielectric response and its Physical Significance". In: *IEEE Transactions on Electrical Insulation* 27.3 (Juni 1992), S. 407–423. DOI: 10.1109/14.142701.
- [193] K. Y. Lau. "Structure and Electrical Properties of Silica-based Polyethylene Nanocomposites". Diss. University of Southampton - Faculty of Physical Sciences, Engineering, Electronics und Computer Science, 2013.
- [194] J. Lowell. "Absorption and conduction currents in polymers: a unified model". In: *Journal of Physics D: Applied Physics* 23.2 (Feb. 1990), S. 205–210. DOI: 10.1088/0022-3727/23/2/011.
- [195] M. G. Andersson, J. Hynynen, M. R. Andersson, V. Englund, P.-O. Hagstrand, T. Gkourmpis und C. Müller. "Highly Insulating Polyethylene Blends for High-Voltage Direct-Current Power Cables". In: *ACS Macro Letters* 6.2 (Jan. 2017), S. 78–82. DOI: 10.1021/acsmacrolett.6b00941.
- [196] S. Le Roy, G. Teyssevre, C. Laurent, G. C. Montanari und F. Palmieri. "Description of charge transport in polyethylene using a fluid model with a constant mobility: fitting model and experiments". In: *Journal of Physics D: Applied Physics* 39.7 (März 2006), S. 1427–1436. DOI: 10.1088/0022-3727/39/7/014.

- [197] I. Wirth, M. H. Zink, A. Küchler, F. Berger und T. Schnitzler. "Implementation of conduction and polarization mechanisms in transient FEM simulations of HVDC insulation systems". In: *VDE-Hochspannungstechnik 2018, Berlin, Germany (ETG-Fachbericht 157)*. Nov. 2018. URL: <https://ieeexplore.ieee.org/document/8576769>.
- [198] J. Kindersberger. "Silikonelastomere für Kabelgarnituren, Isolatoren und Überspannungsableiter - Profil einer Werkstofffamilie". In: *Silikonelastomere - ETG-Fachbericht Nr. 93, Berlin, Germany*. März 2003.
- [199] D. Muto, S. Kobayashi, S. Tanaka und M. Suetsugu. "Development of Cold-Shrinkable Joints with Silicone Rubber Sleeve for 110-230 kV XLPE Cables". In: *IEEE/PES Transmission and Distribution Conference and Exhibition, Yokohama, Japan*. Okt. 2002. DOI: 10.1109/TDC.2002.1177627.
- [200] W. Weißenberg und J. Kaumanns. "Langzeiterfahrungen mit Silikonelastomeren in EHV-Kabelgarnituren". In: *Silikonelastomere - ETG-Fachbericht Nr. 93, Berlin, Germany*. März 2003.
- [201] A. Napierala. "Kontaktieren von stromtragfähigen Silikon-Bauelementen". Diss. Brandenburgische Technische Universität Cottbus, Fakultät für Maschinenbau, Elektrotechnik und Wirtschaftsingenieurwesen, 2010.
- [202] J. Oesterheld. "Dielektrisches Verhalten von Silikonelastomer-Isolierungen bei hohen elektrischen Feldstärken". Diss. Technische Universität Dresden, Institut für Hochspannungs- und Hochstromtechnik, erschienen in Fortschrittberichte VDI, Reihe 21, Nr. 196, 1996. ISBN: 3183196212.
- [203] W. Straßberger und H.-J. Winter. "Silikonelastomere in der Mittel- und Hochspannungstechnik". In: *Silikonelastomere: innovative Isolierwerkstoffe für Betriebsmittel der elektrischen Energietechnik; ETG-Fachtagung, Dresden, Germany*. Okt. 1997, S. 7–14.
- [204] C. Lothongkam. "Dielectric strength behaviour and mechanical properties of transparent insulating materials suitable to optical monitoring of partial discharges". Diss. Gottfried Wilhelm Leibniz Universität Hannover - Fakultät für Elektrotechnik und Informatik; erschienen in BAM Bundesanstalt für Materialforschung und -prüfung, 2014. URL: https://opus4.kobv.de/opus4-bam/files/38/diss120_vt.pdf.
- [205] M. Aganbegović und P. Werle. "Investigation of the Electric and Dielectric Properties of Special Silicone Compounds". In: *20th International Symposium on High Voltage Engineering (ISH), Buenos Aires, Argentina*. Aug. 2017. URL: https://e-cigre.org/publication/ISH2017_136-investigation-of-the-electric-and-dielectric-properties-of-special-silicone-compounds.
- [206] M. Behle. "Silicone Rubber at DC stress - Methods for the Evaluation for Use in HVDC Cable Accessories". In: *6th Conference on Silicone Insulation, Burghausen, Germany*. Juni 2017.
- [207] M. Aganbegović und P. Werle. "Verhalten von speziell dotierten Silikonschichten bei Gleichspannungsbeanspruchung". In: *VDE-Hochspannungstechnik 2018, Berlin, Germany (ETG-Fachbericht 157)*. Nov. 2018. URL: <https://www.vde-verlag.de/buecher/454807/etg-fb-157-vde-hochspannungstechnik.html>.
- [208] Z. R. Yang, B. X. Du, J. Li und Z. L. Li. "Nonlinear Conductivity and Space Charge Behaviors of SiR/SiC Composites". In: *International Conference on Condition Monitoring and Diagnosis (CMD), Xi'an, China*. Sep. 2016.
- [209] B. X. Du, Z. L. Li und Z. R. Yang. "Field-dependent Conductivity and Space Charge Behavior of Silicone Rubber/SiC composites". In: *IEEE Transactions on Dielectrics and Electrical Insulation* 23.5 (Okt. 2016), S. 3108–3116. ISSN: 1070-9878. DOI: 10.1109/TDEI.2016.7736876.
- [210] Y. Huang und L. S. Schadler. "On the Nature of High Field Charge Transport in Reinforced Silicone Dielectrics: Experiment and Simulation". In: *Journal of Applied Physics* 120.5 (2016). DOI: 10.1063/1.4945373.

- [211] M. Pradhan, H. Grejjer, G. Eriksson und M. Unge. "Functional Behaviors of Electric Field Grading Composite Materials". In: *IEEE Transactions on Dielectrics and Electrical Insulation* 23.2 (2016), S. 768–778. ISSN: 1070-9878. DOI: 10.1109/TDEI.2015.005288.
- [212] W. Li, U. W. Gedde und H. Hillborg. "Structure and Electrical Properties of Silicone Rubber filled with Thermally reduced Graphene Oxide". In: *IEEE Transactions on Dielectrics and Electrical Insulation* 23.2 (Apr. 2016), S. 1156–1163. ISSN: 1070-9878. DOI: 10.1109/TDEI.2015.005485.
- [213] R. Hussain und V. Hinrichsen. "Thermally Stimulated Depolarization Currents on Silicone Rubber with Nanofillers". In: *IEEE Electrical Insulation Conference (EIC)*. Juni 2018. DOI: 10.1109/eic.2018.8481058.
- [214] R. Hussain, F. K uchler und V. Hinrichsen. "Comparison of different dielectric characterization methods with TSC spectra of silicone rubber filled with carbon black nanofillers". In: *IEEE 2nd International Conference on Dielectrics (ICD), Budapest, Hungary*. Juli 2018. DOI: 10.1109/icd.2018.8514645.
- [215] H. Sj stedt, S. M. Gubanski und Y. V. Serdyuk. "Charging Characteristics of EPDM and Silicone Rubbers Deduced from Surface Potential Measurements". In: *IEEE Transactions on Dielectrics and Electrical Insulation* 16.3 (Juni 2009), S. 696–703. ISSN: 1070-9878. DOI: 10.1109/TDEI.2009.5128508.
- [216] T. Yokoyama und N. Kinjo. "Electric conductivity of silicone elastomers vulcanized by the hydrosilation reaction". In: *Journal of Applied Polymer Science* 29.8 (Aug. 1984), S. 2665–2670. DOI: 10.1002/app.1984.070290820.
- [217] T. Yokoyama, N. Kinjo und Y. Wakashima. "Silicone Elastomer Vulcanized by the Hydrosilation Reaction and its Influence on Properties of a Modified MOS Device". In: *IEEE Transactions on Electrical Insulation* EI-20.3 (Juni 1985), S. 549–555. DOI: 10.1109/tei.1985.348781.
- [218] X. Wang, C. Chen, J. Z. Xiong, K. Wu und D. M. Tu. "Formation Mechanism of Space Charge in Silicone Rubber Insulation under low DC Stress". In: *IEEE 11th International Conference on the Properties and Applications of Dielectric Materials (ICPADM), Sydney, Australia*. Juli 2015. DOI: 10.1109/ICPADM.2015.7295222.
- [219] T. Jiang, X. Liang, S. Li, Q. Wang und W. Bao. "PEA Space Charge Performance of HTV Silicone Rubber in the Process of Water Permeation". In: *IEEE International Conference on High Voltage Engineering and Application (ICHVE), Athens, Greece*. Sep. 2018. DOI: 10.1109/ICHVE.2018.8642041.
- [220] C. F. Niedik und F. Jenau. "Investigation on Interaction between Lubricants and Polymeric Cable Insulations". In: *IEEE International Conference on High Voltage Engineering and Application (ICHVE), Athens, Greece*. Sep. 2018. DOI: 10.1109/ICHVE.2018.8641932.
- [221] S. Spelzhausen, M.-R. Ionian und R. Plath. "Temperature dependent space charge and charge decay characteristics at silicone rubber / silicone grease interfaces". In: *IEEE 2nd International Conference on Dielectrics (ICD), Budapest, Hungary*. Juli 2018. DOI: 10.1109/icd.2018.8514592.
- [222] S. Spelzhausen, M.-R. Ionian und R. Plath. "Influence of Coupling Materials on Space Charge Measurements of Silicone Elastomers". In: *IEEE International Conference on High Voltage Engineering and Application (ICHVE), Athens, Greece*. Sep. 2018. DOI: 10.1109/ICHVE.2018.8642225.
- [223] Y. Zhou, J. Wang, H. Chen, Q. Nie, Q. Sun und Y. Wang. "The Influence of Pre-Stressing on Breakdown Characteristics in Liquid Silicone Rubber". In: *Journal of Electrostatics* 67.2-3 (Mai 2009), S. 422–425. DOI: 10.1016/j.e1stat.2009.01.029.
- [224] F. Wang, T. Han, J. Su und Y. Guo. "Electrical Tree in Silicone Rubber under Voltage Combined of DC and Pulse". In: *IEEE 2nd International Conference on Dielectrics (ICD), Budapest, Hungary*. Juli 2018. DOI: 10.1109/icd.2018.8514678.

- [225] Y. Zhang, Y. Zhou, M. Chen, L. Zhang, X. Zhang und Y. Sha. "Electrical Tree Initiation in Silicone Rubber under DC and Polarity Reversal Voltages". In: *Journal of Electrostatics* 88 (Aug. 2017), S. 207–213. DOI: 10.1016/j.electstat.2017.01.008.
- [226] S.-h. Yoon und J.-t. Kim. "The Effect of Pre-stress on DC Breakdown Properties in XLPE-LSR Interfacial Model for the HVDC XLPE Cable Joint". In: *IEEE 2nd International Conference on Dielectrics (ICD), Budapest, Hungary*. Juli 2018. DOI: 10.1109/icd.2018.8514767.
- [227] K. W. Wagner. "Erklärung der dielektrischen Nachwirkungsvorgänge auf Grund Maxwellscher Vorstellungen". In: *Archiv für Elektrotechnik* 2.9 (Sep. 1914), S. 371–387. DOI: 10.1007/bf01657322.
- [228] R. W. Sillars. "The properties of a dielectric containing semiconducting particles of various shapes". In: *Journal of the Institution of Electrical Engineers* 80.484 (Apr. 1937), S. 378–394. DOI: 10.1049/jiee-1.1937.0058.
- [229] P. Morshuis. "Interfaces: To be avoided or to be treasured? What do we think we know?" In: *IEEE International Conference on Solid Dielectrics (ICSD), Bologna, Italy*. IEEE, Juni 2013. DOI: 10.1109/icstd.2013.6619726.
- [230] P. Morshuis und A. Tsekmes. "Polymeric HVDC Cable Systems - Dealing with Interfaces". In: *High Voltage Engineering* (2015), S. 1104–1113. ISSN: 1003-6520. DOI: 10.13336/j.1003-6520.hve.2015.04.007. URL: http://hve.epri.svxffz.com/EN/volumn/volumn_1138.shtml.
- [231] S. Le Roy, F. Boufayed, G. Teyssède, C. Laurent, P. Ségur, R. Bodega, P. H. F. Morshuis, G. C. Montanari und L. A. Dissado. "Computer Simulation of Space Charge Distribution in an XLPE-EPR Sandwich". In: *IEEE Annual Report Conference on Electrical Insulation and Dielectric Phenomena (CEIDP)*. 2005. DOI: 10.1109/ceidp.2005.1560769.
- [232] M. Taleb, G. Teyssède, S. Le Roy und C. Laurent. "Modeling of Charge Injection and Extraction in a Metal/Polymer Interface through an Exponential Distribution of Surface States". In: *IEEE Transactions on Dielectrics and Electrical Insulation* 20.1 (Feb. 2013), S. 311–320. DOI: 10.1109/tdei.2013.6451372.
- [233] G. W. Ehrenstein. *Polymer Werkstoffe: Struktur - Eigenschaften - Anwendung; 3. Auflage*. Carl Hanser Verlag, München, 2011. ISBN: 9783446422834.
- [234] M. D. Lechner, K. Gehrke und E. H. Nordmeier. *Makromolekulare Chemie: Ein Lehrbuch für Chemiker, Physiker, Materialwissenschaftler und Verfahrenstechniker; 4. Auflage*. Birkhäuser Basel, 2010. ISBN: 9783764388911. DOI: 10.1007/978-3-7643-8891-1.
- [235] M. Kahle. *Elektrische Isoliertechnik*. Springer-Verlag Berlin Heidelberg New York, 1989. ISBN: 3540193693.
- [236] H. Domininghaus. *Kunststoffe: Eigenschaften und Anwendungen; 8. Auflage*. Hrsg. von P. Elsner, P. Eyerer und T. Hirth. Springer Berlin Heidelberg, 2012. ISBN: 9783642161735. DOI: 10.1007/978-3-642-16173-5.
- [237] K. Winnacker und L. Küchler. *Chemische Technik: Prozesse und Produkte, Band 5: Organische Zwischenverbindungen, Polymere; 5. Auflage*. Wiley-VCH Verlag Weinheim, 2005. ISBN: 9783527307708.
- [238] E. Peschke und R. von Olshausen. *Kabelanlagen für Hoch- und Höchstspannung: Entwicklung, Herstellung, Prüfung, Montage und Betrieb von Kabeln und deren Garnituren*. Publicis MCD Verlag, 1998. ISBN: 389578057X.
- [239] P. Carstensen, A. A. Farkas, A. Campus und U. H. Nilsson. "The Effect of the Thermal History on the Space Charge Accumulation in HVDC Crosslinked Polyethylene Cables". In: *IEEE CEIDP Annual Report Conference on Electrical Insulation and Dielectric Phenomena*. 2005. DOI: 10.1109/ceidp.2005.1560701.

- [240] 640 kV XLPE HVDC cable system: World's most powerful extruded cable system enables utilization of renewable energy resources - NKT. Aufgerufen am 31.01.2019. URL: https://www.nkt.com/fileadmin/user_upload/nkt_com/Catalogs_brochures/640kV_XLPE_LR.pdf.
- [241] *Extruded Cables for HVDC Power Transmission - Prysmian Group*. Aufgerufen am 31.01.2019. URL: https://www.prysmiangroup.com/sites/default/files/atoms/files/BR_HVDC_2018_rev12_.pdf.
- [242] DIN 53501:1980-11 Kautschuk und Elastomere - Begriffe. zurückgezogene Norm. Normenausschuß Materialprüfung (NMP) im Deutschen Institut für Normung e.V., Normenausschuß Kautschuktechnik (FAKAU) im DIN.
- [243] Wacker Chemie AG. *Solid and Liquid Silicone Rubber - Material and Processing Guidelines 6709e/09.16*. www.wacker.com/cms/media/publications/downloads/6709_EN.pdf. 2016.
- [244] V. Salvatori und J. L. Goudie. *40 Years of Dow Corning Silicone Technology for Transmission & Distribution Applications*. 2007.
- [245] A. Tomanek. *Silicone & Technik : ein Kompendium für Praxis, Lehre und Selbststudium*. Hanser, München, 1990. ISBN: 3446160329.
- [246] P. L. Cinquemani, F. L. Kuchta, M. M. Rahman, F. Ruffinazzi und A. Zaopo. "105°C / 140°C rated EPR insulated power cables". In: *IEEE Transactions on Power Delivery* 11.1 (1996), S. 31–42. DOI: 10.1109/61.483998.
- [247] T. Fließbach. *Elektrodynamik: Lehrbuch zur Theoretischen Physik II; 6. Auflage*. Springer Spektrum Berlin Heidelberg, 2012. ISBN: 9783827430366. DOI: 10.1007/978-3-8274-3036-6.
- [248] H. Göbel. *Einführung in die Halbleiter-Schaltungstechnik; 4. Auflage*. Springer Berlin Heidelberg, 2011. ISBN: 9783642208874. DOI: 10.1007/978-3-642-20887-4.
- [249] J. Ò. Prat. "Study on conduction mechanisms of medium voltage cable XLPE insulation in the melting range of temperatures". Diss. DILAB - Laboratori de Física dels Materials Dielèctrics, Departament de Física i Enginyeria Nuclear, Universitat Politècnica de Catalunya, 2011.
- [250] P. Schneider. "Raumladungsphänomene in VPE-Kabelisierungen bei elektrischer Hochfeldbeanspruchung". Diss. Rheinisch-Westfälische Technische Hochschule Aachen - Fakultät für Elektrotechnik, 1996.
- [251] J. G. Simmons. "Conduction in thin dielectric films". In: *Journal of Physics D: Applied Physics* 4.5 (Mai 1971), S. 613–657. DOI: 10.1088/0022-3727/4/5/202.
- [252] M. S. Khalil und J. A. Jervase. "Modification of dependence of DC insulation resistivity of low density polyethylene (LDPE) on temperature and electric field using inorganic additives". In: *IEEE Annual Report Conference on Electrical Insulation and Dielectric Phenomena*. 1998. DOI: 10.1109/ceidp.1998.732950.
- [253] M. Khalil und A. Gastli. "Investigation of the dependence of DC insulation resistivity of ultra-clean polyethylene on temperature and electric field". In: *IEEE Transactions on Power Delivery* 14.3 (Juli 1999), S. 699–704. DOI: 10.1109/61.772302.
- [254] B. M. Weedy, S. G. Swingler und F. Amouri. "Parameters of extruded insulation for H.V.D.C. cables". In: *IEEE International Conference on Electrical Insulation*. Juni 1978. DOI: 10.1109/eic.1978.7463571.
- [255] B. M. Weedy und D. Chu. "HVDC Extruded Cables-Parameters For Determination of Stress". In: *IEEE Transactions on Power Apparatus and Systems* PAS-103.3 (März 1984), S. 662–667. DOI: 10.1109/tpas.1984.318754.

- [256] S. E. Kiersztyn, B. T. Mackenzie und A. C. Bruhin. "Development of optimized insulation for HVDC extruded cable". In: *IEEE Annual Report Conference on Electrical Insulation & Dielectric Phenomena*. Okt. 1976. DOI: 10.1109/ceidp.1976.7733944.
- [257] S. Trætteberg, E. Ildstad und R. Hegerberg. *Influence of DC voltage and temperature gradient on the distribution of space charge in XLPE*. Online. Zugriff am 18.04.2019. 2003. URL: http://www.elkraft.ntnu.no/ela/papers/st_jun03.pdf.
- [258] L. Boudou und J. Guastavino. "Influence of temperature treatment on the electrical properties of low-density polyethylene". In: *Journal of Physics D: Applied Physics* 33.21 (Okt. 2000), S. L129–L131. DOI: 10.1088/0022-3727/33/21/102.
- [259] K. Bamberg und R. Fleming. "Activation energies and electron transport in LDPE". In: *IEEE Annual Report Conference on Electrical Insulation and Dielectric Phenomena*. 2003. DOI: 10.1109/ceidp.2003.1254786.
- [260] R. Bodega, G. Montanari und P. Morshuis. "Conduction current measurements on XLPE and EPR insulation". In: *IEEE Annual Report Conference on Electrical Insulation and Dielectric Phenomena*. 2004. DOI: 10.1109/ceidp.2004.1364199.
- [261] G. Montanari. "The electrical degradation threshold of polyethylene investigated by space charge and conduction current measurements". In: *IEEE Transactions on Dielectrics and Electrical Insulation* 7.3 (Juni 2000), S. 309–315. DOI: 10.1109/94.848905.
- [262] A. J. Schwab. *Begriffswelt der Feldtheorie: Elektromagnetische Felder, Maxwell-Gleichungen, Gradient, Rotation, Divergenz; 7. Auflage*. Springer Vieweg, 2013. ISBN: 9783642345654. DOI: 10.1007/978-3-642-34566-1.
- [263] G. Strassacker und R. Süße. *Rotation, Divergenz und Gradient: Einführung in die elektromagnetische Feldtheorie; 7. Auflage*. Springer Vieweg, 2015. ISBN: 9783835102392. DOI: 10.1007/978-3-8348-2362-5.
- [264] I. N. Bronstein, K. A. Semendjajew, G. Musiol und H. Mühlig. *Taschenbuch der Mathematik; 8. Auflage*. Wissenschaftlicher Verlag Harri Deutsch GmbH, 2012. ISBN: 9783817120086.
- [265] R. Gross und A. Marx. *Festkörperphysik; 2. Auflage*. Walter de Gruyter GmbH, Berlin/Boston, 2014. ISBN: 9783110358704.
- [266] W. S. Zaengl. "Dielectric spectroscopy in time and frequency domain for HV power equipment. I. Theoretical considerations". In: *IEEE Electrical Insulation Magazine* 19.5 (Sep. 2003), S. 5–19. DOI: 10.1109/mei.2003.1238713.
- [267] G. A. Reider. *Photonik: Eine Einführung in die Grundlagen; 3. Auflage*. Springer Wien Heidelberg New York, 2012. ISBN: 9783709115213. DOI: 10.1007/978-3-7091-1521-3.
- [268] M. Hering. "Überschlagsverhalten von Gas-Feststoff-Isoliersystemen unter Gleichspannungsbelastung". Diss. Technische Universität Dresden - Fakultät für Elektrotechnik und Informationstechnik, 2016. ISBN: 978-3-00-052735-7. URL: <http://nbn-resolving.de/urn:nbn:de:bsz:14-qucosa-200879>.
- [269] K. Backhaus. "Das dielektrische Verhalten der Öl-Papier-Isolierung bei Belastung mit hoher Gleichspannung". Diss. Technische Universität Dresden - Fakultät für Elektrotechnik und Informationstechnik, 2016. ISBN: 978-3-00-053451-5. URL: <http://nbn-resolving.de/urn:nbn:de:bsz:14-qucosa-228992>.
- [270] I. W. McAllister, G. C. Crichton und A. Pedersen. "Charge accumulation in DC cables: a macroscopic approach". In: *IEEE International Symposium on Electrical Insulation*. 1994. DOI: 10.1109/elins1.1994.401528.

- [271] R. Robert und S. M. Berleze. "Integro-Differential Equation of Absorptive Capacitors". In: *IEEE Transactions on Dielectrics and Electrical Insulation* 8.2 (Apr. 2001), S. 244–247. DOI: 10.1109/94.919944.
- [272] Keithley Instrument Inc. *Model 8009 Resistivity Test Fixture: Instruction Manual*. Keithley Instruments, Inc., Cleveland, Ohio, 2008.
- [273] R. Lerch. *Elektrische Messtechnik: Analoge, digitale und computergestützte Verfahren; 6. Auflage*. Springer Vieweg, Springer Berlin Heidelberg, 2012. ISBN: 9783642226090. DOI: 10.1007/978-3-642-22609-0.
- [274] M. Viehmann. *Operationsverstärker: Grundlagen, Schaltungen, Anwendungen*. Hanser Fachbuchverlag, 2016. ISBN: 9783446430532. DOI: 10.3139/9783446448957.
- [275] W. Rogowski. "Die elektrische Festigkeit am Rande des Plattenkondensators: Ein Beitrag zur Theorie der Funkenstrecken und Durchführungen". In: *Archiv für Elektrotechnik* 12.1 (Jan. 1923), S. 1–15. DOI: 10.1007/bf01656573.
- [276] W. Rogowski und H. Rengier. "Ebene Funkenstrecke mit richtiger Randausbildung". In: *Archiv für Elektrotechnik* 16.1 (Jan. 1926), S. 73–75. DOI: 10.1007/bf01744713.
- [277] T. Karmokar, M. Jeroense und A. Abbasi. "Assessing the Impacts of VSC Converter Configurations on Performance and Testing of up to 640 kV Extruded Cable Systems". In: *International Symposium on HVDC Cable Systems -Jicable-HVDC 17, Dunkirk, France*. Nov. 2017.
- [278] M. Marzinotto, F. Palone und M. Rebolini. "Presentation: Temporary overvoltages in ungrounded neutral HVDC - VSC systems: a question of uncertainties". In: *HVDC international workshop - Venice*. 2017.
- [279] F. Mauseth, E. Ildstad, R. Hegerberg, M. Jeroense, B. Sanden und J. E. Larsen. "Evaluation of Abrupt Grounding as Quality Control Method for HVDC Extruded Cables". In: *IEEE Annual Report Conference on Electrical Insulation and Dielectric Phenomena*. Okt. 2008. DOI: 10.1109/ceidp.2008.4772887.
- [280] T. Karmokar, M. Saltzer, S. Nyberg, S. Mukherjee und P. Lundberg. "Evaluation of 320 kV extruded DC cable system for temporary overvoltages by testing with very long impulse waveform". In: *Cigre Session, Paris, France*. 2018.
- [281] O. Etzel und G. Helmchen. "Berechnung der Elemente des Stoßspannungskreises für die Stoßspannungen 1,2/50, 1,2/5 und 1,2/200." In: *Elektrotechnische Zeitschrift, ETZ* 85 (1964), S. 578–582.
- [282] K. Schon. *Stoßspannungs- und Stoßstrommesstechnik: Grundlagen, Messgeräte, Messverfahren*. Springer Berlin Heidelberg, 2010. ISBN: 9783642131172. DOI: 10.1007/978-3-642-13117-2.
- [283] A. Küchler. *High Voltage Engineering: Fundamentals, Technology, Applications*. Springer Vieweg, Berlin, 2018. ISBN: 9783642119934. DOI: 10.1007/978-3-642-11993-4.
- [284] A. Voß. "Superimposed Impulse Voltage Test for DC-Cables". In: *IEEE International Conference on High Voltage Engineering and Application (ICHVE)*. Sep. 2018. DOI: 10.1109/ichve.2018.8641981.
- [285] M. Hallas, C. Dorsch und V. Hinrichsen. "Optimierung des Durchzündverhaltens von Kugelfunkenstrecken bei überlagerten Stoßspannungsprüfungen". In: *VDE-Hochspannungstechnik 2018, Berlin, Germany (ETG-Fachbericht 157)*. Nov. 2018. URL: <https://www.vde-verlag.de/buecher/454807/etg-fb-157-vde-hochspannungstechnik.html>.
- [286] L. Thione. "Evaluation of the switching impulse strength of external insulation". In: *Electra* 94 (1984), S. 77–95. URL: https://e-cigre.org/publication/ELT_094_5-evaluation-of-the-switching-impulse-strength-of-external-insulation.

- [287] W. Hauschild und W. Mosch. *Statistik für Elektrotechniker: Eine Darstellung an Beispielen aus der Hochspannungstechnik*. VEB Verlag Technik Berlin, 1984.
- [288] *DIN EN 50126-1:2018-10; VDE 0115-103-1 Bahnanwendungen - Spezifikation und Nachweis von Zuverlässigkeit, Verfügbarkeit, Instandhaltbarkeit und Sicherheit (RAMS) – Teil 1: Generischer RAMS-Prozess; Deutsche Fassung EN 50126-1:2017*. Deutsches Institut für Normung e.V., Verband der Elektrotechnik Elektronik Informationstechnik e. V.
- [289] *DIN EN 50126-2:2018-10; VDE 0115-103-2 Bahnanwendungen - Spezifikation und Nachweis von Zuverlässigkeit, Verfügbarkeit, Instandhaltbarkeit und Sicherheit (RAMS) – Teil 2: Systembezogene Sicherheitsmethodik; Deutsche Fassung EN 50126-2:2017*. Deutsches Institut für Normung e.V., Verband der Elektrotechnik Elektronik Informationstechnik e. V.
- [290] Y. Liao, C. Gao, R. Li, G. Wang und G. Lu. “Long Front Time Switching Impulse Tests of Long Air Gap in UHV Projects at Altitude of 2100 m”. In: *IEEE Transactions on Dielectrics and Electrical Insulation* 21.3 (Juni 2014), S. 982–987. DOI: 10.1109/tdei.2014.6832240.
- [291] S. Okabe, G. Ueta, T. Tsuboi und J. Takami. “Study on Switching Impulse Test Waveform for UHV-class Electric Power Equipment”. In: *IEEE Transactions on Dielectrics and Electrical Insulation* 19.3 (Juni 2012), S. 793–802. DOI: 10.1109/tdei.2012.6215082.
- [292] *Antrag auf Gewährung einer Zuwendung: Mi-HGÜ - Erweiterung der bestehenden Prüfinfrastruktur an der Technischen Universität Dortmund zur Nachbildung betriebsrelevanter Impuls- und Mischspannungsbeanspruchungen in HGÜ-Netzen. Bewilligt zum 15.03.2019*. Feb. 2019.
- [293] *Antrag auf Gewährung einer Bundeszuwendung: impulseHGÜ - Mischbeanspruchungen mit impulsförmigen Spannungen in HGÜ-Netzen. Bewilligt zum 01.03.2019*. Juli 2018.
- [294] PMK GmbH. *PHV 4002-5, Passiver Hochspannungs-Tastteiler, Bedienungsanleitung*. PMK GmbH, Bad Soden, Germany, 2014.
- [295] Heinzinger electronic GmbH. *Betriebsanleitung Precision High Voltage Power Supplies, PNC-PNChp-Series*. Heinzinger electronic GmbH, Rosenheim, 2012.
- [296] BINDER GmbH. *Datenblatt Modell MKF 240: Wechselklimaschränke für schnelle Temperaturwechsel, mit Feuchteregelung*. BINDER GmbH, Tuttingen, 2019.
- [297] Keithley Instrument Inc. *Model 6517B Electrometer - Datasheet (from years: 2008, 2019)*. Keithley Instruments, Inc., Cleveland, Ohio, 2008.
- [298] J. G. Holbrook. *Laplace-Transformationen - Lehrbuch für Elektrotechniker und Physiker ab 5. Semester*. Friedr. Vieweg + Sohn, Braunschweig, 1970. DOI: 10.1007/978-3-663-02660-0.
- [299] R. J. Hodrick und E. C. Prescott. “Postwar US Business Cycles: An Empirical Investigation”. In: *Journal of Money, Credit, and Banking* 29.1 (1997), S. 1–16. DOI: 10.2307/2953682.
- [300] S.-J. Kim, K. Koh, S. Boyd und D. Gorinevsky. “ ℓ_1 Trend Filtering”. In: *SIAM review* 51.2 (2009), S. 339–360. DOI: 10.1137/070690274.
- [301] C. Pană, S. Severi und G. T. F. de Abreu. “An adaptive approach to non-parametric estimation of dynamic probability density functions”. In: *IEEE 13th Workshop on Positioning, Navigation and Communications (WPNC)*. Okt. 2016. DOI: 10.1109/wpnc.2016.7822839.
- [302] M. Ieda, G. Sawa, S. Nakamura und Y. Nishio. “A spontaneous current from the metal(1)-polymer-metal(2) system”. In: *Journal of Applied Physics* 46.6 (Juni 1975), S. 2796–2798. DOI: 10.1063/1.321920.
- [303] A. K. Vijh. “Electrochemical effects as the source of electromotive force in metal(1)-polymer-metal(2) systems”. In: *Journal of Applied Physics* 49.6 (Juni 1978), S. 3621–3624. DOI: 10.1063/1.325235.

- [304] J.-P. Crine, D.-L. Piron und A. Yelon. "Comments on "Electrochemical effects as the source of emf in metal(1) -polymer-metal(2)"". In: *Journal of Applied Physics* 50.5 (Mai 1979), S. 3762–3763. DOI: 10.1063/1.326287.
- [305] A. K. Vijh. "Analysis of "Comments on "Electrochemical effects as the source of emf in metal(1) -polymer-metal(2)"". In: *Journal of Applied Physics* 50.5 (Mai 1979), S. 3764–3765. DOI: 10.1063/1.326288.
- [306] E. Wintermantel und S.-W. Ha, Hrsg. *Medizintechnik: Life Science Engineering; 5. Auflage*. Springer Berlin Heidelberg, 2009. ISBN: 9783540939368. DOI: 10.1007/978-3-540-93936-8.
- [307] J. C. Fothergill, S. Dodd, L. A. Dissado, T. Liu und U. H. Nilsson. "The Measurement of Very Low Conductivity and Dielectric Loss in XLPE Cables: A Possible Method to Detect Degradation Due to Thermal Aging". In: *IEEE Transactions on Dielectrics and Electrical Insulation* 18.5 (Okt. 2011), S. 1544–1553. DOI: 10.1109/tdel.2011.6032823.
- [308] M. Jarvid und S. Josefsson. "Method for measuring leakage current in LDPE insulated miniature cables containing volatile additives at elevated temperatures". In: *IEEE Electrical Insulation Conference (EIC)*. Juni 2016. DOI: 10.1109/eic.2016.7548565.
- [309] Ø. L. Hestad, F. Mauseth und R. H. Kyte. "Electrical conductivity of medium voltage XLPE insulated cables - Effect of temperature and electric field". In: *IEEE International Symposium on Electrical Insulation*. Juni 2012. DOI: 10.1109/eins1.2012.6251493.
- [310] W. Kleppmann. *Versuchsplanung - Produkte und Prozesse optimieren; 8. Auflage*. Carl Hanser Verlag München Wien, 2013. ISBN: 9783446437913.
- [311] R. Isermann. *Identifikation dynamischer Systeme 1: Grundlegende Methoden; 2. Auflage*. Springer Berlin Heidelberg, 1992. ISBN: 9783642846793. DOI: 10.1007/978-3-642-84679-3.
- [312] hivolt GmbH. *Unshielded HV Cable - Datasheet*. hivolt GmbH, Hamburg, 2019.
- [313] BINDER GmbH. *Datenblatt Modell MKF 720: Wechselklimaschränke für schnelle Temperaturwechsel, mit Feuchteregelung*. BINDER GmbH, Tuttlingen, 2019.
- [314] *IEC 60060-1:2010-09, High voltage test techniques - Part 1: General definitions and test requirements*. International Electrotechnical Commission.
- [315] J. G. Simmons. "Poole-Frenkel Effect and Schottky Effect in Metal-Insulator-Metal Systems". In: *Physical Review* 155.3 (März 1967), S. 657–660. DOI: 10.1103/physrev.155.657.
- [316] R. N. Hampton. "Some of the Considerations for Materials Operating under High-Voltage, Direct-Current Stresses". In: *IEEE Electrical Insulation Magazine* 24.1 (Jan. 2008), S. 5–13. DOI: 10.1109/mei.2008.4455498.
- [317] M. Jeroense. "HVDC, the Next Generation of Transmission Highlights with Focus on Extruded Cable Systems". In: *IEEE International Symposium on Electrical Insulating Materials (ISEIM)*. Sep. 2008. DOI: 10.1109/iseim.2008.4664603.
- [318] H. Wintle. "Absorption currents and steady currents in polymer dielectrics". In: *Journal of Non-Crystalline Solids* 15.3 (1974), S. 471–486. ISSN: 0022-3093. DOI: 10.1016/0022-3093(74)90151-3.
- [319] G. C. Montanari, G. Mazzanti, F. Palmieri, A. Motori, G. Perego und S. Serra. "Space-charge trapping and conduction in LDPE, HDPE and XLPE". In: *Journal of Physics D: Applied Physics* 34.18 (Sep. 2001), S. 2902–2911. DOI: 10.1088/0022-3727/34/18/325.
- [320] *Fakultätentag für Elektrotechnik und Informationstechnik: Empfehlungen zur Nutzung fremder und eigener Arbeiten in Dissertationen der Elektrotechnik und Informationstechnik (Darmstadt, 24.10.2014)*.

D.2 Publikationen

Den „Empfehlungen zur Nutzung fremder und eigener Arbeiten in Dissertationen der Elektro- und Informationstechnik“ [320] folgend, findet sich an dieser Stelle ein gesondertes und vollständiges Verzeichnis eigener Veröffentlichungen für den Zeitraum ab August 2013. Um eine Navigation und Unterscheidbarkeit gegenüber dem Literaturverzeichnis zu gewährleisten, werden Zeitschriftenbeiträge mit „Z“, Konferenzbeiträge (Erstautorenschaften) mit „K“ und Mitarbeiterbeiträge mit dem Zusatz „M“ gekennzeichnet.

Zeitschriftenbeiträge

- [Z1] M. Kahl, C. Freye und T. Leibfried. “A Cooperative Multi-Area Optimization With Renewable Generation and Storage Devices”. In: *IEEE Transactions on Power Systems* 30.5 (Sep. 2015, online: 24.10.2014), S. 2386–2395. ISSN: 0885-8950. DOI: 10.1109/TPWRS.2014.2363762.
- [Z2] C. Freye, S. Wenig, M. Goertz, T. Leibfried und F. Jenau. “Transient Voltage Stresses in MMC-HVDC Links - Impulse Analysis and Novel Proposals for Synthetic Laboratory Generation”. In: *High Voltage* 3.2 (Juni 2018, online: 15.03.2018), S. 115–125. ISSN: 2397-7264. DOI: 10.1049/hve.2017.0141.
- [Z3] C. Freye und F. Jenau. “Model-based accuracy enhancements for guarded conductivity measurements: determination of effective electrode areas utilising numerical field simulation”. In: *High Voltage* 3.3 (Sep. 2018, online: 17.05.2018), S. 217–225. ISSN: 2397-7264. DOI: 10.1049/hve.2017.0182.

Konferenzbeiträge: Erstautorenschaften

- [K1] C. Freye, U. Lühring und F. Jenau. “Air Clearance Calculation under Consideration of Atmospheric, Statistic and Geometric Influences for HVDC Converter Stations based on Normative Procedures”. In: *19th International Symposium on High Voltage Engineering (ISH), Pilsen, Czech Republic*. Aug. 2015. URL: https://e-cigre.org/publication/ISH2015_178-air-clearance-calculation-under-consideration-of-atmospheric-statistic-and-geometric-influences-for-hvdc-converter-stations-based-on-normative-procedures.
- [K2] C. Freye, C. F. Niedik und F. Jenau. “Numerical Air Clearance Calculation Method for HVDC Converter Stations: Atmospheric, Statistic and Geometric Input Parameter Variation Study”. In: *IEEE International Energy Conference (ENERGYCON), Leuven Belgium*. Apr. 2016. DOI: 10.1109/ENERGYCON.2016.7514118.
- [K3] C. Freye, C. F. Niedik, F. Jenau, M. Alija, D. Häring, G. Schröder und K. Wilhelm. “DC Conductivity Measurements on XLPE Specimens with Layer Thickness in the mm Range”. In: *IEEE International Conference on Dielectrics (ICD), Montpellier, France*. Juli 2016. DOI: 10.1109/ICD.2016.7547815.
- [K4] C. Freye, C. F. Niedik und F. Jenau. “Investigation on DC Conductivity of Elastomeric Insulating Materials Considering and Reducing Influences caused by DC Test Voltage Generation”. In: *IEEE 51st International Universities Power Engineering Conference (UPEC), Coimbra, Portugal*. Sep. 2016. DOI: 10.1109/UPEC.2016.8114030.
- [K5] C. Freye, C. F. Niedik und F. Jenau. “Leitfähigkeitsuntersuchungen an Werkstoffen der HGÜ Kabeltechnik unter Berücksichtigung von Einfluss- und Anforderungsfaktoren”. In: *VDE-Hochspannungstechnik 2016, Berlin, Germany (ETG-Fachbericht 150)*. Nov. 2016. URL: <https://www.vde-verlag.de/buecher/454310/etg-fb-150-vde-hochspannungstechnik-2016.html>.

- [K6] C. Freye, J. Kortenbrede, L. Vogelsang und F. Jenau. "Synthetic Laboratory Imitation of Transient Voltage Stresses of MMC-HVDC Links". In: *IEEE 18th International Conference on Environment and Electrical Engineering (EEEIC)*, Palermo, Italy. Juni 2018. DOI: 10.1109/EEEIC.2018.8494381.
- [K7] C. Freye und F. Jenau. "DC Conductivity Measurements of Liquid Silicone Rubber: Influence Analysis and Repeatability". In: *IEEE 18th International Conference on Environment and Electrical Engineering (EEEIC)*, Palermo, Italy. Juni 2018. DOI: 10.1109/EEEIC.2018.8494016.
- [K8] C. Freye und F. Jenau. "Conductivity Measurement System Analysis". In: *IEEE 2nd International Conference on Dielectrics (ICD)*, Budapest, Hungary. Juli 2018. DOI: 10.1109/ICD.2018.8514576.
- [K9] C. Freye, S. Frobin, C. F. Niedik, F. Jenau, D. Häring, G. Schröder, M. Kirkley und A. Männecke. "A Turnkey Solution for Extruded Cable Testing". In: *IEEE 53rd International Universities Power Engineering Conference (UPEC)*, Glasgow, United Kingdom. Sep. 2018. DOI: 10.1109/UPEC.2018.8541881.
- [K10] C. Freye, L. Höttecke und F. Jenau. "Numerical Modelling of Guarded Conductivity Measurement Setups: Identification of Fringing Influences and Design Recommendations". In: *IEEE International Conference on High Voltage Engineering and Application (ICHVE)*, Athens, Greece. Sep. 2018. DOI: 10.1109/ICHVE.2018.8641914.
- [K11] C. Freye und F. Jenau. "Methods for Post-Processing and Trend Analysis of Conductivity Measurement Data". In: *IEEE International Conference on High Voltage Engineering and Application (ICHVE)*, Athens, Greece. Sep. 2018. DOI: 10.1109/ICHVE.2018.8641942.
- [K12] C. Freye und F. Jenau. "Trend Analysis for Conductivities of XLPE Considering Temperature, Time and Field Strength Dependent Effects". In: *VDE-Hochspannungstechnik 2018, Berlin, Germany (ETG-Fachbericht 157)*. Nov. 2018. URL: <https://ieeexplore.ieee.org/document/8576787>.

Konferenzbeiträge: Mitarbeit

- [M1] C. F. Niedik, C. Freye, F. Jenau, D. Häring, G. Schröder und J. Bittmann. "Investigation on the Electrical Characterization of Silicone Rubber Using DC Conductivity Measurement". In: *IEEE International Conference on Dielectrics (ICD)*, Montpellier, France. Juli 2016. DOI: 10.1109/ICD.2016.7547814.
- [M2] C. F. Niedik, C. Freye und F. Jenau. "Repeatability Study for a DC Conductivity Measurement Setup Using Different Types of XLPE". In: *IEEE 51st International Universities Power Engineering Conference (UPEC)*, Coimbra, Portugal. Sep. 2016. DOI: 10.1109/UPEC.2016.8114032.
- [M3] C. F. Niedik, C. Freye und F. Jenau. "Raumladungsansammlung in polymeren Kabelwerkstoffen unter Variation der elektrischen Feldstärke und Kontaktierung". In: *VDE-Hochspannungstechnik 2016, Berlin, Germany (ETG-Fachbericht 150)*. Nov. 2016. URL: <https://www.vde-verlag.de/buecher/454310/etg-fb-150-vde-hochspannungstechnik-2016.html>.
- [M4] S. Wenig, C. Freye, M. Goertz, F. Jenau und T. Leibfried. "Transient Voltage Stresses in MMC-HVDC Links and Associated Impacts on Air Clearance Calculation". In: *20th International Symposium on High Voltage Engineering (ISH)*, Buenos Aires, Argentina. Aug. 2017. URL: https://e-cigre.org/publication/ISH2017_122-transient-voltage-stresses-in-mmc-hvdc-links-and-associated-impacts-on-air-clearance-calculation.
- [M5] D. Häring, G. Schröder, C. Freye, C. F. Niedik, S. J. Frobin und F. Jenau. "Herausforderungen und Untersuchungen von extrudierten HGÜ-Kabelsystemen". In: *1. Fachtagung Polymere Isolierstoffe und ihre Grenzflächen*, Zittau, Germany. Mai 2018. ISBN: 978-3-00-059755-8.

-
- [M6] S. J. Frobin, C. F. Niedik, C. Freye, F. Jenau, D. Häring und G. Schröder. “A Generic Approach for HVDC Cable Accessories Modelling”. In: *IEEE 2nd International Conference on Dielectrics (ICD), Budapest, Hungary*. Juli 2018. DOI: 10.1109/ICD.2018.8514703.
- [M7] S. J. Frobin, C. Freye, C. F. Niedik und F. Jenau. “Generic Field Simulation Framework for HVDC Cables”. In: *IEEE 2nd International Conference on Dielectrics (ICD), Budapest, Hungary*. Juli 2018. DOI: 10.1109/ICD.2018.8514765.
- [M8] S. J. Frobin, C. Freye, C. F. Niedik, F. Jenau, D. Häring und G. Schröder. “Thermal Modelling of HVDC Cables under Consideration of Measured Temperature Profiles”. In: *VDE-Hochspannungstechnik 2018, Berlin, Germany (ETG-Fachbericht 157)*. Nov. 2018. URL: <https://ieeexplore.ieee.org/document/8576766>.
- [M9] D. Häring, G. Schröder, C. Freye, C. F. Niedik, S. J. Frobin und F. Jenau. “Evaluation of Extruded HVDC Cable Systems”. In: *VDE-Hochspannungstechnik 2018, Berlin, Germany (ETG-Fachbericht 157)*. Nov. 2018. URL: <https://ieeexplore.ieee.org/document/8576765>.
- [M10] L. Vogelsang, C. Freye und F. Jenau. “Synthetic Laboratory Generation of Transient Voltage Stresses of MMC-HVDC Links: Circuit Design and Simulation Model Enhancements”. In: *IEEE 54th International Universities Power Engineering Conference (UPEC), Bucharest, Romania*. Sep. 2019. DOI: 10.1109/UPEC.2019.8893439.

D.3 Studentische Arbeiten

Entsprechend [320] folgend, findet sich an dieser Stelle ein gesondertes und vollständiges Verzeichnis aller betreuten studentischen Arbeiten. Zur Unterscheidbarkeit werden Bachelorarbeiten mit dem Zusatz „BA“, Masterarbeiten mit „MA“, Abschlussberichte von Projektgruppen mit dem Präfix „PG“ und fachwissenschaftliche Projektarbeiten mit dem Zusatz „PA“ versehen.

Bachelorarbeiten

- [S-BA1] B. Ressel. “Prüfverfahren zur kombinierten Stoß - und Gleichspannungsprüfung von DC-Kabeln und deren Werkstoffen”. Betreuung: C. Freye, C. F. Niedik. Aug. 2015.
- [S-BA2] K. Lunge. “Aufbau und Inbetriebnahme eines Raumladungsmesssystems und Funktionsnachweis mittels orientierender Messungen an polymeren Kabelwerkstoffen”. Betreuung: C. F. Niedik, C. Freye. März 2016.
- [S-BA3] N. J. Heines. “Automatisierte Kleinststrommessungen an polymeren Isolierstoffen für Hochspannungsanwendungen zur Bestimmung der Leitfähigkeit”. Betreuung: C. Freye, C. F. Niedik. Aug. 2016.
- [S-BA4] M. Böcker. “Leitfähigkeitsuntersuchungen an realen Kabelgeometrien”. Betreuung: C. Freye. Apr. 2017.

Masterarbeiten

- [S-MA1] S. Emler. “Theoretische und experimentelle Untersuchungen an zur Isolierung und Feldsteuerung einsetzbaren Materialien auf Silikonbasis zur Anwendung in der HGÜ-Kabeltechnik”. Betreuung: C. Freye, C. F. Niedik. Dez. 2015.
- [S-MA2] M. Alija. “Modellierung und experimentelle Untersuchungen von vernetzten Polyethylenen zur Anwendung in der HGÜ-Kabeltechnik”. Betreuung: C. Freye, C. F. Niedik. Feb. 2016.
- [S-MA3] I. Oezkal. “Experimentelle Untersuchungen zur Bestimmung des Alterungsverhaltens von Spritzgussteilen aus Hochleistungskunststoffen unter Mischbeanspruchung”. Betreuung: Dr.-Ing. T. Weißgerber, C. F. Niedik, C. Freye. Feb. 2016.
- [S-MA4] J. Gerlach. “Entwicklung und Implementierung eines Verfahrens zur automatischen Messdatenaufzeichnung und Messdatenkorrektur eines Raumladungsmesssystems unter Berücksichtigung mathematischer Korrekturverfahren”. Betreuung: C. F. Niedik, C. Freye. Dez. 2016.
- [S-MA5] S. J. Frobin. “Feldsimulation und Modellierung von Kabelsystemkomponenten und Materialien zur Anwendung in der Hochspannungsgleichstromübertragung (HGÜ)”. Betreuung: C. Freye, C. F. Niedik. Dez. 2016.
- [S-MA6] W. Diener. “Modellierung und experimentelle Betrachtung prüftechnischer Anforderungen zur Leitfähigkeitscharakterisierung von Materialien der HGÜ-Kabeltechnik”. Betreuung: C. Freye. Sep. 2017.
- [S-MA7] L. Höttecke. “Modellbildung des Leitfähigkeitsverhaltens und numerische Feldsimulation zur Charakterisierung polymerer HGÜ-Isolierwerkstoffe”. Betreuung: C. Freye. Aug. 2018.
- [S-MA8] D. Scholz. “Modellbasiertes Schaltungsdesign zur Nachbildung von transienten Impulsbeanspruchungen von selbstgeführten Umrichtern der Hochspannungsgleichstromübertragung”. Betreuung: L. Vogelsang, C. Freye. Mai 2019.

- [S-MA9] N. J. Heines. “Modellbildung und numerisch-feldsimulative Analysen zur Optimierung und Erweiterung einer Messumgebung zur Leitfähigkeitscharakterisierung von Feststoffen”. Betreuung: C. Freye. Juni 2019.

Projektgruppen

- [S-PG1] M. Alija, M. Hartmann, C. Kittl, S. Lange, C. Nolan, I. Özkal und D. Strehl. “Qualifizierung, Erweiterung und Inbetriebnahme eines Hochspannungsgenerators zur Erzeugung von Impulsspannungen”. Betreuung: F. Leßmann, C. Freye, D. Wienold. 2014.
- [S-PG2] P. Berenzen, S. Dessel, W. Diener, S. Frobin, J. Gerlach, R. Iskandarov, M. Meißner, D. Merten, R. J. Nowak, D. Sarajlic, S. Wallach und J. Zwartschoten. “Automatisierte Messung elektrischer Felder”. Betreuung: F. Leßmann, T. Vogt, J. Wulff, J. Kortenbrede, A. Cimino, C. Freye, C. F. Niedik, D. Wienold. Sep. 2015.
- [S-PG3] L. Bünemann, O. Fuhr, N. J. Heines, L. Höttecke, T. Krigar und L. Rohde. “Bewertung von Isolationsmedien der HGÜ-Technik mittels relevanter Mess-, Automatisierungs- und Simulationstechnik - Kabelsystemkomponenten: Raumladungsmessung”. Betreuung: C. F. Niedik, C. Freye. Sep. 2017.
- [S-PG4] A. Abdallah, W. Alabrash, M. Alkayali, M. Brack, N. Colditz, J. Fasel, S. Kobat, Z. Lyu, R. Nazzal, J. Neb, O. Schween, Z. Zhang und R. Zhang. “Hochspannungstechnik im Zeichen der Energiewende: Simulation, Automation und Realisierung geeigneter Versuchstechniken zur Materialcharakterisierung bei Hochspannungsgleichstromübertragungen (HGÜ)”. Betreuung: J. Kortenbrede, C. Freye, S. Frobin. Okt. 2018.

Fachwissenschaftliche Projektarbeiten

- [S-PA1] R. Kaiser, I. Liere-Netheler, K. Lunge und M. Schneider. “Kabeltechnologie in Hochspannungsgleichstromübertragungen (HGÜ): Abbildung des wissenschaftlichen Standes, Identifikation von Forschungs- und Entwicklungspotential sowie erforderlicher Ressourcen”. Betreuung: C. Freye, C. F. Niedik. Aug. 2015.
- [S-PA2] C. Brenne, T. Kuhnke, L. Lenz und P. Lenz. “Ermittlung erforderlicher Mindestluftstrecken für Umrichterstationen der Hochspannungsgleichstromübertragung (HGÜ): Abbildung des wissenschaftlichen Standes, Identifikation von Berechnungsmethoden und Einflussfaktoren”. Betreuung: C. Freye, C. F. Niedik. Sep. 2016.

Die Betriebsbedingungen und das dynamische Betriebsverhalten von Modulare Multilevel-Umrichtern (MMC) in Systemen der Hochspannungsgleichstromübertragung (HGÜ) führen zu neuartigen Isolationsbeanspruchungen. Daher wird zunächst im Themenfeld der **Isolationskoordination** ein Verfahren zur Dimensionierung erforderlicher Luftstrecken und der klimatischen Korrektur von Auslegungsspannungen für HGÜ-Systeme vorgestellt. Darüber hinaus werden simulativ und exemplarisch die bei einem Pol-Erde-Schluss auftretenden Überspannungen einer MMC-HGÜ (symmetrischer Monopol, Halbbrücke) am Freileitungs- respektive Kabelabgang analysiert und Konzepte zur synthetischen Labornachbildung dieser Spannungen diskutiert.

Die elektrische Feldverteilung vor transienten Beanspruchungen ist von Relevanz, um die Auswirkungen von Überspannungen auf Isolationssysteme der HGÜ bewerten zu können. Hierzu rücken Verfahren der **Leitfähigkeitsanalyse** in den Fokus, sodass zu diesem Zweck ein automatisiertes, modulares, skalier- und erweiterbares Versuchskonzept präsentiert wird. Die nachfolgend eingeführten allgemeinen Modellierungsmethoden dienen der Formulierung der Voraussetzungen einer präzisen Leitfähigkeitsbestimmung aus messtechnisch-theoretischer und feldtheoretischer Sicht. Additiv werden neuartige Analyse- und Entauschungsmethoden präsentiert, die eine Berücksichtigung der Zeitabhängigkeit des erfassten Absorptionsstroms ermöglichen und die Rückschlussmöglichkeit auf die dem Werkstoff zu Grunde liegende dielektrische Antwortfunktion steigern. Im Zuge von experimentellen Untersuchungen von LSR- und VPE-Prüfkörpern werden die Leistungsfähigkeit der Versuchstechnik sowie der neuartigen Trend- und Steigungsanalysen bestätigt und Erweiterungen der Prüfumgebung für zukünftige Untersuchungen angeregt.