



Philipp Andrej

# **TE-Messungen und Durchschlagsuntersuchungen an Mittelspannungs-DC-Kabeln**

## **MASTERARBEIT**

zur Erlangung des akademischen Grades

Diplom-Ingenieur

Masterstudium Elektrotechnik

eingereicht an der

**Technischen Universität Graz**

Betreuer

Univ.-Prof. Dr.-Ing. Uwe Schichler

Dipl.-Ing. Patrik Ratheiser  
Dipl.-Ing. Bernhard Schober

Institut für Hochspannungstechnik und Systemmanagement

## **EIDESSTATTLICHE ERKLÄRUNG**

Ich erkläre an Eides statt, dass ich die vorliegende Arbeit selbstständig verfasst, andere als die angegebenen Quellen/Hilfsmittel nicht benutzt, und die den benutzten Quellen wörtlich und inhaltlich entnommenen Stellen als solche kenntlich gemacht habe. Das in TUGRAZonline hochgeladene Textdokument ist mit der vorliegenden Masterarbeit identisch.

---

Datum

---

Unterschrift

## Kurzfassung

Die elektrische Energieversorgung erfolgte zu ihren Anfängen, gegen Ende des 19. Jahrhunderts, per Gleichstrom. Schon bald sollte sich jedoch die Wechselstromübertragung durchsetzen. Bis vor wenigen Jahren wurde elektrische Energie größtenteils anhand von Wechselstromsystemen übertragen. Vor allem durch Fortschritte auf dem Gebiet der Leistungselektronik fand die Gleichstromübertragung in den letzten Jahrzehnten wieder größere Beachtung. Zukünftig wird die Gleichstromübertragung auch in der Mittelspannungsebene eingesetzt werden. Insbesondere hinsichtlich der Energiewende, mit dem großflächigen Einsatz dezentraler erneuerbarer Energieträger, ist die Mittelspannungs-Gleichstrom-Übertragung eine zukunftssträchtige Technologie. So ermöglicht die MGÜ eine hocheffiziente, verlustarme Energieübertragung und könnte insbesondere zur Umrüstung bereits bestehender Kabelstrecken eingesetzt werden. Aufgrund der zukünftigen Relevanz dieser Technologie sollen im Rahmen dieser Arbeit, Untersuchungen an Betriebsmitteln bei Gleichspannungsbeanspruchung durchgeführt werden.

Ein Teil dieser Masterarbeit handelt von TE-Messungen an einer 12/20-kV-Mittelspannungs-AC-Kabelmuffe. Dabei werden die Untersuchungen bei Gleichspannungsbeanspruchung durchgeführt. Die Auskopplung der TE-Impulse aus der Kabelmuffe erfolgt induktiv. Zur Realisierung der induktiven Auskopplung werden HFCT verwendet. Damit Teilentladungen aus der Muffe identifiziert und von äußeren Impulsen und Störpulsen unterschieden werden können, werden ein differenzielles Messprinzip und eine entsprechende Signalverarbeitung angewendet. Die Teilentladungsmessungen an einer Kabelmuffe werden während spezieller Prüfzyklen durchgeführt, um die Kabelmuffe elektrisch und thermisch zu belasten. Im Anschluss an die Messungen erfolgt die Auswertung der Messdaten. Die Auswertung ergab, dass nur wenige Impulse in unregelmäßigen Abständen gemessen wurden, welche als TE aus der Muffe in Frage kommen.

Ein weiterer Teil dieser Arbeit sind DC-Durchschlagsuntersuchungen an herkömmlichen VPE-isolierten-AC-Mittelspannungskabeln. Dabei sollen ein 12/20-kV-AC-VPE-Kabel und ein 6/10-kV-AC-VPE-Kabel auf ihre DC-Durchschlagsfestigkeit untersucht werden. Die Prüfprozedur erfolgt gemäß eines speziellen Stufentests. Während der Versuche erfolgt eine partielle Erwärmung der Kabelprüflinge. Beim 6/10-kV-AC-VPE-Kabel wurden Durchschläge im aktiven Teil des Kabels erzielt. Die 63,2%-DC-Durchschlagsfeldstärke bei Gleichspannung mit positiver Polarität betrug  $\bar{E}_{d,63,2} = 62 \text{ kV/mm}$ . Bei den Untersuchungen des 6/10-kV-AC-VPE-Kabels bei Gleichspannung mit negativer Polarität traten thermische Durchschläge auf. Die thermischen Durchschläge wurden näher untersucht. Beim 12/20-kV-AC-VPE-Kabelprüfling traten ausschließlich Durchschläge im Endverschlussbereich auf. Der Haltewert bei Gleichspannung mit positiver Polarität konnte mit  $\bar{E}_H = 85 \text{ kV/mm}$  ermittelt werden.

### Schlüsselwörter:

MGÜ, Mittelspannungs-DC-Kabel, Mittelspannungs-AC-VPE-Kabel, Mittelspannungs-AC-Kabelmuffe, Teilentladungsmessung, HFCT, Durchschlagsfestigkeit

## Abstract

In the early days, toward the end of the 19th century, electrical power was supplied by direct current transmission. However, alternating current transmission was soon to become established. Until a few years ago, electrical energy was mainly transmitted using alternating current systems. In recent decades, progress in the field of power electronics in particular has led to renewed interest in direct current transmission. In the future, direct current transmission will also be used at the medium voltage level. Medium voltage direct current transmission is a promising technology for the future. Especially with regard to the energy transition and the widespread use of decentralized renewable energy sources. Medium voltage direct current transmission enables a highly efficient energy transmission with low losses and could be used in particular to upgrade existing cable lines. Due to the future relevance of this technology, this thesis will investigate operational equipment with DC voltage stress applied.

The first Part of this master thesis deals with partial discharge measurements on a medium voltage 12/20 kV AC cable joint. The investigations are carried out under DC voltage stress. The PD pulses are decoupled from the cable joint inductively. So-called HFCTs are used to realize the inductive coupling. Partial discharges from the cable joint have to be identified and distinguished from external and interference pulses. A differential measurement method with appropriate signal processing is used for this purpose. The partial discharge measurements on a cable joint are carried out during defined test cycles. Those test cycles are performed to stress the cable joint electrically and thermally. The evaluation of the PD measurement data showed that only a few pulses, which were measured at unsteady intervals, could be considered as PD from the cable joint.

Another part of this thesis are DC breakdown tests of XLPE insulated AC medium voltage cables. A 12/20 kV AC XLPE cable and a 6/10 kV AC XLPE cable are to be tested. The test procedure is carried out according to a special step test. During the tests, the cable test specimens are partially heated. Breakdowns in the active part of the cable were obtained for the 6/10 kV AC XLPE cable. The average 63.2% DC electric breakdown field strength at positive polarity was  $\bar{E}_{d,63,2} = 62$  kV/mm. Thermal breakdowns occurred during the tests of the 6/10 kV AC XLPE cable with negative polarity DC voltage. These thermal breakdowns were subsequently further examined. In the case of the 12/20 kV cable test specimen, breakdowns occurred only in the area of the cable termination. The highest holding value of the average electric field strength with DC voltage of positive polarity was determined to be  $\bar{E}_H = 85$  kV/mm.

### Key words:

MVDC, medium voltage DC cable, medium voltage AC cable, medium voltage AC cable joint, partial discharge measurements, HFCT, DC breakdown strength

# Inhaltsverzeichnis

1	Einleitung.....	1
2	Gleichstromübertragung.....	3
2.1	Historie und wichtige Projekte.....	3
2.2	Stand der Technik – Mittelspannungs-Gleichstrom-Übertragung.....	6
2.2.1	Einsatzmöglichkeiten der Mittelspannungs-Gleichstrom-Übertragung.....	6
2.2.2	Topologien von Gleichstromübertragungssystemen.....	7
2.2.3	Vorteile der MGÜ gegenüber der Drehstromübertragung und technische Herausforderungen.....	9
3	Extrudierte Kunststoffkabel und Kabelgarnituren.....	12
3.1	Extrudierte Kunststoffkabel.....	12
3.2	Extrudierte DC-Kabel im Vergleich zu extrudierten AC-Kabeln.....	14
3.3	Lebensdauergesetz für fester Isolierstoffe.....	15
3.4	Feldsteuersysteme und Kabelgarnituren.....	16
4	Besonderheiten der Gleichspannungsbeanspruchung.....	21
4.1	Elektrisches Feld und elektrische Feldverteilung.....	21
4.2	Elektrische Leitfähigkeit von Isoliermaterialien.....	23
4.3	Feldinversion.....	25
4.4	Raum- und Flächenladungsansammlung.....	26
4.5	Thermische Instabilitäten und thermischer Durchschlag.....	29
5	Teilentladungsmessung an Kabelmuffen.....	31
5.1	Grundlagen der Teilentladungsmessung.....	31
5.2	Teilentladungsmessung nach DIN EN 60270.....	32
5.3	Induktive Auskopplung mit HFCT an Kabelgarnituren.....	34
5.4	Besonderheiten der TE-Messung bei Gleichspannungsbeanspruchung.....	36
5.5	Interpretation von Teilentladungen bei Wechsel- und bei Gleichspannungsbeanspruchung.....	38
6	Experimentelle Teilentladungsmessungen an einer Mittelspannungs-AC-Muffe bei Gleichspannungsbeanspruchung.....	40
6.1	TE-Messsystem für Kabelmuffen.....	40
6.1.1	Messprinzipien.....	40
6.1.2	Komponenten des Messsystems.....	45
6.2	Orientierende Untersuchungen der Messtechnik.....	46
6.3	Versuchsanordnung im Labor.....	49
6.3.1	Prüfaufbauten.....	49
6.3.2	Referenzmessungen.....	56
6.3.3	Prüfprozedur.....	56
6.4	Auswertung der DC-Prüfzyklen.....	57

6.5	Ergebnisse der TE-Messungen.....	61
6.5.1	Vorversuche mit Funkenstrecke zur Erprobung des Messprinzips ...	61
6.5.2	Einspeisung von Impulsen in die Kabelmuffe.....	62
6.5.3	Referenzmessungen .....	63
6.5.4	DC-Prüfzyklen .....	64
7	Durchschlagsuntersuchungen an Kabeln.....	68
7.1	Durchschlagsfestigkeit und Durchschlagsmechanismen von festen Isolierstoffen.....	68
7.2	Durchschlagsuntersuchungen an VPE-isolierten-AC-Mittelspannungskabeln	72
7.3	Prüfprozedur .....	73
7.4	Auswertung von Durchschlagsuntersuchungen.....	74
8	Durchschlagsuntersuchungen an VPE-isolierten Mittelspannungskabeln bei Gleichspannungsbeanspruchung.....	77
8.1	Untersuchte Mittelspannungskabel und Probenvorbereitung .....	77
8.2	Versuchsanordnung im Labor .....	80
8.3	Untersuchung der thermischen Instabilität und des thermischen Durchschlags .....	81
8.4	Auswertung der Messergebnisse.....	82
9	Ausblick.....	87
10	Zusammenfassung.....	89
	Literaturverzeichnis.....	92
	Bildverzeichnis.....	98
	Tabellenverzeichnis .....	102
	Symbolverzeichnis.....	103
	Abkürzungsverzeichnis.....	106
	Programmcodeverzeichnis .....	107
	Anhang .....	108
A:	Tabellen zu den Teilentladungsmessungen.....	108
B:	Bilder zu den Teilentladungsmessungen .....	116
C:	Datenblätter zu den Teilentladungsmessungen.....	120
D:	Programmcode zu den Teilentladungsmessungen .....	134
E:	Tabellen zu den Durchschlagsuntersuchungen .....	144
F:	Temperaturverläufe bei thermischer Instabilität mit $\vartheta > 70 \text{ °C}$ .....	147
G:	Datenblätter zu den Durchschlagsuntersuchungen .....	148
H:	Programmcode zu den Durchschlagsuntersuchungen .....	155

## 1 Einleitung

Seit zumindest 2000 Jahren ist die Elektrizität als physikalisches Phänomen der Menschheit bekannt. Elektrische Phänomene konnten ungefähr 600 Jahre vor der Zeitenwende, im antiken Griechenland, zum ersten Mal künstlich herbeigeführt werden. Dies gelang, indem ein geriebener Bernsteinkörper elektrostatisch aufgeladen wurde. Es sollte bis zum 17. Jahrhundert dauern, ehe weitere wesentliche Erkenntnisfortschritte erzielt wurden und eine wissenschaftliche Auseinandersetzung mit Elektrizität einsetzte. Danach folgten viele Jahrzehnte fortschreitender Erforschung und Beschreibung elektrischer Grundlagen und Gesetze [1]. Schließlich gelang es Ende des 19. Jahrhunderts erstmals, elektrische Energie über eine längere Distanz zu übertragen. In den folgenden Jahrzehnten wurde die Elektrifizierung weltweit intensiv vorangetrieben, der Bedarf an elektrischer Energie nimmt seitdem stetig zu [2].

Ausreichend zur Verfügung stehende Mengen an Energie, sind heute für den Lebensstandard und den Wohlstand einer modernen Gesellschaft von essenzieller Bedeutung. Insbesondere im heutigen Informationszeitalter wird dabei der elektrischen Energie eine immer größere Rolle zuteil. Jegliche Infrastruktur ist von elektrischer Energie abhängig und die meisten Produktions- und Wirtschaftsprozesse sind ohne Elektrizität völlig undenkbar. Eine zusätzliche Bedeutung kommt der elektrischen Energieversorgung aufgrund des globalen Klimawandels zu. Nur durch einen sehr hohen Grad der Elektrifizierung der Energiesysteme wird eine starke Reduktion der Treibhausgasemissionen und die effektive Nutzung von erneuerbaren Energieträgern überhaupt erst ermöglicht [3]. Um regenerative Energieträger nutzen zu können, ist ein entsprechender Transport der Energie, von den Erzeugern zu den Verbrauchern, Grundvoraussetzung. Zur Übertragung elektrischer Energie kommen unterschiedliche Übertragungssysteme zum Einsatz. Bis in die 1950er Jahre wurden für die Übertragung elektrischer Energie nahezu ausschließlich Dreiphasen-Wechselstromsysteme („Drehstromsysteme“) eingesetzt [4]. Zu den Anfängen der Nutzung und Übertragung elektrischer Energie wurden ursprünglich Gleichstromsysteme verwendet. Ende des 19. Jahrhunderts setzte sich jedoch die Wechselstromtechnik rasch durch. Die Hauptgründe waren die vergleichsweise einfache und hocheffiziente Spannungswandlung mit Transformatoren und der mögliche Einsatz der Asynchronmaschine [2]. Vor allem mit der Entwicklung der Halbleitertechnologien, wurde die Gleichstromübertragung im Laufe der Zeit jedoch immer interessanter. Der Grund ist die neugewonnene Möglichkeit der Spannungswandlung mit Thyristoren oder auch mit IGBT (engl.: insulated-gate bipolar transistor) [4]. Bis jetzt wurde die Gleichstromübertragung vor allem in der Hochspannungsebene (Hochspannungs-Gleichstrom-Übertragung, „HGÜ“) bei langen Übertragungstrecken, Netzkupplungen oder Seeübertragungen eingesetzt. Die niedrigeren Spannungsebenen werden mit Ausnahme weniger Projekte, nahezu ausschließlich als Drehstromsystem betrieben [5, 6]. Neuerdings gibt es jedoch Bestrebungen, die Gleichstromübertragung auch in niedrigeren Spannungsebenen einzusetzen. Der Einsatz der Gleichstromübertragung in der Mittelspannungsebene (Mittelspannungs-Gleichstrom-Übertragung, „MGÜ“) verspricht einige Vorteile, die auch in späteren Kapiteln der vorliegenden Arbeit noch näher erläutert werden sollen [6]. Grundsätzlich wird die Anwendung

dieser Technologie vor allem durch eine immer preiswerter und leistungsfähiger werdende Leistungselektronik und die Lösung von unterschiedlichen technischen Herausforderungen ermöglicht [7].

Damit die MGÜ zukünftig erfolgreich eingesetzt werden kann, sind zuverlässige Betriebsmittel von großer Bedeutung. Dazu gehören Kabel und ihre Garnituren, wie beispielsweise Kabelmuffen [6]. Heutzutage werden in allen Spannungsebenen nahezu ausschließlich VPE-isolierte Kabel (VPE, vernetztes Polyethylen) verwendet. Die Hauptgründe dafür sind einerseits die ökonomischere Herstellung im Vergleich zu anderen Kabeltypen, wie beispielsweise ölisolierten Kabeln. Außerdem weisen kunststoffisolierte Kabel ökologische Vorteile im Vergleich zu ölisolierten Kabeln auf [8]. Bei Gleichspannungsbeanspruchung treten in VPE-Isolierungen verschiedene Effekte und Phänomene auf, welche im Betrieb zu beachten sind. Aus diesem Grund werden bei Gleichspannungsübertragungen oft spezielle DC-Kabel eingesetzt [9]. In der MGÜ wird auch der Einsatz von herkömmlichen VPE-isolierten-AC-Mittelspannungskabeln, anstelle von speziellen DC-Kabeln, angedacht [10, 11]. Der Einsatz von VPE-isolierten-AC-Mittelspannungskabeln bei Gleichspannungsbeanspruchung ist jedoch noch näher zu untersuchen. In diesem Zusammenhang nimmt die Hochspannungstechnik eine Schlüsselrolle ein. Die Hauptaufgabe der Hochspannungstechnik ist die Auslegung und Sicherstellung der Funktionsfähigkeit von Isoliersystemen, wie sie beispielsweise in Kabeln und Kabelmuffen vorkommen. Zu diesem Zweck werden unterschiedliche diagnostische Verfahren, wie Spannungsprüfungen oder die Teilentladungsmessung und -diagnose eingesetzt [8]. Um die Eignung von VPE-isolierten-AC-Mittelspannungskabeln für den Einsatz bei der MGÜ zu untersuchen, werden im Rahmen dieser Arbeit Durchschlagsuntersuchungen an AC-Mittelspannungskabeln durchgeführt. Bei den in der Vergangenheit durchgeführten Untersuchungen wurde dem Übergang der kapazitiven zur resistiven Verteilung des elektrischen Feldes, welcher bei Gleichspannungsbeanspruchung auftritt, nur wenig Beachtung geschenkt [12, 13]. Daher wird bei den Durchschlagsuntersuchungen der Stufen-Test der TU Graz verwendet [14]. Im Falle des Einsatzes von AC-Kabeln bei Gleichspannung werden entsprechende Garnituren benötigt. Deshalb soll das Teilentladungsverhalten einer 12/20-kV-AC-Mittelspannungsmuffe bei Gleichspannungsbeanspruchung im Zuge dieser Arbeit untersucht werden. Die Auskopplung der Teilentladungen soll mit induktiven Sensoren, sogenannten HFCT (engl.: high frequency current transformer) erfolgen. Besonderes Interesse gilt der Unterscheidung des Ursprungsorts von gemessenen Impulsen und der eindeutigen Identifizierung von Teilentladungen aus der Kabelmuffe. Zu diesem Zweck wird eine differentielle Messmethode angewendet.

## 2 Gleichstromübertragung

### 2.1 Historie und wichtige Projekte

Die ersten öffentlichen Stromnetze wurden per Gleichstrom (engl.: direct current, DC) betrieben. Der Franzose Marcek Drepez gilt dabei als Pionier. Im Jahre 1882 gelang es ihm, zusammen mit dem deutschen Ingenieur Oskar Franz Xaver von Miller, eine Leistung von 2 kW über die Strecke Miesbach – München 57 km weit zu übertragen. Die Spannung betrug 2 kV. Trotz des geringen Wirkungsgrades und der hohen Verluste wurde der Beweis erbracht, dass elektrische Energie über eine weite Distanz übertragen werden kann. In den Folgejahren wurden viele weitere DC-Übertragungsstrecken in mehreren Ländern errichtet. Ende des 19. Jahrhunderts setzte sich jedoch die Wechselstromübertragung, aufgrund ihrer damaligen technologischen Vorteile bezüglich der Transformierbarkeit und der überlegenen elektrischen Maschinen, durch [15, 16]. Erst mit der Entwicklung von elektrischen Ventilen, welche den technischen Anforderungen gerecht wurden, konnten die Voraussetzungen für die moderne HGÜ-Technologie geschaffen werden. Die Fertigstellung dieser Entwicklung gelang dem Schweden Dr. Uno Lamm mit Quecksilberdampfventilen im Jahr 1939 [15, 16].

1941 wurde vom Deutschen Reich das Elbe-Projekt gestartet. Das Ziel dieses Projekts war es, das erste kommerzielle HGÜ-System zu errichten. Die Eckdaten des Systems waren eine bipolare Spannung von 200 kV mit einer Leistung von 60 MW. Das System hätte zwischen Vockerode an der Elbe und Berlin über eine Länge von 115 km errichtet werden sollen [15, 17]. Es wurden masseimprägnierte Erdkabel verwendet, um einen Schutz vor Bombenangriffen zu erreichen. Vor der Fertigstellung im Jahre 1945 kapitulierte das Deutsche Reich jedoch bedingungslos und übergab der Sowjetunion die Anlage als Teil der Reparationszahlungen. Schließlich wurde die Anlage in der Sowjetunion aufgebaut und 1951 in Betrieb genommen [15, 16].

1954 wurde die Insel Gotland mit einer monopolen HGÜ-Strecke per Unterseekabel, mit dem schwedischen Festland verbunden. Die Nennspannung betrug 100 kV. Die Rückleitung erfolgte über das Meer [15, 16, 18]. 1972 konnte in Kanada, mit der HGÜ-Verbindung zwischen Quebec und New Brunswick, ein neuer Meilenstein gesetzt werden. Erstmals kamen bei dieser Verbindung, mit einer Nennleistung von 320 MW und einer Nennspannung von 80 kV, ausschließlich Thyristorventile zum Einsatz. Diese Leistungshalbleiter boten in vielerlei Hinsicht technische Vorteile gegenüber Quecksilberdampfventilen [16]. Davor wurden im Zuge einer Umrüstung der Gotland-Verbindung im Jahre 1967 erstmals Thyristorventile eingesetzt [18]. Bevor ausschließlich Thyristorventile bei der HGÜ Verwendung fanden, wurde 1977 das letzte Projekt mit Quecksilberdampfventilen, „Nelson River Bipole 1“ (1854 MW,  $\pm 463$  kV, 897 km Länge), fertiggestellt [16]. In den folgenden Jahrzehnten sollte die HGÜ-Technologie immer ausgereifter werden und größere Leistungsübertragungen bei höheren Spannungen ermöglichen [18]. In den 1990er Jahren gelangen neuerlich technologische Meilensteine im Segment der Leistungshalbleiter. So wurden IGBT und GTO (engl.: gate turn-off thyristor) erstmals in verschiedenen Projekten eingesetzt [15].

Im Jahr 1999 wurde erstmalig ein extrudiertes Peroxid-vernetztes-Polyethylen-Kabel bei einem HGÜ-System, auf der Insel Gotland, eingesetzt. Dabei hat dieses 70 km lange System eine Nennleistung von 50 MW und eine Nennspannung von  $\pm 80$  kV aufzuweisen. Es wurden spezielle DC-Kabel und Kabelgarnituren für dieses Projekt entwickelt [19]. In den darauffolgenden Jahren hat der Hersteller dieser Kabel und Kabelgarnituren, über 2000 km an extrudierten HGÜ-Kabeln hergestellt. Durch Fortschritte in der Kabeltechnologie konnten immer höhere Nennspannungen und -leistungen realisiert werden [9].

2002 wurde in Australien der „Murraylink“ in Betrieb genommen. Der Murraylink ist eine 176 km lange HGÜ-Verbindung mit einer Nennleistung von 220 MW, bei welcher dreifach-extrudierte, erdverlegte Kabel mit einer VPE-Mischung als Isoliermaterial eingesetzt wurden. Die Nennspannung des Systems beträgt  $\pm 150$  kV. Bei diesem Projekt wurden selbstgeführte Umrichter (engl.: voltage source converter, VSC) mit IGBT-Ventilen verwendet [9].

Am 31. Jänner 2019 wurde der „NEMO link“ in Betrieb gesetzt. Der Nemo link ist eine 1050 MW,  $\pm 400$ -kV-DC-VPE-Verbindung zwischen Großbritannien und Belgien, welche größtenteils als Seekabel ausgeführt ist. Dabei wurde erstmals in dieser Spannungsebene ein VPE-isoliertes-Kabelsystem eingesetzt [20].

In Deutschland sind im Rahmen der Energiewende mehrere Nord-Süd-Verbindungen in Form von HGÜ-Leitungen geplant (Bild 2.1). Aufgrund der geplanten Abschaltung der letzten Kernkraftwerke im Jahr 2022 und der hohen Windkapazitäten im Norden, ist die Errichtung solcher Verbindungen erforderlich. Eine dieser Nord-Süd-Verbindungen ist „Ultranet“ und soll in Form einer Freileitung mit Hybridmasten (AC- und DC-System auf einer Trasse) realisiert werden. Die Nennspannung dieser Verbindung soll  $\pm 380$  kV betragen [21]. Eine weitere dieser Nord-Süd-Verbindungen ist der „Südlink“. Bei dieser Verbindung sollen DC-VPE-Erdkabel bei einer Nennspannung von  $\pm 525$  kV eingesetzt werden [22]. Die Herstellung und Entwicklung der DC-VPE-Erdkabel wird von den Firmen NKT und Prysmian realisiert werden [23]. Das DC-VPE-Erdkabel von der Firma NKT wurde bereits im Jahre 2014 erfolgreich Qualifikationstests gemäß der technischen Broschüre CIGRE TB 496 unterzogen [24]. Zusätzlich wurden im Jahr 2020 die von einem Prüfinstitut durchgeführten Qualifikationstests abgeschlossen. Infolge dieser erfolgreichen Tests kann das Kabel zukünftig bei Projekten, wie dem Südlink eingesetzt werden [25]. Ein weiterentwickeltes Kabelsystem mit einer DC-Systemspannung von  $\pm 640$  kV wurde von NKT im Jahr 2017 eingeführt [26].

Neben der HGÜ, wird die Gleichstromübertragung künftig auch bei der MGÜ Anwendung finden. Zum jetzigen Zeitpunkt existieren mehrere MGÜ-Fallstudien. Eine solche Fallstudie ist das Wenchang-Projekt in China. In Wenchang wurden zwei Off-Shore-Bohrinseln mit einem Drehstromsystem, bestehend aus drei VPE-isolierten Seekabeln mit Einzelleiter, elektrisch verbunden. Das Drehstromsystem wies eine Übertragungskapazität von 3 MW, eine Nennspannung von 35 kV und eine ungefähre Länge von 40 km auf. Nach dem Defekt eines Kabels wurde die Energieübertragung zwischen den Bohrinseln unterbrochen. Die beiden funktionierenden Kabel wurden in der Folge für eine bipolare MGÜ herangezogen.

Die Eckdaten sind eine Übertragungskapazität von 8 MW und eine Nennspannung von  $\pm 15$  kV. Das System wurde 2013 in Betrieb genommen [10, 27].

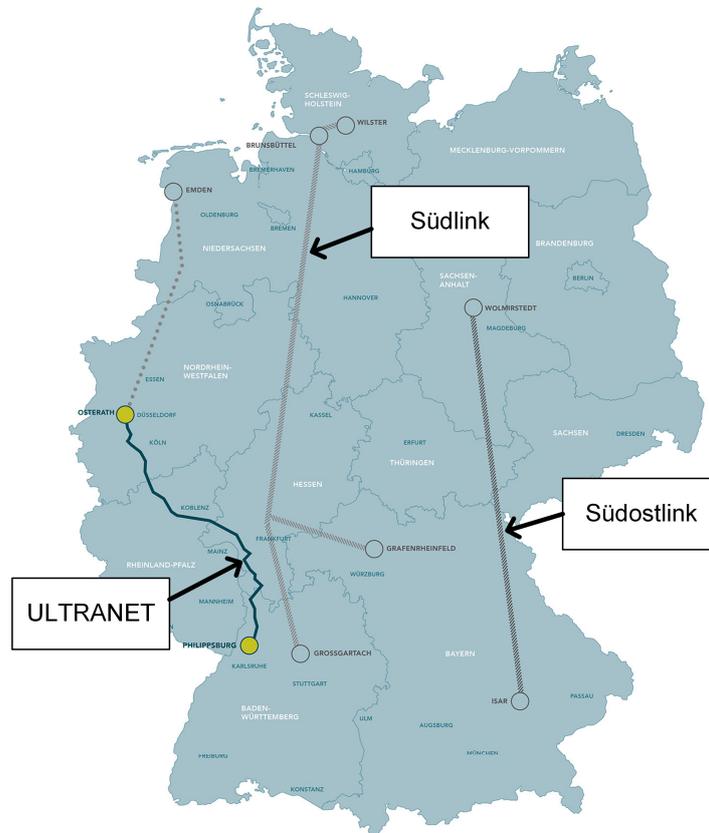


Bild 2.1: Geplante HGÜ-Trassen in Deutschland nach [21]

Ein weiteres Beispiel einer Anwendung der MGÜ ist das ANGLE-DC-Projekt (Bild 2.2). Bei diesem Projekt wird ein zweisystemiges Drehstromsystem bestehend aus Freileitungen und aus Kabelstrecken mit einer Übertragungskapazität von 24,8 MW und einer Nennspannung von 33 kV auf den Betrieb mit Gleichspannung umgerüstet. Die Eckdaten des MGÜ-Systems sind eine Übertragungskapazität von 30,5 MW und eine Nennspannung von  $\pm 27$  kV. Bei der Kabelstrecke werden drei verschiedene Kabeltypen auf DC umgestellt:

- ein ölisiertes Dreileiter-Kabel,
- ein papierimprägniertes Dreileiter-Kabel,
- und ein VPE-isoliertes Einleiter-Kabel.

Die Verbindung liegt zwischen der Insel Anglesey und dem walisischen Festland. Im Zuge der Umrüstung werden die drei Leiter eines Systems als positiver Pol und die drei Leiter des anderen Systems als negativer Pol des bipolaren MGÜ-Systems benutzt werden. Die Auslegung des MGÜ-Systems erfolgte konservativ, so wurde die maximale Betriebstemperatur der Kabel auf 50 °C begrenzt, was entsprechend niedrige Betriebsströme zur Folge hat [11, 28].

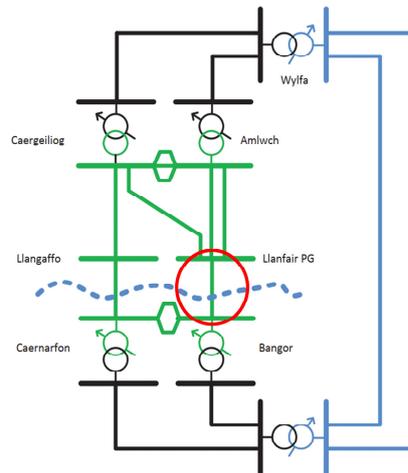


Bild 2.2: Netzabschnitt in welchem das ANGLE-DC-Projekt (roter Kreis) realisiert wird, bestehende AC-Verbindungen: grün = 33 kV, blau = 400 kV, schwarz = 132 kV, nach [11]

## 2.2 Stand der Technik – Mittelspannungs-Gleichstrom-Übertragung

### 2.2.1 Einsatzmöglichkeiten der Mittelspannungs-Gleichstrom-Übertragung

Neben der Anwendung in der Hochspannungsebene soll die Gleichstromübertragung künftig auch in der Mittelspannungsebene verstärkt Einzug halten. Die MGÜ bietet viele Vorteile gegenüber der Wechselstromübertragung und wird in Zukunft mit den bestehenden Drehstromsystemen koexistieren [6]. Nachfolgend sollen einige MGÜ-Einsatzmöglichkeiten näher erläutert werden.

#### Einsatz in Verteilnetzen

Oftmals können AC-Netze aufgrund verschiedener Parameter, etwa der Phasendifferenz, der unterschiedlichen Frequenz oder aus Power-Quality-Gründen, nicht ohne weitere Maßnahmen verbunden werden. Die Kupplung der AC-Netze könnte in solchen Fällen mit einer MGÜ realisiert werden [29]. Die MGÜ stellt auch bei der Erhöhung der Übertragungskapazität von bestehenden Drehstrom-Leitungen, im Speziellen in urbanen Gegenden, eine attraktive Lösung dar. Das Problem bei der Erhöhung der Übertragungskapazität in urbanen Gegenden ist der oft nur spärlich vorhandene Platz in den bestehenden Kabelschächten. Der Bau zusätzlicher Kabelschächte ist mit enormen Kosten verbunden. Durch die Umstellung der AC- auf eine DC-Übertragung kann die bereits vorhandene Übertragungsstrecke effektiver genutzt werden. Dadurch können, in bestimmten Fällen, die Errichtungskosten einer neuen Übertragungsleitung eingespart werden [6].

#### Einsatz bei Bahnstrecken

Die Elektrifizierung von Bahnstrecken wurde in ihren Anfängen mit Gleichspannung realisiert. Weltweit werden viele Bahnstrecken bis zum heutigen Tag mit DC-Spannung betrieben. Die Versorgung wurde in der Vergangenheit und wird auch heute noch oft mit Gleichrichterioden aus dem AC-Netz sichergestellt. Dadurch ist eine Rückspeisung in den meisten Fällen nicht möglich. Mit dem Einsatz moderner Leistungselektronik wird solch eine

Rückspeisung ermöglicht. Zusätzlich können die Betriebsspannungen erhöht werden, was Vorteile bezüglich der Effizienz und der Spannungshaltung mit sich bringt [29].

#### Einsatz in der Schifffahrt

Die MGÜ wird zukünftig auf Schiffen eingesetzt werden, um einen Effizienzgewinn zu erzielen. Dieser Effizienzgewinn ist auf die zur Stromerzeugung verwendeten Dieselergeneratoren zurückzuführen. Bei AC-Systemen müssen die Generatoren auf konstanter Drehzahl gehalten werden, um die Netzfrequenz von 50/60 Hz zu gewährleisten. Aufgrund dieser Einschränkung können die Generatoren nicht lastabhängig im optimalen Betriebspunkt operieren [6].

#### Einsatz bei erneuerbaren Energieträgern

Um den Bedarf an fossilen Brennstoffen zu reduzieren, nimmt der Ausbau von erneuerbaren Energieträgern weltweit mit steigender Tendenz zu. Um diese oftmals volatilen Formen der Energieerzeugung (Wind, Photovoltaik etc.) nutzen zu können, ist eine entsprechende Übertragung der erzeugten elektrischen Energie notwendig. Hierbei könnte die MGÜ zukünftig eine wichtige Rolle spielen. Ein Vorteil des Einsatzes der MGÜ bei erneuerbaren Energieträgern ist die Erhöhung der Effizienz, da eine Verringerung an Umwandlungsprozessen erreicht werden könnte. Außerdem können bei einer bestimmten Übertragungsleistung, Kabel mit geringerem Querschnitt im Vergleich zu einem Drehstromsystem eingesetzt werden (weitere Ausführungen zur Übertragungskapazität bei Gleich- und Wechselspannung in Kapitel 2.2.3) [6].

#### Einsatz bei Offshore-Windparks

Ein weiteres Einsatzgebiet für die MGÜ stellen Offshore-Windparks dar. In [30] wurde die Netzanbindung eines Offshore-Windparks im Mittelmeer untersucht. Dabei wurde die Anbindung per MGÜ mit der Anbindung per Drehstromsystem bei unterschiedlichen Leitungslängen verglichen. Dem MGÜ-System wurde dabei eine transformatorlose Wind-Turbine mit Multi-Level-Konvertern zu Grunde gelegt. Aufgrund dieser Technologie können Umwandlungsschritte eingespart und die Effizienz somit erhöht werden. Es wurde gezeigt, dass die Anbindung des Windparks per MGÜ sowohl technische als auch ökonomische Vorteile gegenüber der Anbindung per Drehstromsystem bringt [30].

## **2.2.2 Topologien von Gleichstromübertragungssystemen**

### Monopolare Systeme:

Bei monopolaren Gleichstromübertragungssystemen wird der Hinleiter mit einem metallischen Leiter realisiert. Den Rückleiter kann ein metallischer Leiter, oder bei Seeverbindungen das Meer, darstellen. Monopolare Ausführungen mit dem Erdreich als Rückleiter sind heutzutage nicht mehr Stand der Technik und nicht genehmigungsfähig [16]. Das Prinzipschaltbild eines monopolaren Gleichstromübertragungssystems ist in Bild 2.3 dargestellt. Dabei sind die Umrichterstationen mit einer DC-Leitung und mit einem optionalen metallischen Rückleiter verbunden.

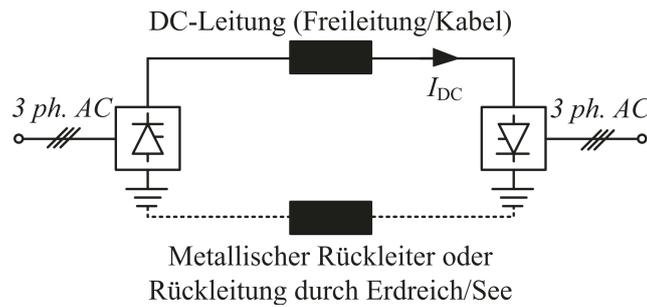


Bild 2.3: Prinzipschaltbild eines monopolaren DC-Systems mit und ohne metallischen Rückleiter [16]

### Bipolare Systeme

Ein bipolares Gleichstromübertragungssystem besteht aus zwei Umrichterstationen, die mit einer Leitung je Pol verbunden werden. Auf Erdpotential liegt ein Rückleiter, welcher metallisch ausgeführt werden kann. Das Prinzipschaltbild eines bipolaren Systems mit optionalem metallischem Rückleiter, ist in Bild 2.4 dargestellt. Der Umrichter eines bipolaren Systems kann aus einer Reihenschaltung von monopolaren Umrichtern bestehen. Die Umrichter werden bei einem bipolaren System so geregelt, dass im Normalbetrieb kein Strom über den Rückleiter abfließt. Bei bipolaren DC-Systemen können die Pole häufig unabhängig voneinander betrieben werden. Sollte ein Pol ausfallen, so kann der Betrieb mit zumindest 50 % der Leistung über den noch in Betrieb befindlichen Pol und den Rückleiter, aufrechterhalten werden. Die Gleichrichtung wird bei DC-Systemen mit netzgeführtem Umrichter (engl.: line commuted converter, LCC) mit Thyristoren, welche in Serie geschaltet sogenannte Thyristorventile bilden, realisiert. LCC-DC-Systeme eignen sich nur eingeschränkt für den Betrieb mit kunststoffisolierten Kabeln. Dies ist der Fall, da die Umkehr des Leistungsflusses bei LCC-DC-Systemen durch Änderung der Polarität der Spannung erreicht wird. Eine Polaritätsumkehr der Spannung kann bei VPE-isolierten Kabeln eine Überhöhung des elektrischen Feldes in der Isolierung nach sich ziehen, wie in Kapitel 4.4 noch näher erläutert werden soll. Für den Betrieb mit kunststoffisolierten Kabeln sind VSC-DC-Systeme besser geeignet. Bei dieser Technologie kommen IGBT-Ventile zum Einsatz. Die Leistungsflussumkehr wird bei diesen Systemen mit einer Stromflussumkehr herbeigeführt [16].

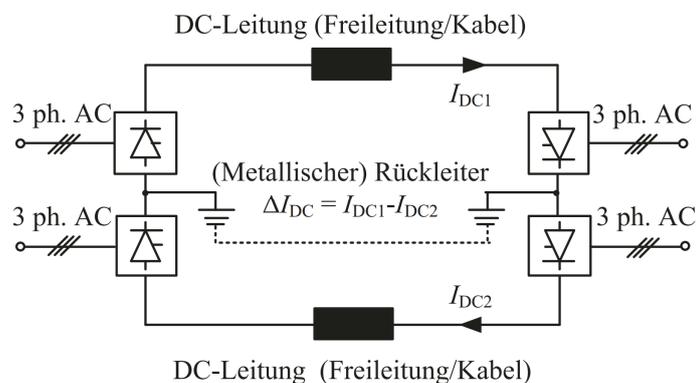


Bild 2.4: Prinzipschaltbild eines bipolaren DC-Systems mit optionalem metallischen Rückleiter [16]

### Mehrpunkt-Systeme (Multiterminal-Systeme)

Ein Mehrpunkt-System dient der Verbindung von drei oder mehr Umrichterstationen. Die zusätzlichen Umrichterstationen können dabei parallel oder seriell zu einem bestehenden Zweiterminal-System (Verbindung zweier Umrichterstationen) geschaltet werden. Der Betrieb von mehreren Maschen wird bei der Gleichstromübertragung regelungstechnisch sehr aufwendig. Dies trifft vor allem auf die LCC-Technologie zu, die nicht inhärent netzwerkfähig ist. Für den Betrieb eines vermaschten Gleichspannungsnetzes müsste daher auf selbstgeführte Gleichstromübertragung (VSC) gesetzt werden [16]. Neue Entwicklungen ermöglichen die Kopplung von LCC- und VSC-Systemen. Diese Hybrid-systeme sollen die Vorteile beider Technologien vereinen [31].

### **2.2.3 Vorteile der MGÜ gegenüber der Drehstromübertragung und technische Herausforderungen**

Aufgrund einiger signifikanter Vorteile von Mittelspannungs-Gleichstrom-Übertragungssystemen gegenüber von Drehstromsystemen in der Mittelspannungsebene, könnte die MGÜ künftig von großer Relevanz sein. Aus diesem Grund sollen Vorteile der MGÜ gegenüber von Drehstromsystemen aufgelistet werden, jedoch sollen auch Nachteile bzw. noch zu lösende Herausforderungen genannt werden.

#### Vorteile von MGÜ-Systemen [6]

- optimale Anbindung von erneuerbaren Energieträgern
- keine Ladeleistung
- kein Blindleistungsbedarf
- geringere Verluste
- geringere Zahl an Umwandlungen bei DC-Lasten und DC-Erzeugern
- Erhöhung der Übertragungskapazität bestehender Leitungen möglich
- Verbindung von AC-Netzen unterschiedlicher Frequenz möglich

#### Noch zu lösende Herausforderungen für den Einsatz von MGÜ-Systemen [6]

- Es existieren noch keine Standards und Normen für die MGÜ.
- Es fehlen MGÜ-Betriebsmittel wie beispielsweise Kabel und Kabelgarnituren.
- MGÜ-Leistungsschalter und DC/DC-Konverter sind noch in Entwicklung.
- VSC-Technologie ist für Gleichstromübertragungssysteme am besten geeignet, muss für die Mittelspannungsebene jedoch noch erprobt werden.

#### Betrachtung und Vergleich der Übertragungskapazität von AC- und DC-Kabel-Systemen

Die Übertragungskapazität von Kabeln wird durch ihr thermisches Limit begrenzt [32]. Aufgrund dieser Tatsache lässt sich die Wichtigkeit niedriger Verlustleistungen erkennen. Auch die elektrische Feldverteilung ist bei Gleichspannungsbeanspruchung unter anderem von der Temperatur abhängig, wie in Kapitel 4 noch näher erläutert wird. Nachfolgend soll eine Übersicht über die Verlustquellen in Kabeln gegeben werden, wobei auf die Unterschiede zwischen Wechsel- bzw. Gleichspannungsbeanspruchung eingegangen werden

soll. Ein Vergleich der verschiedenen Verlusttypen bei Wechsel- und bei Gleichspannung ist in Tabelle 2.1 und Tabelle 2.2 dargestellt. In den Tabellen sind keine ohmschen Verluste dargestellt, diese gelten für jegliche Spannungsbeanspruchung gleichermaßen. Das Vorhandensein von Harmonischen bei Gleichspannung ist auf Umrichter, als auch auf Lasten zurückzuführen [6].

Tabelle 2.1: Leitungsverluste bei Wechsel- und Gleichspannungsbeanspruchung eines Kabels, Daten aus [6]

Spannungsart	Leitungsverluste			
	$\cos(\varphi)$	Skin-Verluste	Proximity	Harmonische
Wechselspannung	✓	✓	✓	✓
Gleichspannung	✗	✗	✗	✓

Tabelle 2.2: Kapazitive Verluste und Schirmverluste bei Wechsel- und Gleichspannungsbeanspruchung eines Kabels, Daten aus [6]

Spannungsart	Kapazitive Verluste		Schirmverluste	
	Isolationsströme	Dielektrische	Proximity	Harmonische
Wechselspannung	bei langer Leitung	bei hoher Spannung	✓	✓
Gleichspannung	✗	✗	✗	Proximity

Die maximal übertragbare Leistung  $P_{AC}$  berechnet sich bei Drehstromsystemen folgendermaßen, wobei  $U_{AC}$  die Nennspannung,  $I_{AC}$  der Nennstrom und  $\cos(\varphi)$  der Leistungsfaktor ist:

$$P_{AC} = \sqrt{3} \cdot U_{AC} \cdot I_{AC} \cdot \cos(\varphi) . \quad (1)$$

Die maximal übertragbare Leistung  $P_{DC}$  bei DC-Spannung berechnet sich wie folgt, wobei  $m$  die Strangzahl,  $U_{DC}$  die Nennspannung und  $I_{DC}$  der Nennstrom ist:

$$P_{DC} = m \cdot U_{DC} \cdot I_{DC} . \quad (2)$$

Für die weiteren Berechnungen soll vorerst angenommen werden, dass für AC- und für DC-Spannung das gleiche Kabelsystem herangezogen wird. Auch die Nennspannung und der Nennstrom sollen übereinstimmen. Für die folgende Berechnung soll die Strangzahl  $m = 2$  angenommen werden, da von einem bipolaren System ausgegangen wird. Außerdem soll  $\cos(\varphi) = 1$  angenommen werden. Damit ergibt sich zur Berechnung des Verhältnisses der übertragbaren Leistung bei DC- und AC-Spannung folgende Gleichung [33]:

$$\frac{P_{DC}}{P_{AC}} = \frac{m \cdot U_{DC} \cdot I_{DC}}{\sqrt{3} \cdot U_{AC} \cdot I_{AC} \cdot \cos(\varphi)} = \frac{2}{\sqrt{3} \cdot 1} = 1,33 . \quad (3)$$

Unter diesen Annahmen ergibt sich somit eine potentiell 33 % höhere Übertragungskapazität bei einer bipolaren DC-Übertragung, verglichen mit einer AC-Übertragung. Bei den bisherigen Betrachtungen wurden identische Nennspannungen und Nennströme für ein Kabelsystem bei Gleich- und bei Wechselspannungsbelastung angenommen. Im Rahmen von Präqualifikationstests (PQ-Test) nach CIGRE TB 496 wurde eine höhere Spannungsfestigkeit eines Kabels bei Gleichspannungsbeanspruchung im Vergleich zur Beanspruchung mit Wechselspannung gezeigt. So bestand das geprüfte 12/20-kV-Mittelspannungs-AC-VPE-Kabel mit einem Leiterquerschnitt von  $A = 150 \text{ mm}^2$  einen PQ-Test für eine DC-Nennspannung von  $U_{DC} = \pm 55 \text{ kV}$  [24, 34]. In der Literatur wird zur Bestimmung des Faktors der Spannungserhöhung oft der Scheitelwert der Phasenspannung mit der Amplitude der Gleichspannung verglichen [35]. Nachfolgend soll jedoch der Effektivwert der Phasenspannung herangezogen werden. Eine DC-Nennspannung von  $U_{DC} = \pm 55 \text{ kV}$  ergibt im Vergleich zum Effektivwert der Phasenspannung  $U_{AC,ph}$  eines 20-kV-Drehstromsystems, folglich eine Spannungserhöhung um den folgenden Faktor 4,8.

$$\frac{U_{DC}}{U_{AC,ph}} = \frac{55 \text{ kV}}{\frac{20}{\sqrt{3}} \text{ kV}} = 4,8 . \quad (4)$$

Unter der Annahme von  $U_{DC} = \pm 55 \text{ kV}$  ergibt sich analog zu den vorherigen Berechnungen:

$$\frac{P_{DC}}{P_{AC}} = \frac{m \cdot U_{DC} \cdot I_{DC}}{\sqrt{3} \cdot U_{AC} \cdot I_{AC} \cdot \cos(\varphi)} = \frac{2 \cdot 55 \text{ kV}}{\sqrt{3} \cdot 20 \text{ kV}} = 3,18 . \quad (5)$$

Durch eine Steigerung der DC-Nennspannung auf  $U_{DC} = \pm 55 \text{ kV}$ , wird die Übertragungskapazität um den Faktor 3,18 erhöht. Zu beachten ist jedoch, dass neben einem PQ-Test noch weitere Tests durchzuführen sind, um die Eignung eines Kabelsystems final beurteilen zu können.

In [36] wurde auch die Stromtragfähigkeit von erdverlegten Kabelsystemen bei AC- und bei DC-Spannung anhand von Simulationen berücksichtigt. Dabei konnte im Allgemeinen eine erhöhte Stromtragfähigkeit der Kabel bei Betrieb mit Gleichspannung, im Vergleich zum Betrieb mit Wechselspannung, festgestellt werden. Dabei wurde festgestellt, dass das Verhältnis vom Gleich- zum Wechselstrom mit steigendem Leiterquerschnitt zunimmt. Die erhöhte Stromtragfähigkeit bei Gleichspannung ist auf die geringere Anzahl von Verlusttypen bei DC-Spannung (Tabelle 2.1 und Tabelle 2.2) zurückzuführen. Als Beispiel soll ein im Dreieck verlegtes Drehstrom-Kabelsystem mit der Nennspannung von  $U_{AC} = 20 \text{ kV}$  und einem Leiterquerschnitt von  $A = 240 \text{ mm}^2$  herangezogen werden. Gemäß den Simulationen ergäbe sich bei Umrüstung des Drehstromsystems auf ein bipolares DC-System mit  $U_{DC} = \pm 55 \text{ kV}$  eine Erhöhung der Übertragungskapazität um den Faktor 3,8. Dabei wird ein Leistungsfaktor  $\cos(\varphi) = 1$  angenommen.

### 3 Extrudierte Kunststoffkabel und Kabelgarnituren

#### 3.1 Extrudierte Kunststoffkabel

Kabel werden in Drehstromsystemen hauptsächlich in den Spannungsebenen von 0,4 kV bis 550 kV eingesetzt. Außerdem werden Kabel häufig bei HGÜ-Seeverbindungen eingesetzt. Die Verlegung zu Land erfolgt in Schächten oder direkt im Erdreich unter der Frostgrenze, wobei die Verlegetiefe im Nieder- und Mittelspannungsnetz zumeist 0,8 m beträgt. Der Vorteil der unterirdischen Verlegung ist eine im Vergleich zu Freileitungen geringere Ausfallrate. Dies ist auf die verringerte Exposition gegenüber äußeren Einflüssen zurückzuführen. Der Nachteil von erdverlegten Kabelstrecken ist jedoch, dass sich die Reparatur eines beschädigten Kabelsystems, sowie die Fehlerortung, wesentlich aufwändiger und zeitintensiver, verglichen mit Freileitungen, gestaltet [2]. Grundsätzlich sind extrudierte Kabel aus Innenleiter, Isolierung, äußerer und innerer halbleitender Schicht, Kabelschirm und Quellvlies aufgebaut. Zusätzlich werden Kabel von einem Mantel, der gegen äußere Einflüsse schützt, umgeben [5]. Heutzutage werden in der elektrischen Energietechnik nahezu ausschließlich extrudierte kunststoffisolierte Kabel eingesetzt. Der Durchbruch von Kunststoffkabeln in der Mittel- und Hochspannungsebene gelang mit der Einführung der Dreifachextrusion. Bei diesem Verfahren werden die innere und die äußere halbleitende Schicht zusammen mit der Isolierung in einem Arbeitsgang aufgetragen. Dadurch können wesentlich höhere Fertigungsgüten erzielt werden [8]. Der Aufbau eines VPE-isolierten-Hochspannungskabels ist in Bild 3.1 dargestellt.

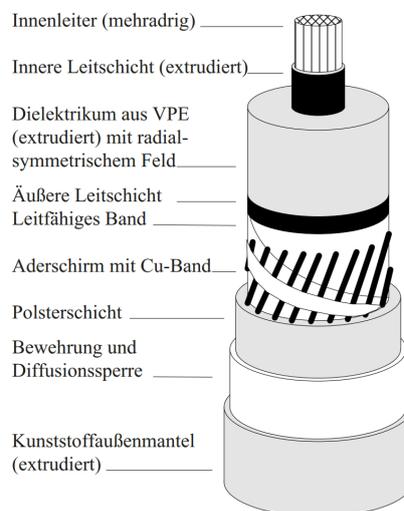


Bild 3.1: Aufbau eines VPE-isolierten-Hochspannungskabels [8]

Ein extrudiertes Kunststoffkabel ist wie folgt aufgebaut:

- Das Kernstück eines Kabels ist der Innenleiter. Als Leitermaterialien kommen Kupfer und Aluminium zur Anwendung. Der Leiter kann dabei ein- oder mehrdrähtig aufgebaut sein. Bei großen Leiterquerschnitten von 1000 mm<sup>2</sup> und darüber, kann der Leiter in Sektoren unterteilt werden. Im AC-Betrieb können dadurch Verluste, welche durch den Skin-Effekt verursacht werden, reduziert werden. In Sonderfällen werden auch

Hohlleiter eingesetzt [32]. Ein Hochspannungskabel kann ein- oder mehrpolig ausgeführt sein. Bei mehrpoligen Kabeln besitzt jeder Einzelleiter eine eigene Isolierung. Mehrpolige Kabel werden nur in der Nieder- und der Mittelspannungsebene eingesetzt. Im Mittelspannungsbereich kann außerdem zwischen Kabel mit (Radialkabel) und ohne (Gürtelkabel) feldbegrenzender äußerer Leitschicht unterschieden werden. Gürtelkabel werden nur bei Spannungen bis ca. 10 kV eingesetzt. Kunststoffkabel werden ab der Hochspannungsebene prinzipiell als Einleiter-Radialfeldkabel ausgeführt [8].

- Am Innenleiter ist die innere halbleitende Schicht (innere Leitschicht) aufgetragen. Die innere halbleitende Schicht dient der Glättung des Innenleiters und verhindert Hohlräume zwischen dem Innenleiter und der Isolierung. Diese Leitschicht besteht aus einem halbleitenden Material, welches auf dem Material der Isolierung basiert. Das Material der inneren Leitschicht wird jedoch mit Rußpartikeln versetzt, wodurch sich spezifische Widerstände in der Größenordnung von 100 bis 1000  $\Omega\text{m}$  ergeben [9].
- Auf die innere Leitschicht folgt die Isolierung. Die ersten Kunststoff-Mittelspannungskabel wiesen eine Polyvinylchlorid-Isolierung (PVC-Isolierung) auf. Ein Nachteil von PVC ist jedoch der große Verlustfaktor  $\tan(\delta) = 3 \cdot 10^{-2}$  bis  $5 \cdot 10^{-2}$ , wodurch bei hohen Wechselspannungen hohe dielektrische Verluste und in der Folge thermische Instabilitäten entstehen. Heute wird PVC nur noch im Niederspannungsbereich eingesetzt. Der nach aktuellem Stand der Technik zumeist verwendete Isolierstoff ist VPE mit einem  $\tan(\delta) < 10^{-4}$ . VPE-isolierte-Kabel werden heutzutage in allen Spannungsebenen eingesetzt [8, 9].
- Der Isolierung wird eine Leitschicht aufgetragen, die der Homogenisierung des elektrischen Feldes dient. Diese äußere halbleitende Schicht ist gleich wie die innere halbleitende Schicht zwischen Leiter und Isolierung aufgebaut [9].
- Auf die äußere halbleitende Schicht sind ein leitfähiger Schirm und die Polsterschicht aufgebracht. Da diese Schichten leitfähig sind, bewirkt die Erdung des Schirms ein Erdpotenzial an diesen Schichten. Die Hauptaufgabe des Schirms ist die Ableitung von kapazitiven Ladeströmen im Betrieb und die Ableitung von Kurzschlussströmen. Der Schirm wird zumeist aus einzelnen Kupferdrähten gebildet und kann zusätzlich die mechanische Stabilität des Kabels erhöhen. Zudem wird der Schirm oftmals in ein Quellvlies oder Quellpulver eingebettet. Sollte Wasser durch den Mantel eindringen, so quillt diese Schicht auf und verhindert den Wassereintritt. Ein Kabel mit solch einer Schicht wird als „längswasserdicht“ bezeichnet. Bei Hochspannungskabeln wird mit Hilfe einer diffusionsdichten metallischen Umhüllung zusätzlich eine „Querwasserdichtheit“ hergestellt. Der Eintritt von Wasser ins Kabel ist, aufgrund der sich daraus ergebenden Bildung von sogenannten „water trees“, zu verhindern [2, 9].
- Als Kabelmantel kommt bei Landkabeln ein PE-Mantel zum Einsatz. Diese Schicht soll das Kabelinnere vor äußeren Einwirkungen, seien es mechanische Einwirkungen oder Feuchtigkeit, schützen. Auf diesem Mantel wird eine halbleitende Schicht aufgetragen die, vor Inbetriebnahme des Kabels, zur Überprüfung der Schadlosigkeit des Kabelmantels dient. Bei Seekabeln wird ein metallischer Mantel aufgebracht, der die mechanische Festigkeit zusätzlich erhöht [9].

### 3.2 Extrudierte DC-Kabel im Vergleich zu extrudierten AC-Kabeln

Aufgrund der in Kapitel 4 dargestellten Effekte ist es unter Umständen notwendig, extrudierte Kabel speziell an die Gleichspannungsbelastung anzupassen. Abgesehen von der Isolierung unterscheiden sich DC-Kabel von ihren AC-Pendants nur minimal. Ein Unterschied kann beim Leiterdesign vorliegen. Da der Skin-Effekt bei Gleichspannung nicht beachtet werden muss, kann der Leiterquerschnitt von DC-Kabeln reduziert werden und es kommen keine Sektorleiter zum Einsatz. Außerdem kann bei DC-Kabeln der Schirm einen geringeren Querschnitt im Vergleich zu AC-Kabeln aufweisen, da er nur Kurzschlussströme, jedoch keine Ladeströme, tragen muss [9]. Aufgrund der unterschiedlichen Effekte bei DC- und bei AC-Belastung, ist die Isolierung entsprechend anzupassen. Die Hauptaugenmerke sind dabei [9]:

- eine möglichst geringe elektrische Leitfähigkeit,
- eine möglichst geringe Temperaturabhängigkeit der elektrischen Leitfähigkeit,
- die Minimierung der Raumladungsbildung und
- eine hohe Durchschlagsfestigkeit.

Im Zuge der Erforschung und Entwicklung von DC-Kabeln wurden verschiedene Ansätze verfolgt, welche in Bild 3.2 dargestellt sind [9].

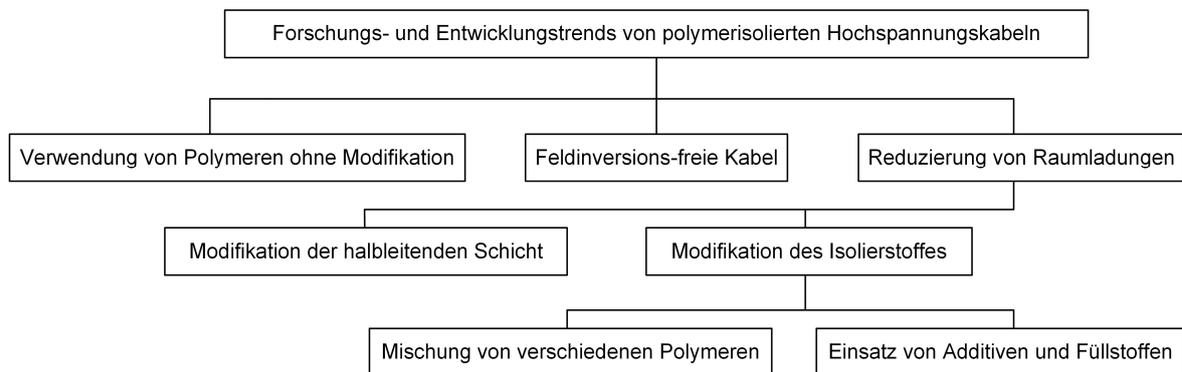


Bild 3.2: Forschung und Entwicklung von kunststoffisolierten DC-Kabeln nach [9]

Am Anfang der Erforschung von HGÜ-Kabeln wurden hauptsächlich AC-Kabel mit Polyethylen-Isolierung untersucht. Hervorzuheben sind dabei die Materialien LDPE (engl.: low density polyethylene) und VPE. Das Hauptaugenmerk war unter anderem deshalb auf Polyethylen gerichtet, da Kabelhersteller damit bereits lange Zeit gearbeitet hatten. Aufgrund der Erfahrung und der Kapazitäten in der Fertigung wäre der Einsatz von AC-Kabeln für Gleichspannungsbeanspruchung, im Vergleich zu speziellen DC-Kabeln, wirtschaftlich sehr attraktiv [9]. Um eine geringere Leitfähigkeit der Isoliermaterialien zu erzielen, wurden spezielle Polymermischungen entwickelt, bei welchen bestimmte mineralische Füllungen in die Polymere eingebracht werden. Zur Reduktion von Raumladungen wurden ursprünglich vor allem zwei Strategien verfolgt. Einerseits wurden Additive und Füllmaterialien in das Polymer eingebracht. Andererseits wurde versucht, verschiedene Polymere zu vermischen [37]. Polymermischungen haben sich jedoch nicht bewährt [9, 37]. Untersuchungen haben

gezeigt, dass bestimmte Additive eine deutliche Steigerung der Eignung von VPE-isolierten Kabeln für Gleichspannungsbeanspruchungen bewirken [9].

### 3.3 Lebensdauergesetz für fester Isolierstoffe

Für die Abschätzung der Lebensdauer von Kabeln wurden in der Vergangenheit verschiedene Modelle entwickelt. Diese Modelle sollen eine Aussage über die Lebensdauer von festen Isolierstoffen und Isolieranordnungen bei einer bestimmten elektrischen Beanspruchung ermöglichen. Ein bekanntes und häufig eingesetztes Modell ist das „inverse power model“ (IPM) [9]. Dieses Modell wird häufig als Lebensdauergesetz bezeichnet und kann durch folgende Gleichung ausgedrückt werden [8, 9]:

$$E^N \cdot t = \text{const.} \quad (6)$$

$E$ ... elektrische Feldstärke

$N$ ... Lebensdauerexponent

$t$ ... Zeit bis zum Durchschlag

Das Lebensdauergesetz wird in einem Diagramm, in welchem die elektrische Feldstärke in Abhängigkeit der Zeit bis zum Durchschlag doppellogarithmisch aufgetragen wird, dargestellt. Dabei ergibt sich eine Gerade mit einer vom Lebensdauerexponenten abhängigen Steigung. Diese Gerade wird Lebensdauergerade genannt. Der Lebensdauerexponent  $N$  wird anhand von Durchschlagsversuchen, in Form von Konstantspannungsversuchen oder Stufentests, empirisch ermittelt. In der Folge kann die Lebensdauergerade für den Isolierstoff oder die Isolieranordnung konstruiert und der Lebensdauerexponent berechnet werden [8]. Es ist zu beachten, dass der Lebensdauerexponent in Abhängigkeit des Durchschlags- bzw. Alterungsmechanismus seinen Wert verändern kann. In Bild 3.3 ist die Lebensdauergerade für DC-VPE- und AC-VPE-Plattenproben bei Gleichspannungsbeanspruchung und einer Temperatur von  $\vartheta = 90$  °C dargestellt. Der Lebensdauerexponent der untersuchten DC-VPE-Plattenproben wurde mit  $N = 26$  bestimmt und ist somit um den Faktor 2 größer als der Lebensdauerexponent der AC-VPE-Plattenproben, welche einen Lebensdauerexponenten  $N = 13$  aufwiesen. Dies ist auf die verbesserten Eigenschaften des untersuchten DC-VPE in Form des höheren spezifischen Widerstandes und der verringerten Raumladungsbildung zurückzuführen [38]. In [39] wird für ein DC-Modellkabel bei Gleichspannungsbeanspruchung  $N = 18 - 24$  angegeben. Der Lebensdauerexponent von DC-Kabeln wird im Allgemeinen größer als jener von AC-Kabeln angenommen [9, 40]. Der Lebensdauerexponent von AC-Kabeln wird mit  $N = 12 - 15$  angegeben [40].

Neben dem IPM gibt es noch weitere Modelle, welche die Lebensdauer von Kabelisolierungen beschreiben, sich jedoch auf andere Ansätze stützen. So existieren Modelle, welche die Raumladungsbildung bei DC-Beanspruchung miteinbeziehen. Dies ist relevant da Raumladungen die Alterung von Isolierungen beschleunigt. Des Weiteren existieren Modelle, welche die Vergrößerung von in der Isolierung vorhandenen Hohlräumen in Folge von Teilentladungen berücksichtigen [9].

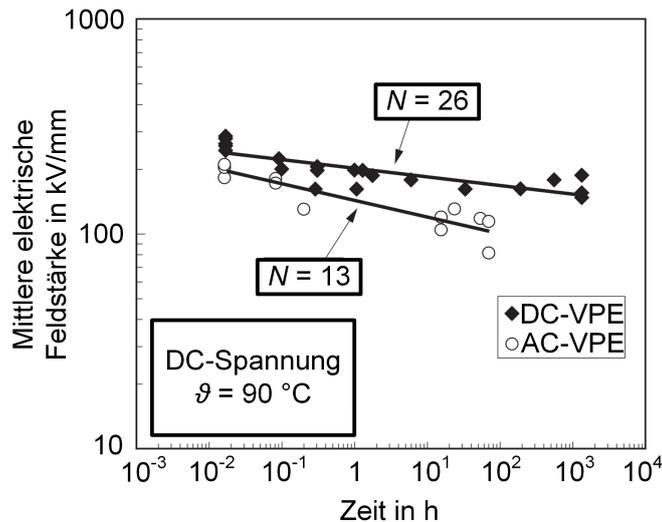


Bild 3.3: Ermittelte Lebensdauergeraden von VPE-Plattenproben bei einer Temperatur von  $\vartheta = 90\text{ °C}$  nach [38]

### 3.4 Feldsteuersysteme und Kabelgarnituren

Unter Feldsteuerung werden Maßnahmen verstanden, die der Reduzierung der elektrischen Feldstärke dienen. Vor allem Grenzflächen mit hohen tangentialen elektrischen Feldstärken stellen Schwachpunkte von Isolieranordnungen dar und müssen entsprechend berücksichtigt werden. Eine Anordnung mit hohen tangentialen elektrischen Feldstärken ist in Bild 3.4a dargestellt. Der Punkt, an dem die Grenzschichten dreier Materialien aufeinandertreffen, wird als Zwickel oder als Tripel-Punkt bezeichnet. Die Darstellung in Bild 3.4b stellt eine sogenannte Gleitanordnung, mit hohen normalen elektrischen Feldstärken im Tripel-Punkt dar.

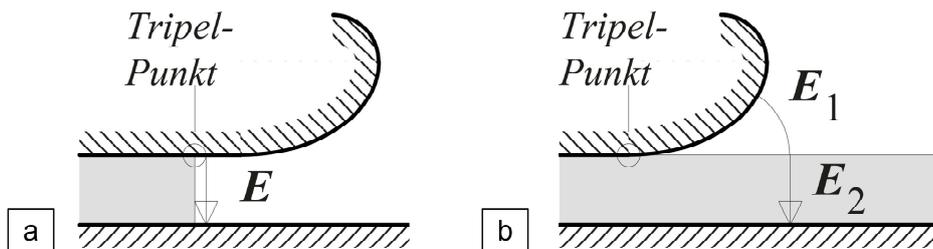


Bild 3.4: Darstellung einer Isolierstoffplatte zwischen zwei Elektroden: Anordnung mit hohen tangentialen elektrischen Feldstärken (a) und Anordnung mit hoher normaler elektrischer Feldstärke im Tripel-Punkt der Grenzflächen von Elektrode - Luft - Isolierstoffplatte (b) [8]

Solch eine Anordnung ergibt sich bei Kabelenden mit freigelegter VPE-Isolierung. Die VPE-Isolierung muss bei Kabeln beispielsweise dann freigelegt werden, wenn zwei Kabel verbunden werden sollen. Dabei bildet die Grenzfläche Isolierung - innere Leitschicht - Luft einen Tripel-Punkt. Neben der, aufgrund von Feldverdrängung, im Tripel-Punkt auftretenden hohen elektrischen Feldstärke, ist die geringe elektrische Festigkeit von Luft ein weiterer Grund, weshalb diese Grenzflächen oft hoch- und ohne entsprechende Gegenmaßnahmen überbeansprucht werden.

Weitere Beispiele für die Anwendung von Feldsteuersystemen stellen Durchführungen, Transformatoren und elektrische Maschinen dar [8]. Es existieren verschiedene Feldsteuerungssysteme (Bild 3.5). Nicht jede Art der Feldsteuerung ist für alle elektrischen Beanspruchungsarten im gleichen Maße geeignet. Ein wesentliches Kriterium ist etwa die vorliegende Spannungsform (Tabelle 3.1).

### Geometrische Feldsteuerung

Das Ziel der geometrischen Feldsteuerung ist die Reduktion der elektrischen Feldstärke durch Verwendung einer optimierten Elektrodengeometrie. Die geometrische Feldsteuerung wird bei Kabeln häufig durch ein vorgefertigtes Aufschiebe-Element realisiert. Im Falle eines Kabelendes mit freigelegter VPE-Isolierung kann zur geometrischen Feldsteuerung ein vorgefertigtes Aufschiebe-Element über dem Gebiet der Grenzflächen Isolierung - Luft - Leitschicht aufgebracht werden. Dieses Element besteht aus einem Steuerkonus aus elastomerem Material, in dem eine leitfähige Elektrode (Deflektor) integriert ist (Bild 3.5a). Als Elektrodenformen des Deflektors kommen oft sogenannte Borda- oder Rogowskiprofile zum Einsatz. Ein Nachteil der geometrischen Feldsteuerung ist, dass sie zu größeren Abmessungen und Konstruktionen führen kann [8, 41].

Tabelle 3.1: Einsatzmöglichkeiten diverser Feldsteuerungssysteme nach [42]

Steuerung	Beanspruchung			
	Gleichspannung	Gleichspannung transient	Wechselspannung	Impulsspannung
geometrisch	ja	ja	ja	ja
kapazitiv	nein	ja	ja	ja
refraktiv	nein	nein	ja	ja
resistiv	ja	ja	ja	ja
nichtlinear	ja	ja	ja	bedingt

### Kapazitive Feldsteuerung

Bei der kapazitiven Feldsteuerung werden leitfähige Beläge zwischen Hochspannungspotential und Erdpotential eingebracht (Bild 3.5b). Die Kapazität zwischen den Belägen bewirkt bei Wechselspannungsbeanspruchung eine Potentialaufteilung, wodurch das Potential auf einer definierten Strecke verringert wird. Dadurch wird in der Folge die elektrische Feldstärke verringert. Kapazitive Feldsteuerungen lassen sich mit sehr geringen Durchmessern realisieren [8].

### Refraktive Feldsteuerung

Die refraktive Feldsteuerung kommt bei Wechselspannungsbeanspruchungen zur Anwendung, wobei nichtleitendes Material mit hoher Permittivität eingesetzt wird. Entsprechende Materialien sind beispielsweise Polyethylen, Silikone oder Ethylen-Propylen-Dien (EPDM). Bei der Schichtung zweier Materialien mit unterschiedlicher Permittivität kommt es an den Materialübergängen zu Brechung und Feldverdrängung. Dies kann genutzt werden, um die elektrische Feldstärke in einem bestimmten Gebiet zu verringern.

Eine refraktive Feldsteuerung bei einer Isolieranordnung wird erreicht, wenn das refraktive Material eine viel höhere relative Permittivität  $\epsilon_r$  im Vergleich zum Isolierstoff und zur Umgebung aufweist. Zu beachten ist, dass aufgrund der hohen Permittivität des refraktiven Materials die dielektrischen Verluste zunehmen, was hinsichtlich der Wärmeentwicklung zu berücksichtigen ist [8, 41]. Ein freigelegtes Kabelende mit einer refraktiven Feldsteuerung durch ein hochpermittives Material ist in Bild 3.5c dargestellt.

### Resistive Feldsteuerung

Zur resistiven Feldsteuerung werden Materialien mit einer bestimmten Leitfähigkeit eingesetzt. Im Falle von Kabelenden mit freigelegter Kabelisolierung wird ein halbleitfähiges Material auf die Kabelisolierung und der inneren Leitschicht aufgebracht. In der Folge entsteht eine RC-Kettenleiteranordnung (Bild 3.5d). Dadurch wird eine Potentialsteuerung, sowohl bei AC- als auch bei DC- und Impuls-Spannung erzielt. Die resistive Feldsteuerung benötigt nur ein sehr kleines Volumen und ist deshalb vielseitig einsetzbar. Ein Anwendungsbeispiel sind beispielsweise Generatorstabilisierungen [8, 41].

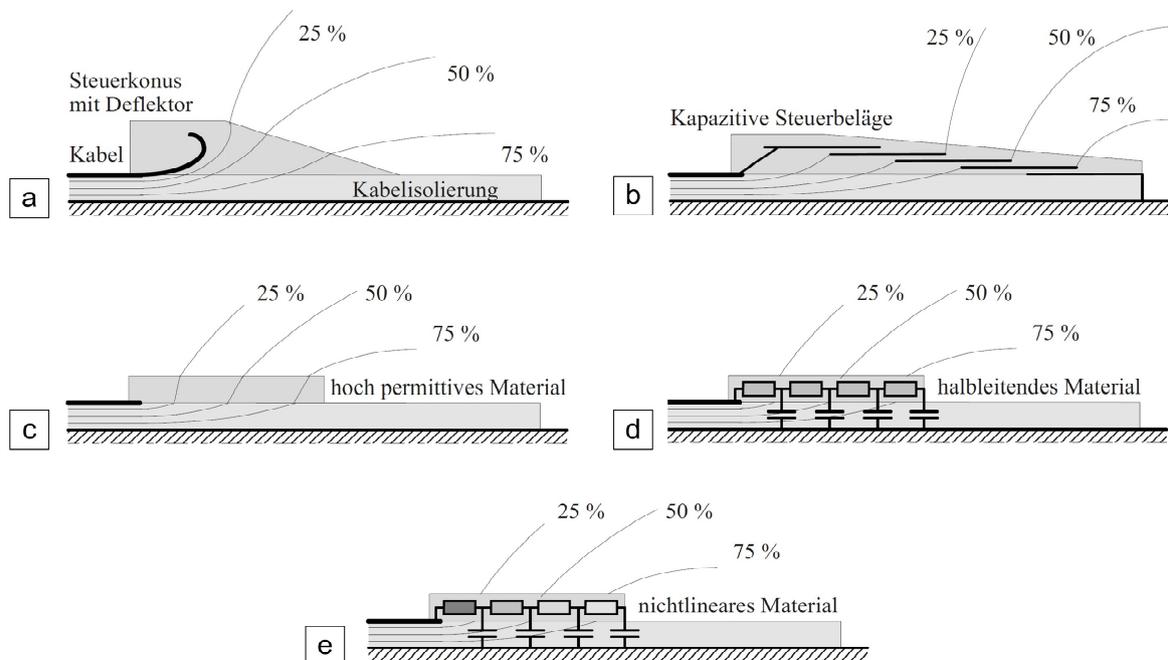


Bild 3.5: Feldsteuerungstechnologien am Beispiel von Kabelenden [8]

### Nichtlineare Feldsteuerung

Materialien zur nichtlinearen Feldsteuerung gehören zu den modernsten Entwicklungen im Bereich der Feldsteuertechnologien. Bei diesen Materialien hängt die elektrische Leitfähigkeit nichtlinear von der elektrischen Feldstärke ab. Bei niedrigen elektrischen Feldstärken ist das Material elektrisch isolierend und bei hohen Feldstärken leitfähig. An Stellen mit hohen elektrischen Feldstärken kann dadurch eine Erhöhung der Leitfähigkeit, die eine Verdrängung des elektrischen Feldes zur Folge hat, erreicht werden [8, 41]. Die nichtlineare Feldsteuerung ist somit für Gleichspannungs- als auch für Wechselspannungsbeanspruchungen geeignet [43]. Das Ausgangsmaterial der nichtlinearen Feldsteuerung sind

Polymere, welchen Additive zugesetzt werden. Ein häufig eingesetztes Additiv ist Zinkoxid (ZnO) [8, 41]. Das Prinzip der nichtlinearen Feldsteuerung ist in Bild 3.5e dargestellt.

### Kabelgarnituren

Kabelenden mit freigelegter Isolierung stellen Gleitanordnungen mit niedrigen Teilentladungseinsetzspannungen dar. Teilentladungen führen zu geringeren Lebensdauern der Betriebsmittel und sollten deshalb vermieden werden. An den Tripel-Punkten der Kabelenden treten hohe elektrische Feldstärken auf, welche zum Durchschlag führen können. Um Teilentladungen und Durchschläge an Kabelenden mit freigelegter Isolierung zu vermeiden, werden Kabelgarnituren, welche ein Feldsteuerungssystem aufweisen, eingesetzt. Zu den Kabelgarnituren zählen Endverschlüsse und Kabelmuffen. Kabelmuffen werden bei der Verbindung zweier Kabel eingesetzt [8, 41]. Aufgrund ihres komplexen Aufbaus und der Tatsache, dass die Isolieranordnung von Kabeln unterbrochen wird, stellen Kabelgarnituren Schwachstellen in Kabelsystemen dar. Hinzu kommt, dass Kabelgarnituren von Menschen installiert werden und Einschlüsse von Fremdpartikeln aus der Umgebung bei der Installation unvermeidlich sind [44]. Kabelmuffen bestehen grundsätzlich aus folgenden Elementen [45]:

- Mechanische Verbinder zur elektrischen Kontaktierung der Innenleiter beider Kabel
- Isolierkörper mit integrierten Feldsteuerelementen wie beispielsweise einem Deflektor oder einem Feldsteuerungsschlauch. Das Isoliermaterial besteht zumeist aus EPDM.
- Mantel zum mechanischen Schutz
- Schirmverbinder zur elektrischen Kontaktierung der Kabelschirme mit dem Kupfergeflecht der Muffe

In Bild 3.6 ist eine 24-kV-Mittelspannungs-AC-Muffe, welche im Rahmen dieser Arbeit eingesetzt wurde (Kapitel 6), dargestellt. Die Feldsteuerelemente, der Isolierkörper und der Außenmantel werden bei dieser Kabelmuffe per Warmschrumpf-Technik installiert.

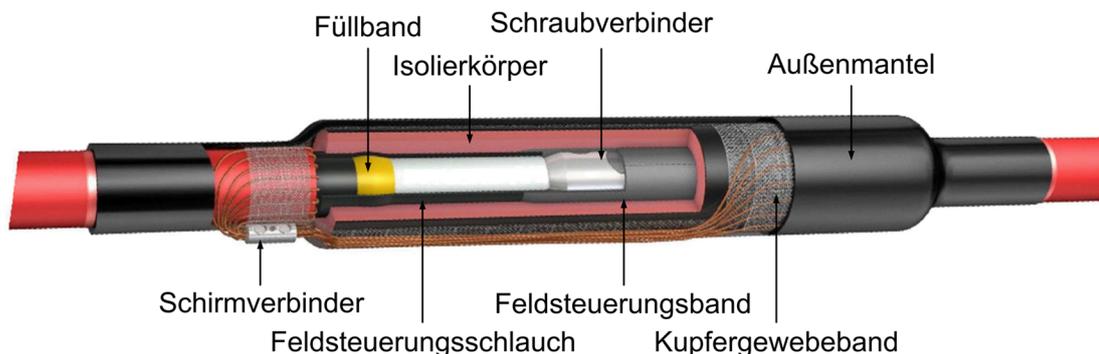


Bild 3.6: Kabelmuffe MXSU-5131 des Herstellers TE Connectivity nach [46]

Kabelendverschlüsse bestehen grundsätzlich aus folgenden Elementen [44]:

- Isolierkörpern, welche aus Porzellan oder Elastomeren wie Silikonkautschuk gefertigt werden. Die Isolierkörper dienen der mechanischen Stabilität und verlängern den Kriechweg.

- Feldsteuerelementen wie beispielsweise Steuerkone mit integriertem Deflektor,
- Kabelschuhen zur Verbindung des Leiters mit einem weiteren Betriebsmittel

In Bild 3.7 ist ein Innenraum-Endverschluss, welcher in den Spannungsebenen von  $U_{AC} = 12 \text{ kV}$  bis  $U_{AC} = 36 \text{ kV}$  eingesetzt wird, dargestellt. Der Endverschluss wird per Aufschiebetechnik installiert.

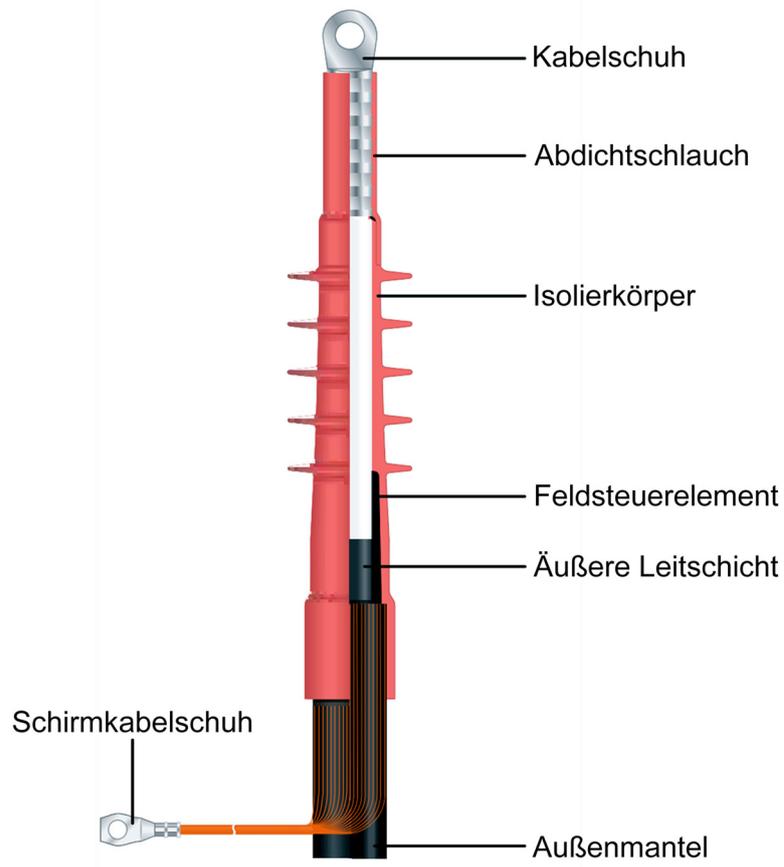


Bild 3.7: Innenraum-Kabelendverschluss für VPE-isolierte-Mittelspannungskabel nach [47]

## 4 Besonderheiten der Gleichspannungsbeanspruchung

### 4.1 Elektrisches Feld und elektrische Feldverteilung

Bei Gleich- und Wechselspannungsbeanspruchung treten unterschiedliche Effekte auf, die bei der Auslegung von Kabeln und Garnituren, aber auch bei Laborprüfungen beachtet werden müssen. Elektrische Felder werden bei einer Wechselspannungsbeanspruchung mit niedrigen Frequenzen, wie beispielsweise der Netzfrequenz, als sogenannte quasistationäre Felder bezeichnet. Dabei kommt die Wellencharakteristik noch nicht zu tragen. In der Hochspannungstechnik werden hauptsächlich quasistationäre dielektrische Verschiebungsfelder (kapazitive Feldverteilung) betrachtet. Dies hat den Hintergrund, dass der elektrische Verschiebungsstrom in Isolierstoffen gegenüber dem Leitungsstrom dominant ist. Bei dielektrischen Verschiebungsfeldern wird die induzierende Wirkung des magnetischen Feldes vernachlässigt. Wenn ein dielektrisches Verschiebungsfeld vorliegt, wird die Integration der elektrischen Feldstärke  $\mathbf{E}$  über einer geschlossenen Kurve zu null [8]:

$$\oint_{\mathbf{x}} \mathbf{E} d\mathbf{x} \cong 0 . \quad (7)$$

Bei dielektrischen Verschiebungsfeldern wird die zeitliche Änderung der elektrischen Flussdichte berücksichtigt. Der Durchflutungssatz bei einer kapazitiven Feldverteilung lautet somit [8]:

$$\oint_{\mathbf{x}} \mathbf{H} d\mathbf{x} = \iint_{\mathbf{A}} \left( \mathbf{J} + \frac{\partial \mathbf{D}}{\partial t} \right) d\mathbf{A} . \quad (8)$$

$\mathbf{H}$ ...	magnetische Feldstärke	$\mathbf{J}$ ...	Stromdichte
$\mathbf{D}$ ...	elektrische Flussdichte	$\mathbf{A}$ ...	Fläche
$t$ ...	Zeit		

Die elektrische Feldverteilung bei Wechselspannungsbeanspruchung ergibt sich aufgrund der vorliegenden Geometrie und der Dielektrizitätszahl  $\epsilon_r$ . In Kabelisolierungen kann die Dielektrizitätszahl  $\epsilon_r$  als konstant angenommen werden, weshalb die Feldverteilung nur von der Geometrie abhängig ist. Der Betrag der elektrischen Feldstärke in Kabelisolierungen mit konstanter Permittivität, in einer Entfernung  $r$  vom Zentrum des Innenleiters, bei Wechselspannungsbeanspruchung, ergibt sich folgendermaßen [48]:

$$E(r) = \frac{U}{r \cdot \ln \frac{r_o}{r_i}} . \quad (9)$$

$E(r)$ ...	elektrische Feldstärke als Funktion von $r$	$U$ ...	Spannung
$r_o$ ...	Radius von der Leitermitte bis zum Rand der Isolierung	$r$ ...	radiale Position
$r_i$ ...	Radius von der Leitermitte bis zum Rand des Innenleiters		

In Bild 4.1 ist der Aufbau eines Kabels, sowie der Verlauf der elektrischen Feldstärke entlang der Isolierung dargestellt. Im Bild ist erkennbar, dass die elektrische Feldstärke vom Innenleiter Richtung Schirm, radial abnimmt. Es wurde eine Wechselspannungsbeanspruchung bei konstanter Permittivität der gesamten Isolierung angenommen. Diese

Annahme kann getroffen werden, da die Temperaturabhängigkeit der Permittivität gering ist und im Bereich der Betriebstemperaturen Änderungen von < 1 % bedingt [9].

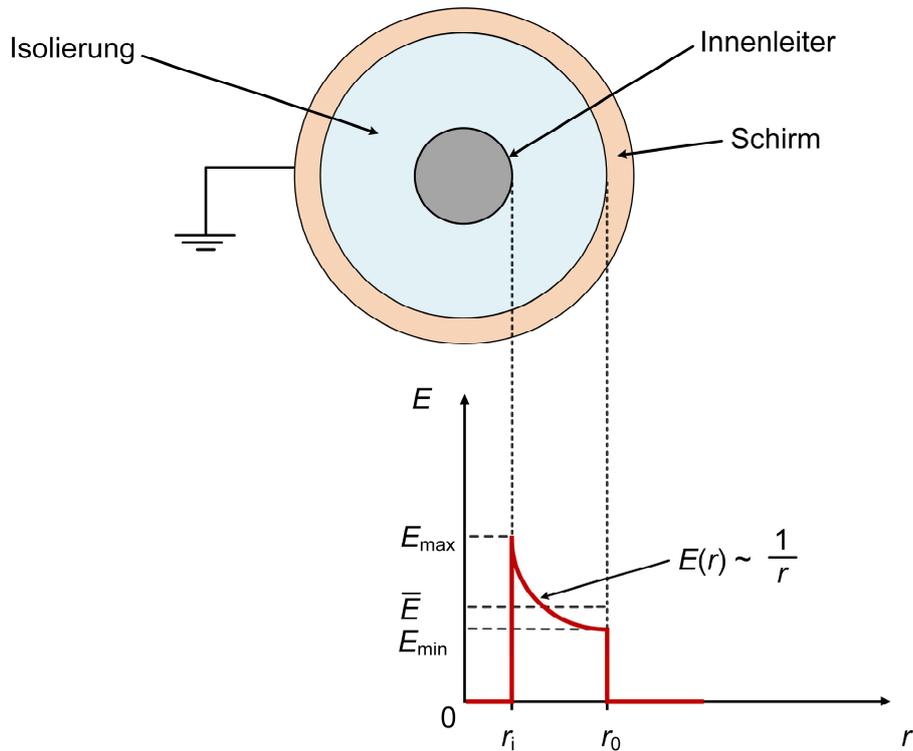


Bild 4.1: Aufbau eines Kabels und Darstellung des elektrischen Feldstärkeverlaufs bei AC-Beanspruchung mit konstanter Dielektrizitätskonstante und bei DC-Beanspruchung mit konstanter elektrischer Leitfähigkeit

Bei Gleichspannungsbeanspruchung einer Isolieranordnung liegt unmittelbar nach dem Einschalten und Erhöhen der Spannung ein dielektrisches Verschiebungsfeld vor (kapazitive Feldverteilung). Die Feldverteilung entspricht jener bei Wechselspannungsbeanspruchung. Liegt eine rein kapazitive Feldverteilung vor, kann die elektrische Feldstärke in einer Kabelisolierung mit konstanter Permittivität auch bei DC-Beanspruchung mit Gleichung 9 berechnet werden. Vorausgesetzt wird jedoch, dass keine Raumladungen in der Isolierung vorhanden sind und die Spannung gerade erst angelegt wurde. In Abhängigkeit der Zeitkonstante, welche von der Permittivität  $\epsilon_r$  und der elektrischen Leitfähigkeit  $\sigma$  des Isoliermaterials abhängt, geht das dielektrische Verschiebungsfeld in ein stationäres Strömungsfeld über. Bis der stationäre Zustand erreicht wird, liegt ein Mischfeld vor [8, 49]. Nach dem Erreichen des stationären Zustandes liegt ein ausschließlich statisches (stationäres) Feld vor. Es wird zwischen elektrostatischen Feldern und stationären Strömungsfeldern unterschieden. Statisch bedeutet, dass es keine Änderung über die Zeit gibt. Die zeitlichen Ableitungen in den Maxwell-Gleichungen (Induktionsgesetz, Durchflutungsgesetz) werden somit zu null, weshalb Gleichung 10 und Gleichung 11 gelten [8]:

$$\oint_{\mathbf{x}} \mathbf{E} d\mathbf{x} = 0, \quad (10)$$

$$\oint_{\mathbf{x}} \mathbf{H} d\mathbf{x} = \iint_A \mathbf{J} d\mathbf{A} . \quad (11)$$

Bei elektrostatischen Feldern liegt kein Strom vor, es wird somit ein Dielektrikum mit unendlichem Widerstand angenommen. Solche Felder existieren in der Realität nicht, für viele Betrachtungen ist diese Annahme jedoch zulässig. Stationäre Strömungsfelder weisen eine zeitlich konstante Stromdichte auf. Bei Beanspruchungen mit Gleichspannung tritt ein stationäres Strömungsfeld auf. Beim stationären Strömungsfeld kommt es zur Ausbildung eines Leitungsstroms, wobei die Stromdichte  $\mathbf{J}$  anhand von Gleichung 12 berechnet werden kann [8]:

$$\mathbf{J} = \sigma \cdot \mathbf{E} . \quad (12)$$

$\sigma$ ... elektrische Leitfähigkeit

Die Feldverteilung bei einem stationären Strömungsfeld ist neben der Geometrie von der elektrischen Leitfähigkeit abhängig und von der Dielektrizitätszahl unabhängig. Im Falle einer Kabelisolierung mit konstanter Leitfähigkeit berechnet sich die elektrische Feldstärke gemäß Gleichung 9 [8]. Der Verlauf der elektrischen Feldstärke in der Isolierung entspricht in diesem Fall jenem in Bild 4.1. Die nichtlineare Abhängigkeit der elektrischen Leitfähigkeit von Isolierstoffen von der Temperatur und von der elektrischen Feldstärke, hat einen großen Einfluss auf die Verteilung des elektrischen Feldes bei Gleichspannungsbeanspruchung und wird in Kapitel 4.2 behandelt.

## 4.2 Elektrische Leitfähigkeit von Isoliermaterialien

Die elektrische Feldverteilung in Isoliermedien ist bei Gleichspannungsbeanspruchung stark von der elektrischen Leitfähigkeit abhängig. Die elektrische Leitfähigkeit von Isolierstoffen ist nichtlinear von der Temperatur und der elektrischen Feldstärke abhängig [48]. Grundsätzlich kann die elektrische Leitfähigkeit  $\sigma$  anhand folgender Gleichung beschrieben werden [50]:

$$\sigma = \sum \mu_i \cdot Q_i \cdot n_i . \quad (13)$$

$\mu_i$ ... Elektronenmobilität

$Q_i$ ... Elektronenladung

$n_i$ ... Anzahl an freien Elektronen

Es existieren mehrere Modelle zur Berechnung der Stromdichte und der elektrischen Leitfähigkeit in Dielektrika. In Tabelle 4.1 sind drei Grundmodelle mathematisch dargestellt. Den Modellen ist gemein, dass die Leitfähigkeit exponentiell mit der Temperatur ansteigt und von der elektrischen Feldstärke abhängt, es gilt folgende Gleichung [50]:

$$\sigma = f(E, \vartheta) . \quad (14)$$

$f$ ... Funktion

$\vartheta$ ... Temperatur

In Bild 4.2 sind Ergebnisse von Isolationsstrommessungen an einem VPE-isolierten-AC-Mittelspannungs-Kabel, anhand welcher die elektrische Leitfähigkeit der VPE-Isolierung bestimmt wurde, dargestellt. Die elektrische Leitfähigkeit ist in Abhängigkeit der elektrischen Feldstärke bei konstanter Leitertemperatur aufgetragen.

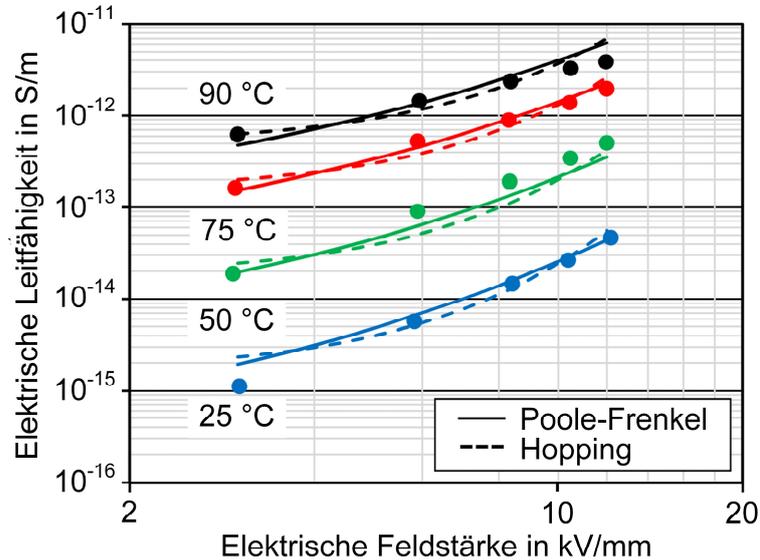


Bild 4.2: Messwerte und anhand unterschiedlicher Modelle angepasste Kurven von Isolationsstrommessungen an einem VPE-isolierten-AC-Mittelspannungs-Kabel bei konstanter elektrischer Feldstärke und konstanter Innenleitertemperatur nach [51]

Tabelle 4.1: Grundmodelle zur Berechnung der elektrischen Stromdichte bzw. der elektrischen Leitfähigkeit in Dielektrika nach [50]

Mechanismus	Gleichung
Schottky Induktion	$J(E) = \frac{4\pi \cdot e \cdot m \cdot k_B(1-R)T \cdot 2}{h} \cdot e^{\left(\frac{\phi}{k_B T}\right)} \cdot e^{(\beta_S \cdot \sqrt{E})}, \beta_S = \frac{e}{2 \cdot k_B \cdot T} \cdot \sqrt{\frac{e}{\pi \cdot \epsilon_0 \cdot \epsilon_r}}$
Sprungleitfähigkeit	$\sigma(E) = \frac{2 \cdot v \cdot a \cdot e \cdot nD}{E} \cdot e^{\left(\frac{w}{k_B T}\right)} \cdot \sinh\left(\frac{e \cdot E \cdot a}{2 \cdot k_B \cdot T}\right)$
Poole-Frenkel	$\sigma(E) = \sqrt{N_{eff} \cdot N_D} \cdot e \cdot \mu_i \cdot e^{\left(\frac{\phi}{k_B T}\right)} \cdot e^{(\beta_{PF} \cdot \sqrt{E})}, \beta_{PF} = \beta_S$

- |             |                          |               |  |
|-------------|--------------------------|---------------|--|
| $e$ ...     | Elementarladung          | $m$ ...       | Elektronenmasse                          |
| $k_B$ ...   | Boltzmann-Konstante      | $R$ ...       | Reflektionskoeffizient                   |
| $\Phi$ ...  | Höhe der Energiebarriere | $W$ ...       | Energieniveau (engl.: trap depth)        |
| $T$ ...     | Temperatur               | $h$ ...       | Planck'sches Wirkungsquantum             |
| $v$ ...     | Sprungversuchsfrequenz   | $N_{eff}$ ... | Zustandsdichte                           |
| $n_D$ ...   | Ladungsträgerdichte      | $a$ ...       | Distanz zwischen Raumladungs-Haftstellen |
| $\mu_i$ ... | Ladungsträgermobilität   | $N_D$ ...     | Anzahl an potenziellen Donatoren         |

### 4.3 Feldinversion

Bei Gleichspannungsbeanspruchung von Kabeln kann es zur sogenannten Feldinversion kommen. Dieser Effekt tritt auf, da sich die elektrische Feldverteilung in der Kabelisolierung bei Gleichspannungsbeanspruchung in Abhängigkeit von der elektrischen Leitfähigkeit des Isoliermaterials einstellt. Wie in Kapitel 4.2 gezeigt wurde, hängt die elektrische Leitfähigkeit unter anderem von der Temperatur und der elektrischen Feldstärke ab. Die Berechnung des elektrischen Feldes in einer Kabelisolierung bei Gleichspannungsbeanspruchung ohne Raumladungen, unter Berücksichtigung der nichtlinearen elektrischen Leitfähigkeit der Isolierung, erfolgt gemäß Gleichung 15 [52]:

$$E(r)_{DC} = \frac{\delta \cdot U_{DC} \left(\frac{r}{r_o}\right)^{\delta-1}}{r_o \left(1 - \left(\frac{r_i}{r_o}\right)^\delta\right)} \quad (15)$$

$E(r)_{DC}$ ... radiale elektrische Feldstärke bei Gleichspannung       $\delta$ ... Parameter  
 $r_i$ ... Radius von der Leitermitte bis zum Rand des Innenleiters       $U_{DC}$ ... Gleichspg.  
 $r_o$ ... Radius von der Leitermitte bis zum Rand der Isolierung

Der in Gleichung 15 vorkommende Parameter  $\delta$  kann gemäß Gleichung 16 berechnet werden [9]:

$$\delta = \left( \frac{\alpha \cdot \Delta\vartheta}{\ln \frac{r_o}{r_i} + \frac{\beta \cdot U_{DC}}{r_o - r_i}} \right) \div \left( \frac{\beta \cdot U_{DC}}{r_o - r_i} + 1 \right) \quad (16)$$

$\alpha$ ... Elektronenmobilität       $\beta$ ... Elektronenladung  
 $\Delta\vartheta$ ... Temperaturgradient entlang der Isolierung

Der Verlauf der elektrischen Feldstärke in der VPE-Isolierung eines 12/20-kV-AC-Kabels bei  $U_{DC} = \pm 55$  kV ist in Bild 4.3 dargestellt. Die Darstellung bezieht sich auf eine stationäre elektrische Feldverteilung und einen konstanten Temperaturgradienten  $\Delta\vartheta = \text{const.}$  Zu einem Temperaturgradienten kommt es in Folge der Belastung eines Kabels. Wird ein Kabel belastet, so kommt es aufgrund der Stromwärmeverluste zu einem Temperaturanstieg im Innenleiter. In der Isolierung kommt es zusätzlich zu dielektrischen Verlusten. Die Wärme wird an der Kabeloberfläche in Form von Konvektion und Wärmestrahlung an die Umgebung abgegeben. Vom Innenleiter zur Kabeloberfläche entsteht dadurch ein Temperaturgradient  $\Delta\vartheta$ . Bei Vorliegen eines Temperaturgradienten kommt es auch zu einem Gradienten der elektrischen Leitfähigkeit in der Isolierung. Aufgrund des Leitfähigkeitsgradienten kann sich die Verteilung des elektrischen Feldes in der Isolierung signifikant verändern. Die elektrische Feldverteilung und der Temperaturgradient nehmen bei konstanter Belastung, nach einer transienten Übergangsphase einen stationären Zustand an. Infolge eines Temperaturgradienten verringert sich die elektrische Feldstärke am inneren Rand der Isolierung, da hier die Temperatur und somit auch die elektrische Leitfähigkeit am höchsten sind. In Richtung des Kabelschirms sinkt die Temperatur und dadurch die elektrische Leitfähigkeit. Die elektrische Feldstärke nimmt somit zum äußeren

Rand der Isolierung zu und kann größer als die elektrische Feldstärke am Rand des Innenleiters werden – in diesem Fall würde eine Feldinversion vorliegen [9]. Unter Umständen kann es in der Folge zu lokalen Feldstärkeüberhöhungen kommen. Dies ist in Bild 4.3 ersichtlich, besonders am äußeren Rand der Isolierung bei  $\Delta\vartheta = 20$  K [14].

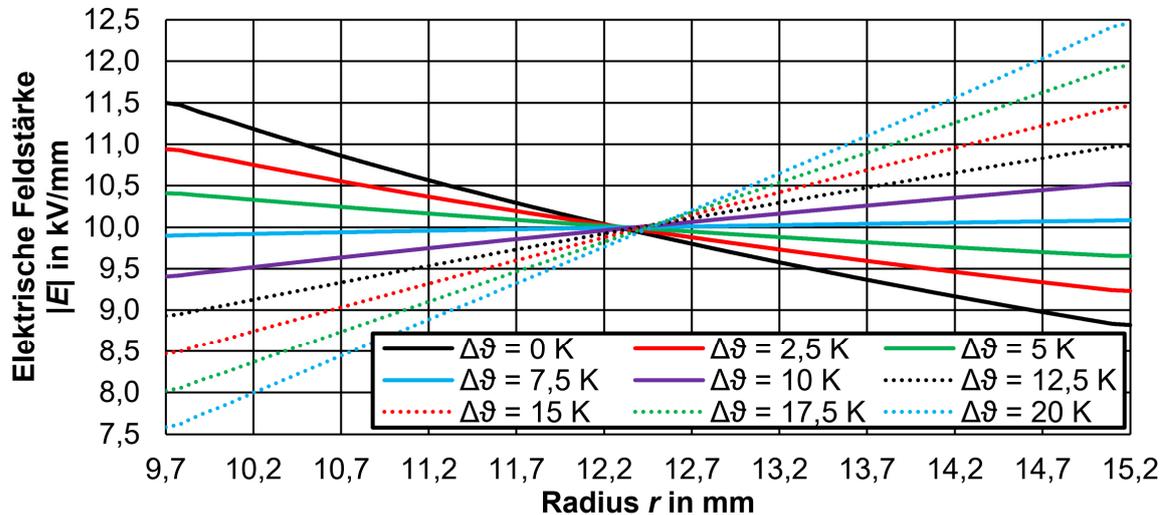


Bild 4.3: Feldinversion am Beispiel eines VPE-isolierten 12/20-kV-AC-Kabels ( $240 \text{ mm}^2$ , NA2XS2Y) bei  $U_{DC} = \pm 55 \text{ kV}$  und  $\vartheta_{\text{Leiter}} = 70 \text{ }^\circ\text{C}$  [14]

#### 4.4 Raum- und Flächenladungsansammlung

Ein Phänomen, das beim Einsatz von extrudierten Kunststoffkabeln mit Polymerisolierung bei hohen Gleichspannungsbeanspruchungen auftritt, ist die Ansammlung von sogenannten Raum- und Flächenladungen. Diese Raum- und Flächenladungen können die Zuverlässigkeit von Kabeln beeinflussen und die Lebensdauer herabsetzen. Bei einer schnellen Polaritätsumkehr (engl.: polarity reversal) kann es, bei bestehenden Raum- und Flächenladungsansammlungen, zu einer Beschädigung des Kabels kommen – vor allem bei homopolaren Raum- und Flächenladungsansammlungen. Dies ist der Fall da bei einer Polaritätsumkehr elektrisch wenig belastete Gebiete innerhalb kurzer Zeit hoch beansprucht werden, wenn Raum- und Flächenladungen vorhanden sind. Aus diesem Grund wurden bei früheren Projekten, bei denen Polymer-isolierte-Kunststoffkabel zum Einsatz kamen, ausschließlich IGBT-Konverter (VSC) eingesetzt. [9, 53].

Raum- und Flächenladungen entstehen durch [9]:

- Ladungsträgerinjektion an den Elektroden – dieser Vorgang tritt ab einer elektrischen Feldstärke von  $E = 10 \text{ kV/mm}$  auf.
- Ionisierung von vorhandenen Molekülen, die auf chemische Defekte, Verunreinigungen oder dissoziierbare Additive im Polymer zurückzuführen sind.

Damit es zu einer Ansammlung von Raum- und Flächenladungen kommt, müssen die vorhandenen Ladungen bewegt und an Haftstellen eingefangen werden. Der Ladungstransport wird anhand von Leitungsmechanismen beschrieben. Diese Mechanismen

können in Leitungsmechanismen bei hohen und bei niedrigen elektrischen Feldstärken unterteilt werden. Damit sich Ladungen ansammeln, müssen Haftstellen vorhanden sein. Verschiedene Eigenschaften des Isoliermaterials haben einen Einfluss auf das Einfangen von Raum- und Flächenladungen an Haftstellen. Dazu gehören unter anderem der Grad der Reinheit, das Vorhandensein von Vernetzungs-Spaltprodukten oder das Vorhandensein von Verunreinigungen. Je nach Entstehungsmechanismus der Raum- oder Flächenladung unterscheiden sich normalerweise auch die Raum- und Flächenladungsverteilungen. Dabei wird zwischen zwei solcher Raum- und Flächenladungsverteilungen unterschieden, der homopolaren und der heteropolaren Verteilung. Homopolare Raum- und Flächenladungen sind dadurch gekennzeichnet, dass sie die gleiche Polarität wie die angrenzenden Elektroden haben (Bild 4.4a). Normalerweise werden homopolare Raum- und Flächenladungen bei Ansammlung von injizierten Ladungen gebildet. Heteropolare Raum- und Flächenladungen weisen die gegenteilige Ladung ihrer angrenzenden Elektroden auf (Bild 4.4b). Die heteropolaren Raum- und Flächenladungen werden bei Ansammlung von dissoziierbaren Ladungen, welche bei Anlegen einer Spannung zur gegenüberliegenden Elektrode wandern, gebildet. Bei homopolaren Raum- und Flächenladungen kommt es zu einer Entlastung der Elektroden hinsichtlich des elektrischen Feldes. Das Gebiet zwischen den Elektroden wird elektrisch stärker belastet. Bei heteropolaren Raum- und Flächenladungen kommt es zu einer Erhöhung der elektrischen Feldstärke nahe der Elektroden und zu einer Verringerung der elektrischen Feldstärke zwischen den Elektroden. In Kunststoffisolierungen sind dadurch bei entsprechend hohen elektrischen Feldstärken, Durchschläge unterhalb der eigentlichen, ohne Raum- und Flächenladungsansammlungen erwartbaren, Durchschlagsfestigkeit möglich. Langfristig gesehen ist eine erhöhte Degradation des Materials zu erwarten [9].

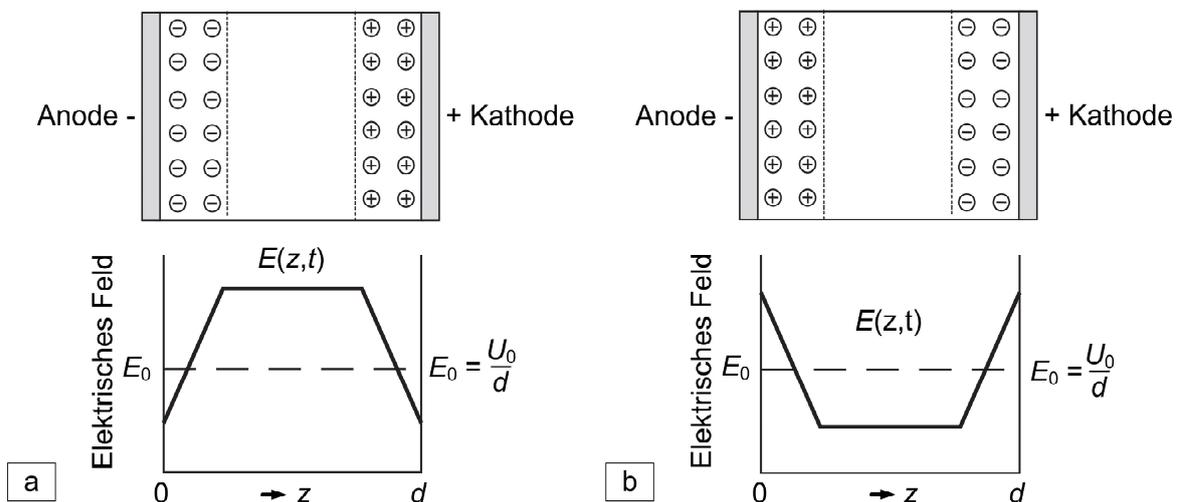


Bild 4.4: Darstellung einer homopolaren Raum- und Flächenladungsansammlung mit dem dazugehörigen Verlauf des elektrischen Feldes (a), Darstellung einer heteropolaren Raum- und Flächenladungsansammlung mit dem dazugehörigen Verlauf des elektrischen Feldes (b) [9]

Im Falle einer Wechselspannungsbeanspruchung findet aufgrund der ständigen Umpolung der Spannung keine nennenswerte Ansammlung von Raum- und Flächenladungen statt.

Im Gegensatz dazu können sich Raum- und Flächenladungen bei einer Gleichspannungsbeanspruchung bilden. Die Raum- und Flächenladungen werden wieder abgebaut, wenn die Spannung entfernt wird. Die Dauer des Abbaus der Raum- und Flächenladungen hängt von der Temperatur und der Leitfähigkeit der Isolierung ab [53].

Es existieren mehrere Verfahren zur Messung von Raum- und Flächenladungen. Grundlage der Messmethoden ist, dass Raum- und Flächenladungen bei Gleichspannung ab einer entsprechend hohen elektrischen Feldstärke von zumindest 10 kV/mm gebildet werden. Eine wichtige zerstörungsfreie Messmethode von Raumladungen stellt die PEA-Methode (engl.: pulsed electroacoustic method) dar. Bei der PEA-Methode wird ein elektrischer Puls an das Probematerial angelegt. Dabei wirkt die Coulomb-Kraft auf vorhandene Raumladungen. Aufgrund dieser Kraftwirkung erfolgt eine Auslenkung der Raum- und Flächenladungen, wodurch eine Druckwelle erzeugt wird, welche mit einem piezoelektrischen Sensor gemessen werden kann. Anhand der entsprechenden Signalverarbeitung des Messsignals kann auf Ladung und Verteilung der Raum- und Flächenladungen geschlossen werden. Die PEA-Messmethode gilt als sehr sichere Messmethode, da das Piezoelement an der geerdeten Elektrode angebracht wird, wodurch die nachgelagerte Messeinrichtung vor dielektrischen Entladungen geschützt wird [9, 53].

Eine weitere Möglichkeit, um das Vorhandensein einer Raumladungsansammlung in VPE-Isolierungen zu untersuchen, stellt die Isolationsstrommessung dar. Wird die Stromdichte der Isolationsströme in Abhängigkeit der elektrischen Feldstärke dargestellt, so ist erkennbar, dass die ermittelte Kennlinie aus zwei Geraden mit unterschiedlicher Steigung besteht (Bild 4.5) [54].

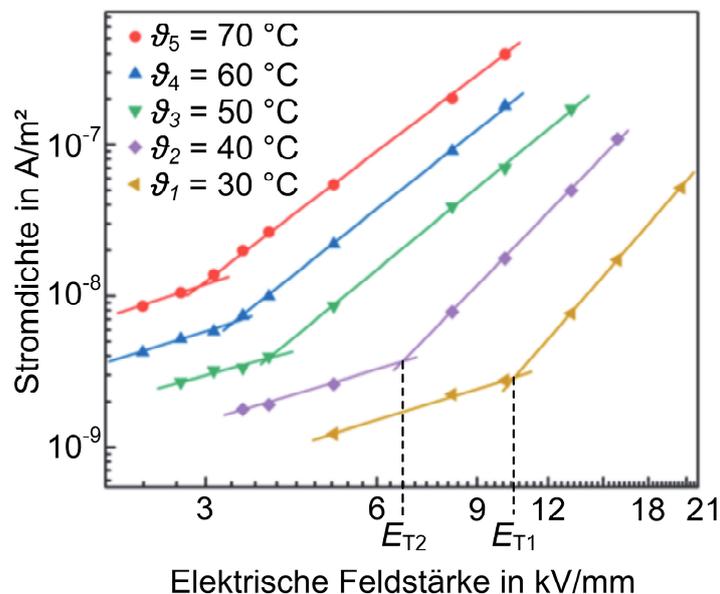


Bild 4.5: Darstellung der Stromdichte des Isolationsstroms in Abhängigkeit der elektrischen Feldstärke bei unterschiedlichen Temperaturen, die Knickpunkte der Kennlinien entsprechen dem Schwellenwert der elektrischen Feldstärke  $E_T$ , nach [55]

Bei niedrigeren elektrischen Feldstärken ist eine flachere Gerade der Stromdichte des Isolationsstroms in Abhängigkeit der elektrischen Feldstärke erkennbar. Der Schnittpunkt der zwei Geraden entspricht dem Schwellenwert der elektrischen Feldstärke bezüglich der Bildung von Raumladungen. Der Schwellenwert gibt an, ab welcher elektrischen Feldstärke Raumladungen gebildet werden und liegt für eine Temperatur von  $\vartheta = 30 \text{ °C}$  in der Größenordnung von  $E_T(\vartheta) = 10 \text{ kV/mm}$ . Mit zunehmender Temperatur sinkt der Schwellenwert. Für eine Temperatur von  $\vartheta = 70 \text{ °C}$  gilt  $E_T(\vartheta) = 3 \text{ kV/mm}$ . Aufgrund der Raumladungsbildung oberhalb des Schwellenwerts verändert sich der Zusammenhang zwischen der Stromdichte des Isolationsstroms und dem elektrischen Feld. Das Resultat ist eine steilere Gerade der Stromdichte des Isolationsstroms in Abhängigkeit der elektrischen Feldstärke [54].

#### 4.5 Thermische Instabilitäten und thermischer Durchschlag

Bei der Gleichspannungsbeanspruchung von Kabelisolierungen kommt es zu Isolationsströmen. Isolationsströme erwärmen aufgrund von Stromwärmeverlusten die Kabelisolierung. Die längenbezogene Verlustleistung kann folgendermaßen berechnet werden [56]:

$$P_V' = \frac{l_0^2}{(2\pi \cdot r)^2 \sigma} \quad (17)$$

$P_V'$ ...	längenbezogene Verlustleistung	$l_0$ ...	Isolationsstrom pro Meter Kabel
$r$ ...	Radius	$\sigma$ ...	elektrische Leitfähigkeit

Grundsätzlich scheint die durch die Isolationsströme hervorgerufene Verlustleistung im Vergleich zu den Verlusten im Kabelinnenleiter vernachlässigbar klein zu sein. Bei höheren elektrischen Feldstärken kann die Isolationsverlustleistung jedoch deutlich ansteigen. Steigt die elektrische Feldstärke, so steigt in der Folge auch die Leitfähigkeit des Isoliermaterials. Dadurch kommt es wiederum zu einer Erhöhung des Isolationsstroms proportional zur Leitfähigkeit. Da die Verlustleistung quadratisch mit dem Strom ansteigt, jedoch nur umgekehrt proportional zur Leitfähigkeit sinkt, erhöht sich somit die Verlustleistung (Gleichung 17). In der Folge kommt es zu einer Erwärmung der Isolierung. Mit steigender Temperatur nimmt wiederum die Leitfähigkeit des Kabels zu, die Verlustleistung erhöht sich somit, ebenso die Temperatur [56]. Die Wärmeverluste des Kabels können zu thermischen Instabilitäten in der Isolierung führen. Eine solche thermische Instabilität tritt grundsätzlich auf, wenn kein Gleichgewicht aus zugeführter und abgeführter Wärme erreicht werden kann. Dabei ist zwischen der intrinsischen und der interaktiven thermischen Stabilität (Bild 4.6b) zu unterscheiden. Bei der interaktiven thermischen Stabilität ist die thermische Interaktion des Kabels mit der Umgebung relevant. So kann es bei einer Erhöhung des Wärmeübergangswiderstands oder der Umgebungstemperatur zu einer thermischen Instabilität kommen [57]. Bei der intrinsischen thermischen Stabilität findet keine thermische Interaktion des Kabels mit der Umgebung statt, sie geht auch nicht mit einer Erhöhung der Manteltemperatur einher. Es findet eine Erhöhung der Temperatur der Isolierung aufgrund von rapide zunehmenden Isolationsströmen statt. Dieser Vorgang wird ab einer bestimmten elektrischen Beanspruchung ausgelöst (Bild 4.6a) [58]. Beide thermische Instabilitäten enden mit dem gleichen Durchschlagsmechanismus – dem thermischen Durchschlag. Der

Durchschlag tritt ein, da die Temperaturverteilung und folglich auch die Verteilung des elektrischen Feldes im Kabel, zu sehr hohen elektrischen Feldstärken führt. Zusätzlich wird die Durchschlagsfestigkeit infolge der Temperaturerhöhung stark herabgesetzt [57].

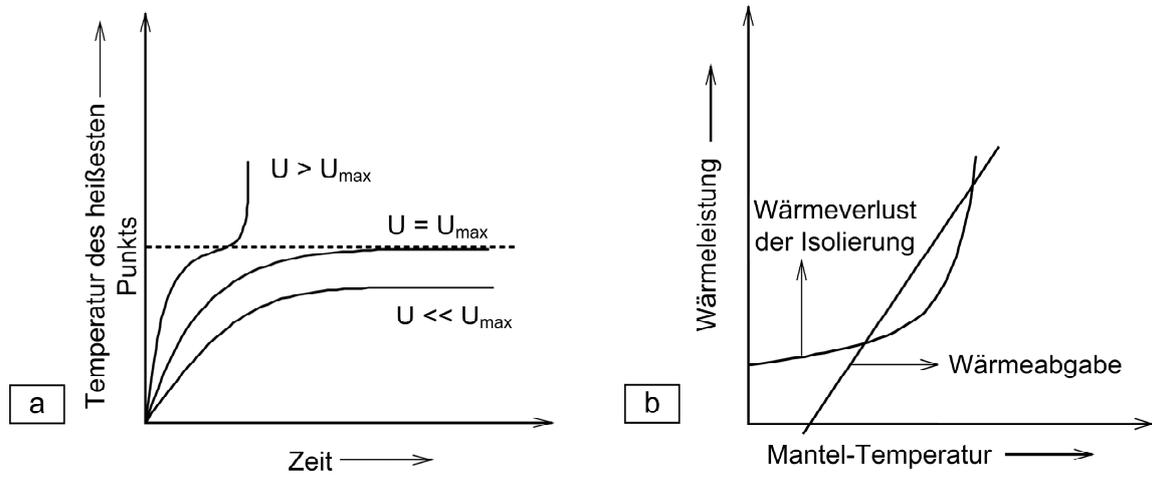
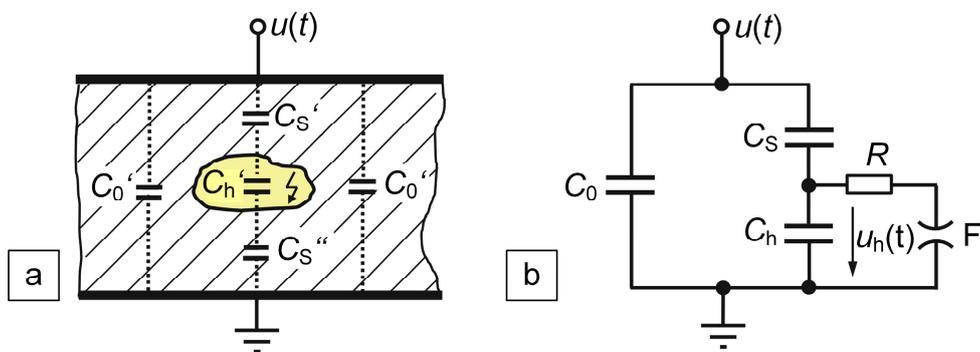


Bild 4.6: Darstellung der intrinsischen (a) und der interaktiven (b) thermischen Stabilität nach [58]

## 5 Teilentladungsmessung an Kabelmuffen

### 5.1 Grundlagen der Teilentladungsmessung

Eine Teilentladung (TE) ist eine elektrische Entladung, welche die Isolierung zwischen zwei Elektroden nur zum Teil überbrückt. Teilentladungen können dabei von einer Elektrode ausgehen, oder innerhalb der Isolierung entstehen. Grundsätzlich können Teilentladungen in sämtlichen Isolierstoffen, egal ob flüssig, fest oder gasförmig, auftreten. In den Anfängen der Elektrotechnik wurde die Güte von Isolieranordnungen hauptsächlich über die Spannungsfestigkeit und den Isolationswiderstand bewertet. Teilentladungen waren unbekannt. Nachdem die potenziell zerstörerische Wirkung von Teilentladungen erkannt wurde, begann die intensive Erforschung von Teilentladungen und die Entwicklung der Teilentladungsmessung. Heute ist die TE-Messung ein bewährtes Werkzeug, um den Zustand von Isoliersystemen elektrischer Betriebsmittel zu bewerten. Grundsätzlich sind Teilentladungen in äußere und innere Teilentladungen unterteilbar. Zu den äußeren Teilentladungen zählen etwa Korona- und Gleitentladungen [59, 60]. Im Rahmen dieser Arbeit sind innere Teilentladungen von besonderem Interesse. Diese Art der Teilentladungen tritt in Hohlräumen, innerhalb von festen oder flüssigen Isoliermaterialien auf. Tritt in einem Isoliermaterial ein Hohlraum auf, so wird innerhalb dieses Hohlraums die relative Permittivität jener von Luft,  $\epsilon_r \approx 1$ , entsprechen. Die Durchschlagsfeldstärke eines Hohlraums liegt bei weitem unter jener des Isoliermaterials. Ein festes Isoliermaterial kann im Falle von Wechselspannungsbeanspruchungen vereinfacht als Parallelschaltung von Kondensatoren verstanden werden (Bild 5.1).



$C_p...$	Parallelkapazität	$C_s...$	Serienkapazität
$C_0...$	Kapazität der Isolierung	$C_h...$	Hohlraumkapazität
$u(t)...$	Prüfwechselspannung	$u_h(t)...$	Spannung am Hohlraum

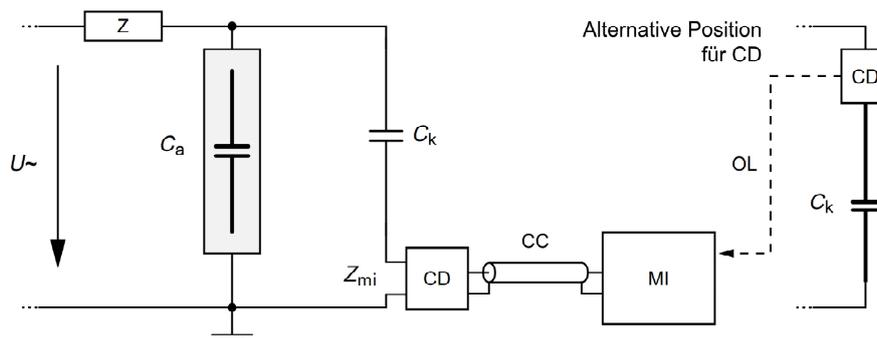
Bild 5.1: Isolieranordnung mit Teilentladung im gasgefüllten Hohlraum (a), Ersatzschaltbild der Anordnung mit Funkenstrecke F (b) nach [61]

Ein Hohlraum kann als Serienkapazität ( $C_h$ ) modelliert werden. Bei einer Wechselspannungsbeanspruchung entsteht somit ein kapazitiver Spannungsteiler an der Fehlstelle. Verglichen mit dem Isoliermaterial, tritt eine Überhöhung der elektrischen Feldstärke im Hohlraum aufgrund seiner niedrigeren Permittivität auf. Die elektrische Feldstärke kann sich aufgrund der Kontur der Oberfläche des Hohlraums zusätzlich erhöhen. Überschreitet die

elektrische Feldstärke im Hohlraum ein bestimmtes Niveau, so tritt eine Teilentladung auf. Jene Prüfspannung, ab welcher Teilentladungen auftreten, nennt sich Einsetzspannung. Bei einer Teilentladung entlädt sich die Hohlraumkapazität und die Spannung am Hohlraum bricht bis zu einer kleinen Restspannung, der Löschespannung der Teilentladung, zusammen. Anschließend lädt sich die Hohlraumkapazität durch kapazitive Verschiebungsströme wieder auf und der Vorgang beginnt von neuem. Durch das Auftreten von Teilentladungen wird die Lebensdauer von Betriebsmitteln verkürzt, da sie eine Erosion des Isolierstoffs verursachen und die Hohlräume sich mit der Zeit vergrößern [8]. Der prinzipielle Mechanismus von Teilentladungen ist bei Gleichspannungsbeanspruchung ähnlich zu jenem bei Wechselspannungsbeanspruchung. Besonderheiten der TE-Messung bei Gleichspannung werden in Kapitel 5.4 erläutert.

## 5.2 Teilentladungsmessung nach DIN EN 60270

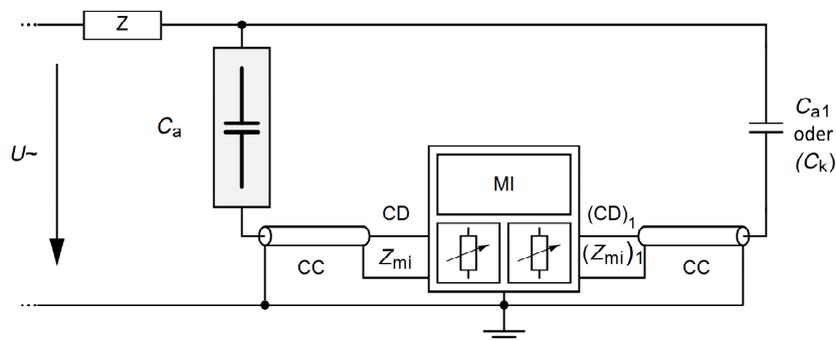
Es existieren mehrere TE-Prüfschaltungen, welche der Norm DIN EN 60270 entsprechen. Den TE-Messkreisen nach DIN EN 60270 ist gemein, dass ein Koppelkondensator parallel zum Prüfling geschaltet wird [62]. Tritt eine Teilentladung im Prüfling auf, so bricht die Spannung der Prüflingskapazität ein, wodurch ein Ausgleichsstrom vom Koppelkondensator zum Prüfling fließt. Dies ist der Fall, da die Kapazität des Prüflings durch die Teilentladung entladen und anschließend vom Koppelkondensator durch einen Ausgleichsstrom wieder aufgeladen wird. Die TE-Prüfschaltungen unterscheiden sich in der Positionierung des Ankoppelvierpols (AKV). Mithilfe eines AKV kann der Ausgleichsstrom in eine Spannung umgesetzt und gemessen werden. Der Ankoppelvierpol besteht üblicherweise aus einem Filternetzwerk und weist dabei ein Hochpassverhalten auf. Der AKV kann in Serie mit dem Prüfling oder in Serie mit dem Koppelkondensator geschaltet werden, wobei beide Anordnungen Vor- und Nachteile haben. Wird der Ankoppelvierpol in Serie zum Koppelkondensator geschaltet (Bild 5.2), zieht dies eine Verringerung der Messempfindlichkeit nach sich.



$U\sim$ ...	Hochspannungsversorgung	$Z_{mi}$ ...	Eingangsimpedanz des Messsystems
$C_a$ ...	Prüfling	$C_k$ ...	Koppelkondensator
MI...	Messgerät	CD...	Koppeleinheit (AKV)
OL...	Lichtwellenleiterstrecke	Z...	Filter
CC...	Verbindungskabel		

Bild 5.2: TE-Messkreis als Parallelankopplung nach DIN EN 60270 [62]

Vorteilhaft ist in diesem Fall, dass der Koppelkondensator bei einem Durchschlag des Prüflings nicht gefährdet wird [8, 61]. Wird der AKV seriell zum Prüfling geschaltet, kann er im Falle des Durchschlags des Prüflings mit Hochspannung belastet und in der Folge zerstört werden. Außerdem muss der Prüfling ohne direkte Erdverbindung betrieben werden können. Der Vorteil dieser Anordnung ist, dass die Messempfindlichkeit aufgrund der Nähe zum Prüfling maximiert wird [61]. Es besteht gemäß DIN EN 60270 auch die Möglichkeit des Einsatzes einer Brückenschaltung, durch welche eine Unterdrückung von Gleichtaktsignalen erreicht wird (Bild 5.3). Zur Realisierung der Brückenschaltung werden zwei Ankoppelvierpole verwendet. Ein AKV wird im Pfad des Prüflings und einer im Pfad des Koppelkondensators platziert. Anschließend wird eine differenzielle Messung der Spannung an den AKV durchgeführt. Da Störungen von außen als Gleichtaktsignal und TE vom Prüfling als Gegentaktsignal auftreten, lässt sich eine Erhöhung der Messempfindlichkeit erzielen [59, 62, 63].



- |                                     |   |
|-------------------------------------|---|
| $U\sim$ ... Hochspannungsversorgung | $Z_{mi}$ ... Eingangsimpedanz des Messsystems |
| $C_a$ ... Prüfling                  | $C_k$ ... Koppelkondensator                   |
| MI... Messgerät                     | CD... Koppereinheit (AKV)                     |
| CC... Verbindungskabel              | Z... Filter                                   |

Bild 5.3: TE-Messkreis mit einer Brückenschaltung nach DIN EN 60270 [62]

Der beschriebene TE-Messkreis ist bezüglich des Aufbaus sehr anspruchsvoll. Da keine Möglichkeit besteht, zwischen Teilentladungen von innerhalb und außerhalb des Prüflings zu unterscheiden, muss der gesamte Prüfaufbau zumindest bis zur Prüfspannung teilentladungsfrei sein. TE-Messungen sind empfindlich gegenüber äußerer Störeinflüsse, weshalb auch Gegenmaßnahmen in dieser Hinsicht getroffen werden müssen. Diese Gegenmaßnahmen können Schirmmaßnahmen und Maßnahmen zur Reduzierung von Randfeldstärken, wie etwa Verrundungen, umfassen. Auch die Verwendung einer Messbrücke kann Abhilfe im Hinblick auf Störeinflüsse schaffen [61].

Die Ermittlung der Ladung von Teilentladungen kann, neben der Integration im Zeitbereich, auch per sogenannter „Quasi-Integration“ durchgeführt werden. Die ermittelte Ladung wird als scheinbare Ladung bezeichnet, da sie nicht der Hohlraumladung entspricht. Im weiteren Verlauf der Arbeit ist im Zusammenhang mit TE-Messungen unter Ladung die scheinbare Ladung zu verstehen. Um die Hohlraumladung bestimmen zu können, wäre es notwendig, das Verhältnis der Kapazitäten  $C_s$  und  $C_h$  zu kennen. Da Lage, Größe etc. vom Hohlraum

unbekannt sind, sind die Kapazitäten im Allgemeinen unbekannt. Nichtsdestotrotz wird die scheinbare Ladung als Kenngröße zur Bewertung von Teilentladungen herangezogen. Bei der Quasi-Integration wird die Integration über eine, bezogen auf das Spektrum des TE-Impulses, begrenzte Bandbreite vorgenommen. Dabei muss die Bandbreite des TE-Messsystems einen Bereich konstanter Amplitudendichte des TE-Impulses abdecken, damit eine Proportionalität des Antwortsignals des Bandpass-Filters zur Ladung erreicht wird. Anderenfalls ergibt sich ein Fehler bei der Ladungsmessung, welcher als Integrationsfehler bezeichnet wird. Es wird grundsätzlich zwischen der breitbandigen und der schmalbandigen TE-Messung unterschieden. Gemäß DIN EN 60270 muss für die breitbandige Messung  $100 \text{ kHz} < \Delta f < 900 \text{ kHz}$  gelten. Für die schmalbandige TE-Messung gilt gemäß DIN EN 60270:  $9 \text{ kHz} < \Delta f < 30 \text{ kHz}$ . Der Vorteil der schmalbandigen Messung ist, dass Störsignale durch entsprechende Wahl der Mittenfrequenz  $f_m$  nicht mitgemessen werden. Nachteile der schmalbandigen Messung sind, dass die Polaritätsinformation der TE-Impulse verloren geht und eine große Impulsauflösezeit entsteht [8, 59, 61, 62].

Die Kalibrierung von Teilentladungsmesskreisen erfolgt mit parallel zum Prüfling eingespeisten Impulsen, welche eine bestimmte Ladung aufweisen (Teilentladungskalibrierimpulse, TEK-Impulse). Die Impulse werden parallel zum Prüfling eingespeist, da dies im Prüfling auftretenden TE-Impulsen am nächsten kommt. Die Kalibrierung erfolgt am vollständigen Messkreis, wobei keine Prüfspannung anliegt. Zur Generierung von Kalibrierimpulsen werden Teilentladungskalibratoren verwendet. Mit der Kalibrierung kann die Richtigkeit der angezeigten Ladung des TE-Messgerätes überprüft werden. Dabei wird das Abfließen der scheinbaren Ladung über die Streukapazitäten mitberücksichtigt. Das Verhältnis der eingespeisten Ladung zum angezeigten Ladungswert des Messgeräts wird ermittelt und ergibt den Maßstabs- oder Kalibrierfaktor  $K$ . Die gemessenen Ladungen werden bei den TE-Messungen mit dem Kalibrierfaktor multipliziert [61].

### 5.3 Induktive Auskopplung mit HFCT an Kabelgarnituren

Prinzipiell wird bei der Teilentladungsmessung zwischen der konventionellen Auskopplung, die in Kapitel 5.2 beschrieben wurde, und der nichtkonventionellen Auskopplung unterschieden. Es soll hier die nichtkonventionelle induktive TE-Auskopplung mit HFCT (Hochfrequenz-Stromwandler, engl.: high frequency current transformer) näher beschrieben werden. Ein HFCT ist ein bewickelter ferromagnetischer Kern. In dieser Arbeit wird das Material mit der Bezeichnung „Siferrit N 30“ als Kernmaterial der HFCT verwendet. Dieses Material weist eine relative Permeabilität  $\mu_r = 4300$  mit einer Toleranz von  $\pm 25 \%$  auf (Datenblatt in Bild C.1). Durch den HFCT wird ein elektrischer Leiter geführt. Wird der Leiter von einem sich zeitlich veränderlichen Strom  $i_L$  durchflossen, so induziert dessen Magnetfeld eine Spannung  $u_i$ . Durch eine entsprechende passive Beschaltung mit integrierenden Eigenschaften, lässt sich eine dem Strom  $i_L$  proportionale Messspannung  $u_m$  erzeugen. In Bild 5.4 ist ein HFCT mit einem Ersatzschaltbild für die passive Integration der induzierten Spannung dargestellt.

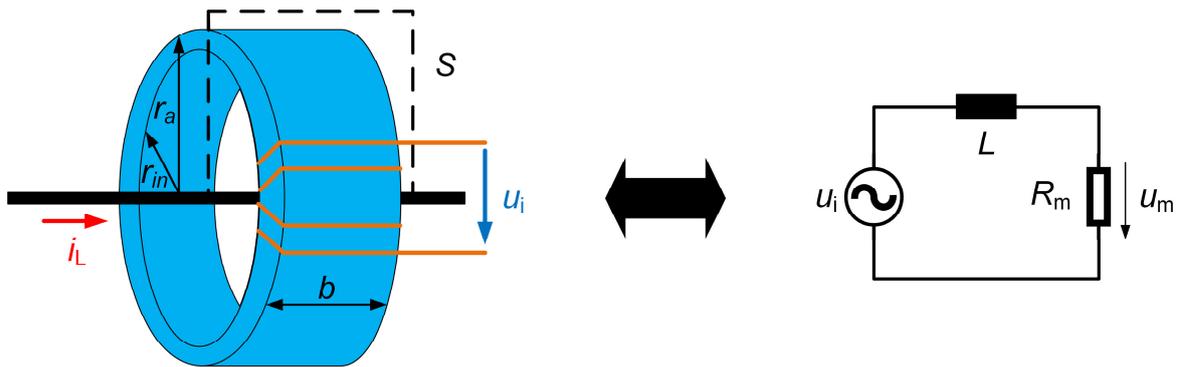


Bild 5.4: Schematische Darstellung eines HFCT mit durchgeführtem stromdurchflossenem Leiter, der Schnittebene S und dem zugehörigen Ersatzschaltbild nach [64]

Nachfolgend soll das Funktionsprinzip eines HFCT mathematisch beschrieben werden. Die magnetische Feldstärke  $\mathbf{H}$  in radialer Entfernung  $r$  des vom Strom  $i_L$  vom Leiter erzeugten Magnetfeldes lässt sich wie folgt berechnen [64]:

$$\mathbf{H}(r) = \frac{i_L}{2\pi \cdot r} \mathbf{e}_\varphi . \quad (18)$$

Das Magnetfeld erzeugt in der Leiterschleife mit der Fläche  $\mathbf{A}$  den magnetischen Fluss  $\varphi$ , welcher sich folgendermaßen berechnen lässt, wobei  $\mathbf{B} = \mu \cdot \mathbf{H}$  gilt [64]:

$$\varphi = \int_{\mathbf{A}} \mathbf{B} d\mathbf{A} . \quad (19)$$

Die verwendeten Ferritkerne weisen einen rechteckigen Querschnitt in der Schnittebene S mit der Breite  $b$ , dem Innenradius  $r_{in}$  und dem Außenradius  $r_a$  auf. Die induzierte Spannung  $u_i$  einer Spule mit der Windungszahl  $n$  lässt sich, unter Beachtung der Geometrie des Ferritkerns, gemäß folgender Gleichung bestimmen [64]:

$$u_i = -n \cdot \frac{d\varphi}{dt} = -\frac{n \cdot \mu \cdot b}{2\pi} \cdot \ln\left(\frac{r_a}{r_{in}}\right) \cdot \frac{di}{dt} . \quad (20)$$

- |             |                          |                |                          |
|-------------|--------------------------|----------------|--------------------------|
| $u_i \dots$ | induzierte Spannung      | $n \dots$      | Windungszahl             |
| $b \dots$   | Breite des Kerns         | $\mu \dots$    | Permeabilität            |
| $r_a \dots$ | äußerer Radius des Kerns | $r_{in} \dots$ | innerer Radius des Kerns |

Die Eigeninduktivität  $L$  eines HFCT kann folgendermaßen berechnet werden [64]:

$$L = \frac{n^2 \cdot \mu \cdot b}{2\pi} \cdot \ln\left(\frac{r_a}{r_{in}}\right) . \quad (21)$$

- |             |                          |                |                          |
|-------------|--------------------------|----------------|--------------------------|
| $L \dots$   | Eigeninduktivität        | $n \dots$      | Windungszahl             |
| $b \dots$   | Breite des Kerns         | $\mu \dots$    | Permeabilität            |
| $r_a \dots$ | äußerer Radius des Kerns | $r_{in} \dots$ | innerer Radius des Kerns |

Die Übertragungsfunktion eines HFCT, unter Vernachlässigung des Innenwiderstands der Spule, lautet [64]:

$$Z_T = \frac{u_m}{i_L} = \frac{R_m}{n} \cdot \frac{1}{1 + \frac{R_m}{j\omega L}} = k \cdot \frac{1}{1 + \frac{R_m}{j\omega L}} \quad (22)$$

$u_m$ ...	Messspannung am Ausgang des HFCT	$R_m$ ...	Messwiderstand
$i_L$ ...	Strom des durch den HFCT geführten Leiters	$\omega$ ...	Kreisfrequenz
$L$ ...	Eigeninduktivität	$k$ ...	Übertragungsfaktor

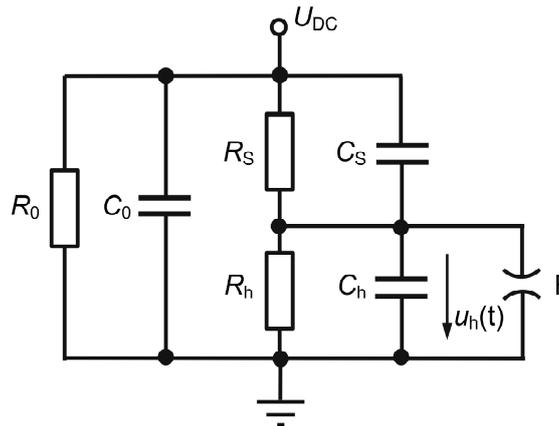
Das Verhältnis der sekundärseitig messbaren Spannung  $u_m$  zum primärseitigen Strom  $i$  eines HFCT, wird als Transferimpedanz  $Z_T$  bezeichnet. Die Übertragungsfunktion, gemäß Gleichung 22, entspricht einem Hochpass 1. Ordnung. Die untere Grenzfrequenz  $f_{g1}$  wird folgendermaßen beschrieben [64]:

$$f_{g1} = \frac{R_m}{2\pi \cdot L} \quad (23)$$

Vorteile der induktiven Auskopplung von TE-Impulsen mit HFCT sind der robuste und einfache Aufbau der HFCT. Außerdem wird durch die Verwendung von HFCT eine galvanische Trennung vom Prüfaufbau und eine Dämpfung der 50-Hz-Netzspannung erreicht [64].

#### 5.4 Besonderheiten der TE-Messung bei Gleichspannungsbeanspruchung

Innere Teilentladungen treten bei Gleichspannungsbeanspruchung aufgrund von Fehlstellen (Hohlräumen) in der Isolierung oder aufgrund einer Feldüberhöhung an Grenzflächen von Isolieranordnungen auf. Die Teilentladungsimpulse unterscheiden sich bei Gleichspannung nicht von jenen bei Wechselspannung. Die Vorgänge im Falle von inneren Teilentladungen bei Gleichspannungsbeanspruchung, unterscheiden sich von den Vorgängen bei Wechselspannungsbeanspruchung. In Bild 5.5 ist ein Ersatzschaltbild für innere Teilentladungen bei Gleichspannung dargestellt. Die Fehlstelle wird darin durch die Komponenten  $R_h$ ,  $C_h$  und die Funkenstrecke  $F$  beschrieben. Erhöht sich die Spannung an der Fehlstelle  $u_h(t)$  bis zur Zündspannung, so entlädt sich die Hohlraumkapazität und die Spannung bricht bis zur Löschspannung der TE ein. Anschließend wird  $C_h$  wieder über  $R_S$  aufgeladen. Aufgrund der sehr niedrigen Leitfähigkeit von Isolierstoffen wie VPE, ergibt sich ein hoher Widerstand  $R_S$ . Dadurch geschieht das Nachladen der Fehlstelle bei Gleichspannungsbeanspruchung wesentlich langsamer als bei Wechselspannungsbeanspruchung. Bei Wechselspannungsbeanspruchungen erfolgt das Nachladen der Fehlstellen hauptsächlich per dielektrischer Verschiebungsströme [8, 61, 65]. Die elektrische Leitfähigkeit von Isolierstoffen wie VPE, hängt stark von der Temperatur und der elektrischen Feldstärke ab. Dadurch ändert sich auch die Impulsrate von inneren Teilentladungen wesentlich mit der elektrischen Feldstärke und der Temperatur [66]. Aufgrund von gleichspannungsspezifischen Phänomenen wie der Raumladungsbildung, ist das Zeitintervall von aufeinanderfolgenden TE-Impulsen bei Gleichspannungsbeanspruchung einer wesentlich größeren Streuung, verglichen mit AC-Beanspruchungen, unterworfen [61]. Bei inneren Teilentladungen unterscheiden sich die Einsatzspannungen bei Gleich- und Wechselspannungsbeanspruchung.



$R_0$ ...	Parallelwiderstand	$C_0$ ...	Kapazität der Isolierung
$R_S$ ...	Serienwiderstand	$R_h$ ...	Hohlraumwiderstand
$C_S$ ...	Serienkapazität	$C_h$ ...	Hohlraumkapazität
$u_h(t)$ ...	Spannung am Hohlraum	$U_{DC}$ ...	Prüfgleichspannung
F...	Funkenstrecke		

Bild 5.5: Ersatzschaltbild für innere Teilentladungen bei Gleichspannungsbeanspruchung nach [61]

Der Grund hierfür ist die unterschiedliche elektrische Feldverteilung bei den jeweiligen Spannungsformen. Bei Wechselspannung findet eine Überhöhung der elektrischen Feldstärke in der Fehlstelle (Luft mit  $\epsilon_r \approx 1$ ), aufgrund der niedrigeren Permittivität gegenüber dem Isolierstoff (z. B.: VPE mit  $\epsilon_r = 2,4$ ), statt. Bei Gleichspannung hängt die elektrische Feldverteilung neben der Geometrie, vom Verhältnis der Leitfähigkeiten der Isoliermaterialien und von der Fehlstelle ab. Bei geschichteten Materialien ist die elektrische Feldstärke im Material mit der höheren Leitfähigkeit niedriger. Aufgrund der starken Temperaturabhängigkeit der Leitfähigkeit von Isolierstoffen kann, abhängig von der Temperatur, eine Erhöhung der elektrischen Feldstärke in der Fehlstelle auftreten. So führen höhere Temperaturen zu einer Erhöhung der elektrischen Feldstärke in der Fehlstelle, da die Leitfähigkeit des Isolierstoffes steigt. Folglich sinkt die TE-Einsatzspannung [67].

Prinzipiell sind TE-Messgeräte, die bei Wechselspannungsbeanspruchung eingesetzt werden, auch für die Messung bei Gleichspannung geeignet. Grundsätzlich können auch die gleichen Messverfahren, wie etwa die konventionelle TE-Messung gemäß der Norm DIN EN 60270, eingesetzt werden. Aufgrund der geringen TE-Impulswiederholrate bei Gleichspannung, ist die TE-Messung bei Gleichspannungsbeanspruchung jedoch besonders anfällig gegenüber von Störimpulsen. Während diese bei Wechselspannungsbeanspruchung aufgrund von sich wiederholenden Mustern leichter identifizierbar sind, fehlt diese Möglichkeit bei der Gleichspannung. Folglich muss besonders großer Wert auf Schirmungsmaßnahmen und das Eliminieren von Störquellen gelegt werden. Der Einsatz einer TE-Messbrücke bringt bei TE-Messungen bei Gleichspannungsbeanspruchung Vorteile bei der Unterscheidung von Störimpulsen und Teilentladungen [8, 61].

## 5.5 Interpretation von Teilentladungen bei Wechsel- und bei Gleichspannungsbeanspruchung

### Wechselspannung

Zur Interpretation von Teilentladungsmessungen existieren mehrere Verfahren, wobei einige davon ausschließlich bei der AC-Teilentladungsmessung eingesetzt werden können. Dies ist der Fall, da sich viele Verfahren der Phasenlage der Prüfspannung zum Zeitpunkt des Auftretens der TE bedienen. Es existieren statistische Verfahren, bei welchen diverse Kenngrößen statistisch erfasst und mit Referenzen aus einer Datenbank verglichen werden können. Anhand der Übereinstimmung mit bekannten TE-Defekten, kann schließlich die Wahrscheinlichkeit des Vorliegens eines bestimmten Fehlers ermittelt werden [8].

Weitere Verfahren zur Interpretation von Teilentladungen, welche im Rahmen dieser Arbeit eingesetzt werden, sind die sogenannten visuellen Verfahren. Bei der AC-Messung kommen hierbei insbesondere phasenaufgelöste Darstellungsformen zum Einsatz. Am häufigsten werden sogenannte PRPD-Pattern (engl.: phase resolved partial discharge pattern) eingesetzt. Das Pattern wird aus den Kenngrößen der TE-Intensität - nach der Norm DIN EN 60270 (entspricht der scheinbaren Ladung eines Impulses) -  $q_i$ , der Prüfspannung  $U_{AC}$  und dem Phasenwinkel  $\varphi_i$  generiert. Dabei wird die Ladung der gemessenen Impulse über den Phasenwinkel der Prüfspannung aufgetragen. Als dritte Dimension kann die Häufigkeit der Impulse farblich markiert werden. Bei unterschiedlichen TE-Defekten entstehen dadurch charakteristische Muster. So treten Teilentladungen bei Spitze-Platte-Anordnungen im Bereich der Spannungsmaxima auf. In Bild 5.6 ist das PRPD-Pattern einer Spitze-Platte-Anordnung bei 1,1-facher Einsetzspannung dargestellt [68, 69].

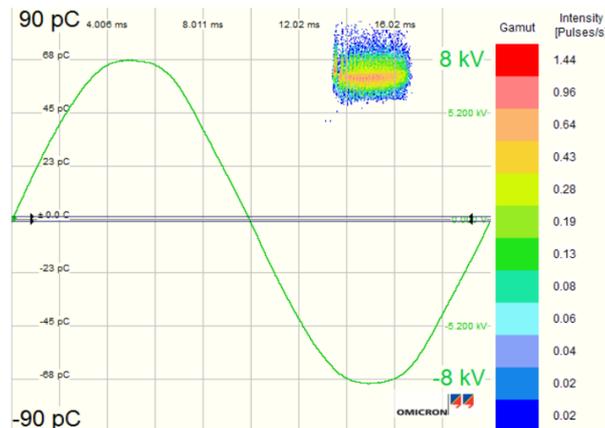


Bild 5.6: PRPD-Pattern einer Spitze-Platte-Anordnung [69]

### Gleichspannung

Zur Interpretation von Teilentladungen bei Gleichspannungsbeanspruchung können folgende Kenngrößen herangezogen werden: die scheinbare Ladung  $q_i$ , die Impulsform, der Auftrittszeitpunkt  $t_i$  der TE und die Prüfspannung  $U_{DC}$ . Eine weitere wichtige Größe ist die Teilentladungseinsetzspannung  $U_i$ . Es existieren statistische Methoden, anhand welcher die genannten Kenngrößen ausgewertet werden können und eine Beurteilung der vorliegenden TE-Defekte erlauben [70]. Im Gegensatz zur AC-TE-Messung gibt es bei der

DC-TE-Messung noch keine standardisierte und etablierte Darstellungsform der Teilentladungen. Heute werden Teilentladungen bei Gleichspannung zumeist in Form von Pulssequenzen dargestellt, wobei die verwendete Art der Darstellung je nach Hersteller des TE-Messsystems variiert. Pulssequenzen sind für das menschliche Auge schwer zu beurteilen. Um leichter interpretierbare Muster zu erzeugen, werden deshalb Methoden wie zum Beispiel die Pulssequenz-Analyse (PSA) eingesetzt. Anhand dieser Muster werden verschiedene relevante Kenngrößen der TE-Impulse veranschaulicht. Eine visuelle Darstellungsform von Teilentladungen bei Gleichspannungsbeanspruchungen, die dem aktuellen Stand der Technik entspricht, stellen sogenannte NoDi\*-Diagramme dar (Bild 5.7). Dabei bestehen NoDi\*-Diagramme aus drei Diagrammen, wobei als Kenngrößen die Werte der Auftrittszeitpunkte und die Werte der scheinbaren Ladung in differenzierter Form herangezogen werden. Das heißt, es werden die Werte zweier aufeinanderfolgender Impulse herangezogen. Diese Werte ergeben sich folgendermaßen, wobei  $q_i$  die Ladung des Impulses der Nr.  $i$  und  $t_i$  der Auftrittszeitpunkt des Impulses der Nr.  $i$  ist [69, 71]:

$$Q'_i = \Delta q_i = q_{i+1} - q_i \quad (24)$$

$$T'_i = \Delta t_i = t_{i+1} - t_i \quad (25)$$

Die NoDi\*-Diagrammen enthalten folgende Diagramme:

- NoDi\*\_Q-Diagramm:  $Q'_{i+1}$  über  $Q'_i$
- NoDi\*\_T-Diagramm:  $T'_{i+1}$  über  $T'_i$
- NoDi\*\_QT-Diagramm:  $Q'_i$  über  $T'_i$ .

Die Diagramme werden in ein 100 x 100-Raster eingeteilt. Durch die Einteilung in die Rasterfelder erfolgt eine graphische Normierung. Die Anzahl der Einträge in ein Rasterfeld wird gemäß einer logarithmischen Farbskala markiert [69, 71]. Da NoDi\*-Diagramme sehr hilfreich hinsichtlich der Visualisierung und Interpretierung von TE-Pulssequenzen sind, werden sie bei dieser Arbeit zur Untersuchung von Teilentladungen bei Gleichspannungsbeanspruchung angewendet.

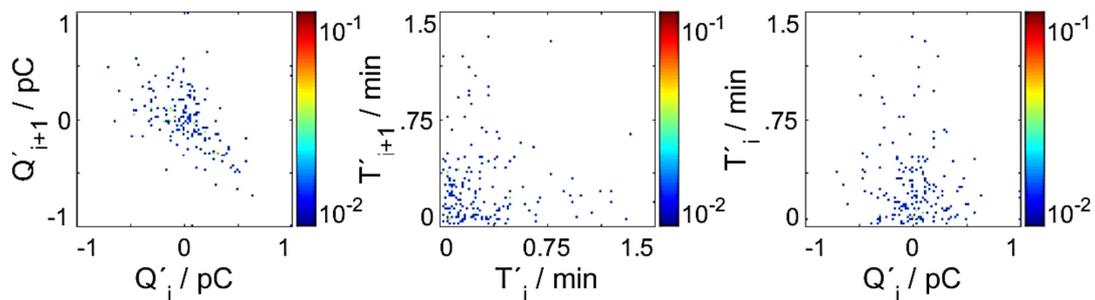


Bild 5.7: NoDi\*-Diagramme eines Hohlraums in einer gasisolierten Schaltanlage bei Gleichspannungsbeanspruchung mit 1,2-facher Einsatzspannung und einer Messdauer von 1 h [71]

## 6 Experimentelle Teilentladungsmessungen an einer Mittelspannungs-AC-Muffe bei Gleichspannungsbeanspruchung

### 6.1 TE-Messsystem für Kabelmuffen

#### 6.1.1 Messprinzipien

Bei der Teilentladungsmessung an Kabelmuffen ist die Identifizierung von Teilentladungen, die in einer Muffe aufgetreten sind, essenziell. Die Grundlage dafür ist eine Unterscheidung von Impulsen deren Ursprung innerhalb der Muffe liegt, von Impulsen deren Ursprung außerhalb der Muffe liegt. Impulse von außerhalb der Muffe können Teilentladungen in der Kabelstrecke oder in den Garnituren sein. Außerdem sind Einflüsse aus der Umgebung in Form von elektromagnetischen Feldern als Störquelle denkbar [72]. In der wissenschaftlichen Literatur wurden zwei Methoden ausgemacht, die eine Erfassung und Identifizierung von Teilentladungen in Kabelmuffen ermöglichen. Bei beiden Messprinzipien kommen jeweils zwei HFCT pro Muffe zum Einsatz. Das erste Messprinzip beruht auf dem Verhältnis der an den beiden HFCT gemessenen Ladungen. Beim zweiten Messprinzip wird die Differenz der beiden analogen Signale an den HFCT gebildet.

#### Messprinzip 1: Verhältnis der gemessenen Ladungen [72]

Diese Messmethode beruht auf dem Verhältnis der gemessenen Ladungen von zwei HFCT, wobei für jeden HFCT ein eigener TE-Messkanal benötigt wird. Je Kabelmuffe werden zwei HFCT eingesetzt. Die Muffe verbindet zwei Kabel und weist ein Kupfergeflecht auf, welches beidseitig mit dem Kabelschirm verbunden wird (Bild 6.1). An den beiden Enden der zu untersuchenden Muffe werden die Kabelschirme aufgetrennt. Die entstandenen Schirmenden und das Kupfergeflecht der Muffe werden geerdet. Ein HFCT wird in den Erdfeld der Muffe und ein HFCT in den Erdfeld eines Kabelschirmendes gesetzt.

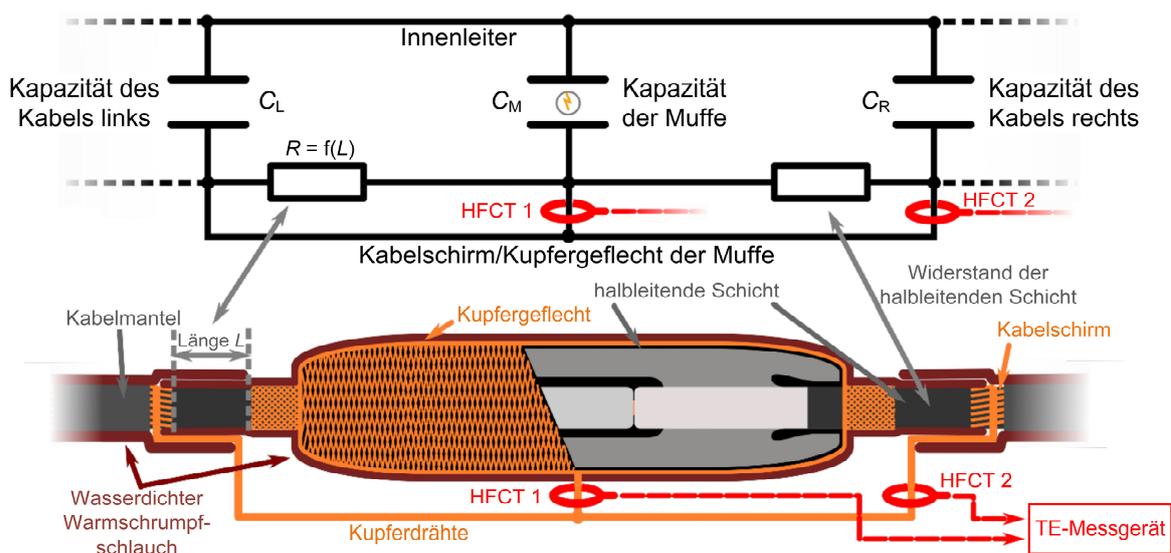


Bild 6.1: Schematische Darstellung des Aufbaus von Messprinzip 1 an einer Kabelmuffe mit dem zugehörigen Ersatzschaltbild nach [72]

Grundlage dieses Messprinzips ist, dass die Kapazitäten der beiden Kabelstrecken  $C_L$  und  $C_R$ , im Falle einer Teilentladung in der Kabelmuffe, als Koppelkondensator für die Kapazität der Muffe  $C_M$  dienen (Bild 6.2a).  $C_L$  ist die Kapazität des Kabels auf der linken Seite der Muffe und  $C_R$  ist die Kapazität des Kabels auf der rechten Seite der Muffe. Tritt eine Teilentladung in einer der beiden Kabelstrecken links oder rechts der Muffe auf, so werden die Kapazität der Muffe  $C_M$  und die Kapazität der anderen Kabelstrecke zum Koppelkondensator für die Kapazität der Kabelstrecke mit der TE (Bild 6.2b). Der Auftrittsort der TE ist somit entscheidend dafür, welche Kapazitäten als Koppelkondensator fungieren. Da sich die Kapazitäten der Muffe und der beiden Kabelstrecken unterscheiden, ergeben sich in der Folge unterschiedliche Verhältnisse der an den HFCT gemessenen Ladungen, abhängig vom Ursprungsorts der TE. In Bild 6.2a ist der Fall einer Teilentladung in der Muffe dargestellt. Die Kapazität der Muffe wird in diesem Fall von den Kabelkapazitäten nachgeladen. Der HFCT 1 erfasst in diesem Fall die Ströme von  $C_L$  und  $C_R$ , während der HFCT 2 nur den Strom von  $C_R$  erfasst. Somit ist die an HFCT 1 gemessene Ladung  $q_{\text{HFCT1}}$  größer als die an HFCT 2 gemessene Ladung  $q_{\text{HFCT2}}$ . Bei Teilentladungen aus der Muffe gilt somit:  $q_{\text{HFCT1}} > q_{\text{HFCT2}}$ . In Bild 6.2b ist der Fall einer Teilentladung im rechts von der Muffe liegenden Kabel dargestellt. Der HFCT 1 erfasst nur den Strom von  $C_M$ , während der HFCT 2 die Ströme von  $C_L$  und  $C_M$  erfasst. Somit ist die an HFCT 1 gemessene Ladung  $q_{\text{HFCT1}}$  kleiner als die an HFCT 2 gemessene Ladung  $q_{\text{HFCT2}}$ . Bei Teilentladungen im rechts von der Muffe liegenden Kabel gilt somit:  $q_{\text{HFCT1}} < q_{\text{HFCT2}}$ . Nachfolgend soll die Möglichkeit der Identifizierung von TE aus der Muffe anhand der Verhältnisse der Ladungen mathematisch beschrieben werden.

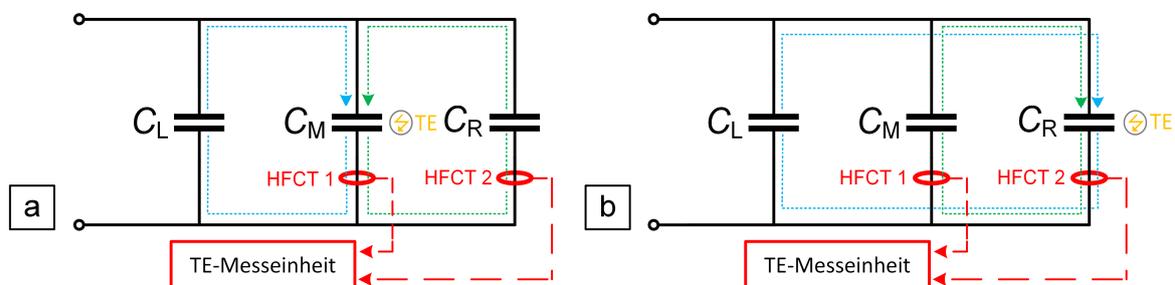


Bild 6.2: Beispiel einer Teilentladung in der Muffe, wobei die Kapazität der Muffe  $C_M$  von den Kabelkapazitäten  $C_L$  und  $C_R$  geladen wird (a) und Beispiel einer Teilentladung in der Kabelkapazität  $C_R$ , wobei  $C_R$  von den Kapazitäten  $C_L$  und  $C_M$  geladen wird (b) nach [72]

Eine Anforderung dieses Messprinzips ist, dass die Kabelkapazitäten  $C_L$  und  $C_R$  möglichst groß im Verhältnis zur Kapazität der Muffe  $C_M$ , zumindest jedoch gleich groß, sind. Die Kapazitäten der Kabel sollten möglichst gleich groß sein, wobei

$$0,2 \leq \frac{C_L}{C_R} \leq 5 \quad (26)$$

gelten sollte. Tritt eine Teilentladung im Prüfaufbau auf, so resultiert daraus ein Spannungsabfall  $\Delta U$  in der Kapazität, in welcher die TE auftrat. Diese Kapazität wird von den als Koppelkondensator fungierenden Kapazitäten nachgeladen, bis sich die Spannung an allen

Kapazitäten angleicht. Im ersten Moment nach der TE gilt, wobei  $q$  die scheinbare Ladung der TE ist:

$$\Delta U = \frac{q}{C_L + C_M + C_R} \quad (27)$$

Im Falle einer TE in der Muffe (Bild 6.2a) wird die Kapazität der Muffe von den Kapazitäten  $C_R$  und  $C_L$  nachgeladen. Es gilt, wobei  $q_{\text{HFCT1}}$  die an HFCT 1 gemessene Ladung und  $q_{\text{HFCT2}}$  die an HFCT 2 gemessene Ladung ist:

$$q_{\text{HFCT1}} = (C_L + C_R) \cdot \Delta U, \quad (28)$$

$$q_{\text{HFCT2}} = C_R \cdot \Delta U. \quad (29)$$

Unter Einhaltung der vorhin beschriebenen Voraussetzungen bezüglich der Kapazitäten resultiert:

$$q_{\text{HFCT1}} > q_{\text{HFCT2}} \quad (30)$$

Bei Teilentladungen in  $C_R$  oder  $C_L$  (Bild 6.2b), funktioniert das Messprinzip äquivalent. In diesen Fällen resultiert:

$$q_{\text{HFCT1}} < q_{\text{HFCT2}} \quad (31)$$

#### Messprinzip 2: Differenz der analogen Signale [64]

Bei diesem Messprinzip werden wiederum zwei HFCT benötigt. Die HFCT werden an den beiden Enden der Kabelmuffe, am Übergang zum Kabel, auf der äußeren halbleitenden Schicht platziert (Bild 6.3). Der Schirm muss aufgetrennt und um die HFCT geführt werden. Dadurch können im Innenleiter fortlaufende Impulse mit den HFCT gemessen werden. Der Schirm bildet den Pfad für die rücklaufenden Impulse. Würden die HFCT den Innenleiter und den Schirm umfassen, würden sich die magnetischen Felder von hin- und rücklaufendem Impuls aufheben. Die Signale  $u_{\text{HFCT1}}$  und  $u_{\text{HFCT2}}$  der beiden HFCT werden bei diesem Messprinzip subtrahiert. Das Differenzsignal  $u_{\Delta\text{HFCT}}$  wird einem TE-Messkanal zugeführt und in der Folge wird die Ladung  $q_{\Delta\text{HFCT}}$  anhand dieses Differenzsignals bestimmt. Ein Impuls von innerhalb der Muffe breitet sich in beide Richtungen aus. Bei einer gegenseitigen Bewicklung der beiden HFCT, weisen die an den HFCT gemessenen Spannungssignale im Falle eines Impulses von innerhalb der Muffe somit eine gegensinnige Polarität auf. Bei einer Subtraktion der gegensinnigen Signale, würden sich diese folglich aufaddieren. Im Falle eines außerhalb der Muffe entstandenen Impulses würden die Messsignale eine gleichsinnige Polarität aufweisen und sich bei einer Subtraktion aufheben. Die grundsätzliche Funktionsweise dieses Messprinzips ist äquivalent zu jener, der in Kapitel 5.2 vorgestellten TE-Messung mit einer TE-Messbrücke (Bild 5.3). Bei diesem Messprinzip wird eine möglichst vollständige Auslöschung von Impulsen von außerhalb der Muffe angestrebt. Verbleibt eine Restspannung  $u_{\Delta\text{HFCT}} > 0 \text{ V}$ , so wird am TE-Messkanal eine Ladung  $q_{\Delta\text{HFCT}}$  gemessen. Ein Impuls von außerhalb der Muffe, welcher sich nicht

vollständig auslöscht, könnte in der Folge nicht von einem Impuls von innerhalb der Muffe, welcher eine ebenso große Ladung anzeigen lässt, unterschieden werden. Die Subtraktion kann analog oder digital durchgeführt werden. Für eine analoge Subtraktion kann ein Differenzverstärker verwendet werden. Anstelle der Differenzverstärkerschaltung ist auch der Einsatz eines Instrumentierungsverstärkers, welcher den Vorteil einer höheren Gleichtaktunterdrückung gegenüber einem einfachen Differenzverstärker bietet, möglich. Außerdem ist die Verwendung eines Summierverstärkers möglich. In diesem Fall werden die Signale addiert. In der Folge müssen die HFCT gleichsinnig bewickelt sein, damit das Messprinzip funktioniert.

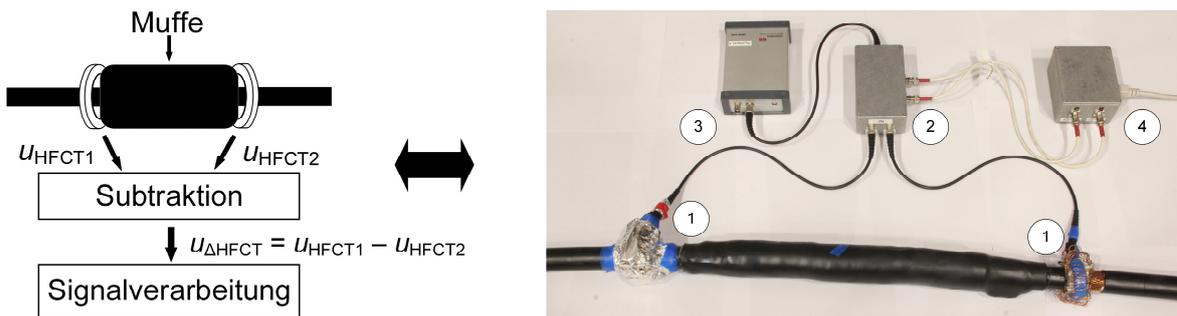


Bild 6.3: Prinzip des differenziellen Messprinzips zur Bestimmung von TE in der Muffe und realer Aufbau mit zwei HFCT an einer Kabelmuffe und Komponenten zur Signalverarbeitung, 1: HFCT, 2: Instrumentierungsverstärker, 3: MPD-600-TE-Messgerät, 4: Spannungsversorgung des Instrumentierungsverstärkers

In Bild 6.4 sind Beispiele für die messbaren Spannungssignale von zwei an einer Muffe installierten HFCT dargestellt. Dabei wurde ein Impuls in die Muffe, zwischen dem Leiterverbinder und dem Kupferschirmgeflecht, eingespeist (Bild 6.4a). Dieser Impuls soll eine Teilentladung innerhalb der Muffe simulieren. Da die verwendeten HFCT eine gegensinnige Wicklung hatten, wiesen die gemessenen Spannungssignale beider HFCT in diesem Fall eine gegensinnige Polarität auf. Bei einer Subtraktion der Signale addieren sich die Spannungssignale auf. Zusätzlich wurde ein Impuls zwischen Kabelinnenleiter und Kabelschirm am Endverschluss eingespeist (Bild 6.4b). Dieser Impuls simuliert eine Teilentladung von außerhalb der Muffe. In diesem Fall weisen die Spannungssignale der HFCT eine gleichsinnige Polarität auf. Bei einer Subtraktion der Signale heben sich die Spannungssignale auf.

#### Vor- bzw. Nachteile der Messprinzipien und Auswahl des Messprinzips

Das Messprinzip 2 (differenzielle Messmethode) bietet gegenüber Messprinzip 1 den Vorteil, dass grundsätzlich nur ein TE-Messgerät mit einem Kanal, benötigt wird. Ein Nachteil von Messprinzip 2 ist, dass eine entsprechende analoge Schaltung notwendig ist. Solch eine analoge Schaltung verursacht im Vergleich zur Anschaffung eines zusätzlichen TE-Messsystems, jedoch nur geringe Kosten. Nachteilig, neben der Notwendigkeit einer Anlogschaltung, sind die im Vergleich zu Messprinzip 2 anspruchsvolleren Anforderungen an den Messaufbau.

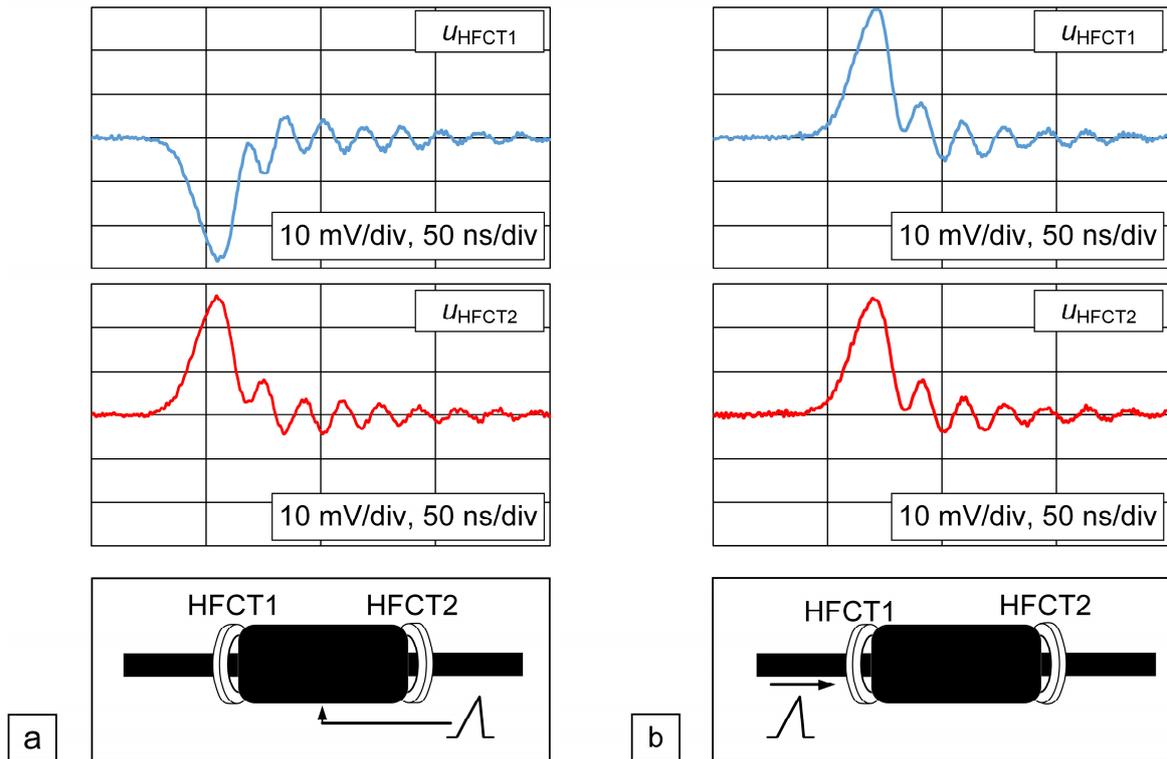


Bild 6.4: Messbare Spannungen an gegenseitig bewickelten HFCT bei Einspeisung eines Impulses von innerhalb der Muffe (a) und bei Einspeisung eines Impulses am Endverschluss (b)

Die Anforderungen sind deshalb so hoch, da sich Impulse von außerhalb der Muffe möglichst auslöschen und Impulse von innerhalb der Muffe aufsummieren sollten. Dabei sind möglichst kurze und gleich lange Leitungen an den Signalpfaden beider HFCT zu beachten, um Signallaufzeitunterschiede zu minimieren. Entsprechende Leitungsendschlüsse, Symmetrie des Aufbaus und äquivalente Übertragungsfunktionen der HFCT sind zu beachten, um die Signalpfade beider HFCT möglichst anzugleichen. Insbesondere die Äquivalenz der Übertragungsfunktionen der HFCT ist aufgrund der Toleranz der relativen Permeabilität  $\mu_r$  der Ferritkerne nur schwer zu realisieren. Messprinzip 1 ist weniger anspruchsvoll hinsichtlich des Aufbaus. Eine Voraussetzung ist, dass die verbundenen Kabelabschnitte ausreichend lang sind, damit die Kabelkapazitäten größer als die Kapazität der Muffe sind. Da bei Messprinzip 1 das Verhältnis der Ladungen betrachtet wird, fallen Unterschiede der Übertragungsfunktion der HFCT kaum ins Gewicht. Ein Nachteil ist, dass zwei TE-Messkanäle benötigt werden.

Im Rahmen dieser Arbeit wurde Messprinzip 2 eingesetzt, da nur ein TE-Messkanal für dieses Messprinzip benötigt wird. Außerdem konnte die Auswirkung der einseitigen Erdung des Kabelschirms auf Messprinzip 1 im Vorfeld, insbesondere hinsichtlich der Impulsausbreitung und Reflektionen, nicht genau abgeschätzt werden. Die einseitige Erdung des Kabelschirms erfolgt aufgrund der Kabelerwärmung mit Heiztransformatoren (Erläuterung erfolgt in Kapitel 6.2).

## 6.1.2 Komponenten des Messsystems

### Instrumentierungsverstärker mit Spannungsversorgung

Um das Prinzip zur Unterscheidung von Impulsen mit Ursprung innerhalb und außerhalb einer Muffe realisieren zu können, musste eine entsprechende analoge Signalverarbeitung umgesetzt werden. Zu diesem Zweck kann beispielsweise ein Differenzverstärker eingesetzt werden. Das Prinzip lässt sich, wie bereits in Kapitel 6.1.1 erläutert wurde, auch mit einem Summierverstärker umsetzen. Um Eigenschaften wie eine hohe Gleichtaktunterdrückung und einen möglichst geringen Spannungsoffset zu erreichen, kann ein Instrumentierungsverstärker eingesetzt werden. Von Vorteil, speziell hinsichtlich der hochfrequenten TE-Impulse, ist der Aufbau der Platine in SMD-Technik. Es existieren kommerziell erwerbbar, vorbestückte Platinen, die diesen Anforderungen genügen. Bei dieser Arbeit wurde das Evaluierungsboard „EVAL-CN0273-EB1Z“ des Herstellers Analog Devices verwendet (Datenblatt in den Bildern C.8–C.12 im Anhang C) und in einem Aluminiumgehäuse untergebracht (Bild 6.5). Das Evaluierungsboard besteht aus einem Instrumentierungsverstärker mit entsprechender Peripherie. Der Instrumentierungsverstärker weist eine Bandbreite von 35 MHz und eine Verstärkung von  $G = 5$  auf. Aufgrund eines Spannungsteilers am Ausgang des Verstärkers ergibt sich eine effektive Verstärkung von  $G = 2,5$ . Als Anschlüsse für Ein- und Ausgänge sind SMA-Anschlussbuchsen vorhanden. Die Spannungsversorgung erfolgt mit  $U = \pm 5 \text{ V}$ .

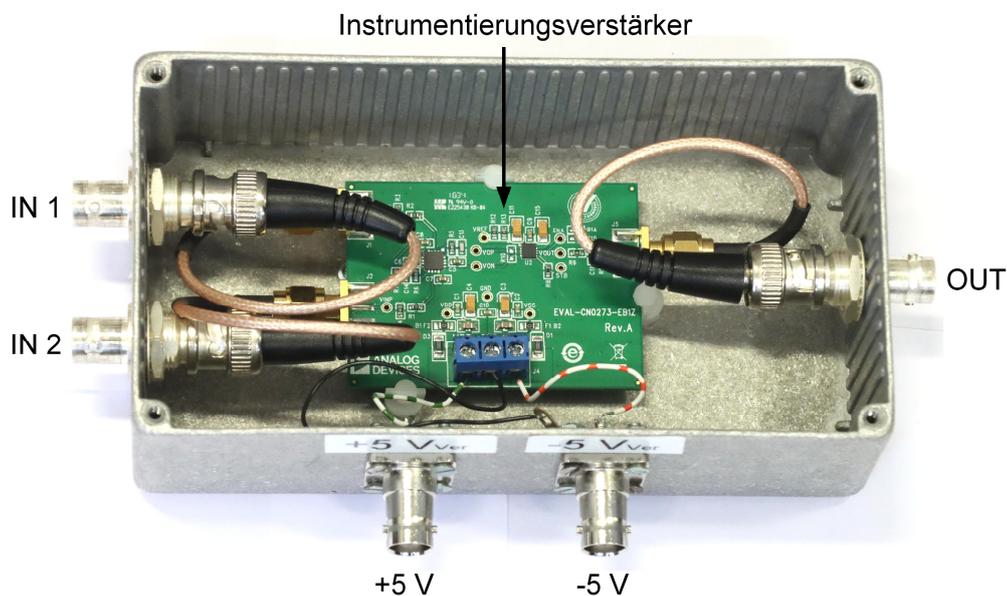


Bild 6.5: Instrumentierungsverstärker-Evaluierungsboard EVAL-CN0273-EB1Z von Analog Devices

Zur Realisierung der  $\pm 5 \text{ V}$ -Spannungsversorgung für den Instrumentierungsverstärker wurde eine eigene Schaltung angefertigt und in einem Aluminium-Gehäuse untergebracht. Das Schaltbild ist in Bild 6.6 dargestellt. Die elektrische Verbindung zwischen der Spannungsversorgung und dem Instrumentierungsverstärker wurde durch Koaxialkabel mit BNC-Steckern hergestellt. Die Schaltung wird mit Netzspannung versorgt. Um den Status der Spannungsversorgung optisch zu signalisieren, wurden Signal-LEDs eingesetzt.

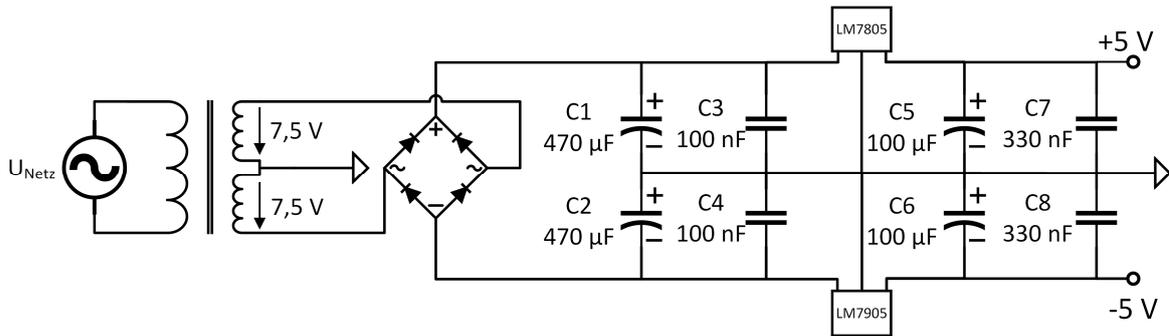


Bild 6.6: Schaltplan der Spannungsversorgung des Instrumentierungsverstärkers

## 6.2 Orientierende Untersuchungen der Messtechnik

### Frequenzgang und Transferimpedanz

Es wurden orientierende Messungen zur Untersuchung der Messtechnik durchgeführt. Von Interesse war dabei das Übertragungsverhalten der HFCT. Wie in Kapitel 6.1.1 beschrieben wurde, ist ein möglichst gleiches Übertragungsverhalten der beiden an einer Muffe installierten HFCT für den erfolgreichen Einsatz des differentiellen TE-Messprinzips, essenziell. Eine weitere Anforderung ist, dass die Transferimpedanz im Frequenzband des TE-Messgeräts möglichst konstant ist. Dadurch werden Integrationsfehler minimiert. Um das Übertragungsverhalten der HFCT zu untersuchen, wurde die Übertragungsfunktion mehrerer HFCT mit zwei unterschiedlich großen Ferritkernen und unterschiedlicher Windungszahl  $n$  aufgenommen. Zur Durchführung der Messungen wurde ein Frequenzgenerator in Serie mit einem Lastwiderstand  $R_{\text{innen}} = 55 \Omega$  verschaltet. Der Strompfad führte durch den HFCT (Bild 6.7). Es wurde eine sinusförmige Spannung  $U_{\text{AC}}$  variabler Frequenz eingestellt. Die Frequenz wurde von 10 kHz bis 40 MHz in unterschiedlichen Intervallen erhöht. Der Messwiderstand des HFCT betrug  $R_m = 47 \Omega$ .

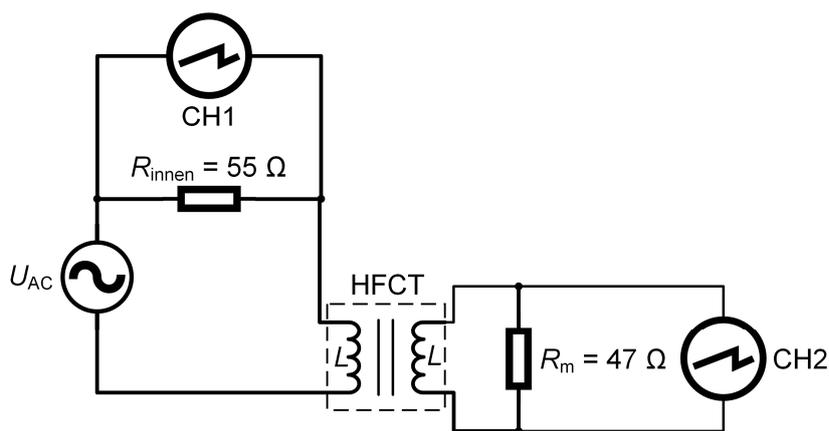


Bild 6.7: Schaltungsaufbau zur Bestimmung des Frequenzverhaltens der Transferimpedanz  $Z_T$  der HFCT

In Bild 6.8 ist die Transferimpedanz diverser HFCT in Abhängigkeit der Frequenz aufgetragen. Dabei ist feststellbar, dass die HFCT mit gleichem Ferritkern und gleicher Win-

dungszahl ein ähnliches Übertragungsverhalten im linearen Bereich aufweisen. Erwartungsgemäß stimmt das Übertragungsverhalten der einzelnen HFCT nicht völlig überein, was auf die Abweichungen der Permeabilität der Ferritkerne zurückzuführen ist.

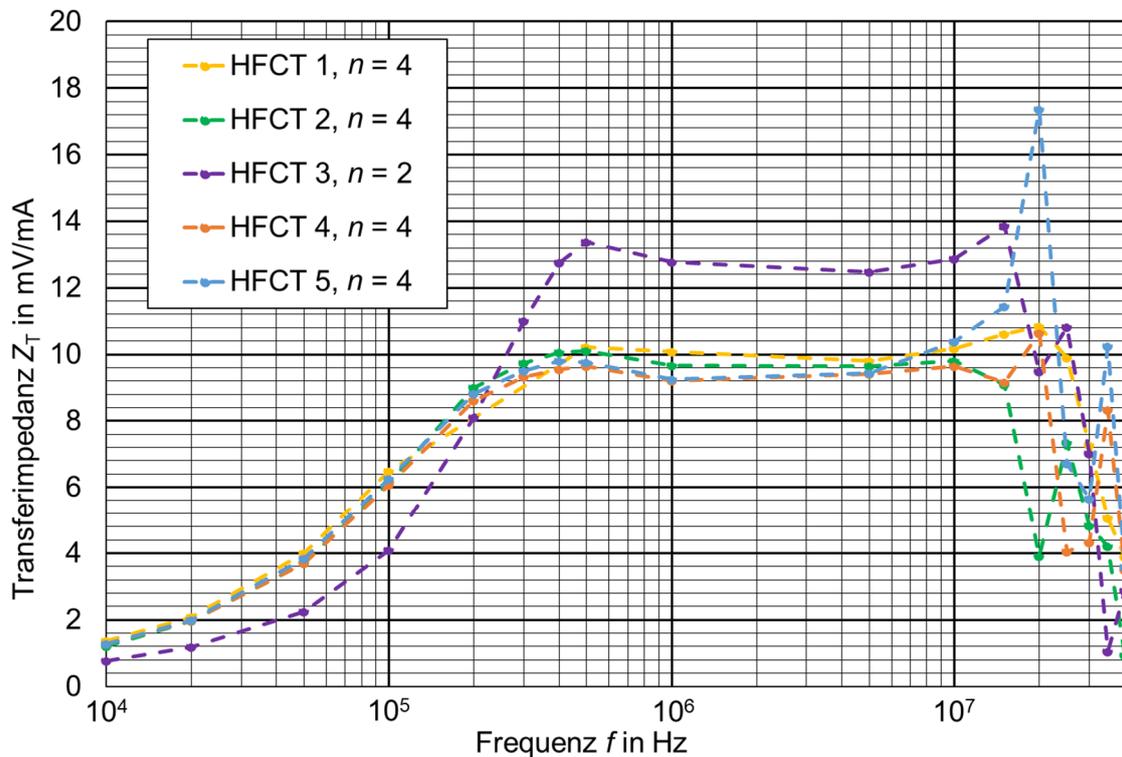


Bild 6.8: Transferimpedanz von HFCT mit unterschiedlicher Windungszahl  $n$  und unterschiedlichen Abmessungen des Ferritkerns, in Abhängigkeit der Frequenz, HFCT 1 wies Abmessungen von 30 mm x 19,5 mm x 18,8 mm und HFCT 2 – 5 wiesen Abmessungen von 51 mm x 33 mm x 15 mm auf

Die HFCT mit  $n = 4$  Windungen weisen im linearen Bereich eine Transferimpedanz in der Größenordnung von  $Z_T \approx 10$  mV/mA auf. In Tabelle 6.1 sind die Kennwerte der untersuchten HFCT dargestellt.

Tabelle 6.1: Gegebene, berechnete und gemessene Kennwerte diverser HFCT, die Transferimpedanz stellt den Maximalwert im linearen Frequenzbereich von 100 kHz bis 15 MHz dar

HFCT		$n$	$R_m$	Berechnet		Gemessen	
Nr.	Kerngröße			$L$	$f_{g1}$	$f_{g1,gem}$	$Z_T$
-	$r_a \times r_{in} \times b$ in mm	-	$\Omega$	mH	kHz	kHz	mV/mA
1	30 x 19,5 x 18,8	4	50	0,09	71	70	10,6
2	51 x 33 x 15	4	47	0,11	83	78	10,1
3	51 x 33 x 15	2	47	0,11	333	171	13,9
4	51 x 33 x 15	4	47	0,11	83	74	9,6
5	51 x 33 x 15	4	47	0,11	83	78	10,4

Dabei sind die Induktivität und die untere Grenzfrequenz der HFCT anhand der Gleichungen in Kapitel 5.3 berechnet worden. Die untere Grenzfrequenz ist gemäß der Norm DIN EN 60270 jene Frequenz, bei welcher die Transferimpedanz um 6 dB bezogen auf den Maximalwert im linearen Bereich, gefallen ist [62]. Es ist ersichtlich, dass die errechnete und die aus den Messwerten resultierende Grenzfrequenz im Falle von  $n = 4$  nur geringe Abweichungen aufweisen. Bei einer Windungszahl  $n = 2$  unterscheiden sich die Werte der berechneten und der gemessenen Grenzfrequenzen deutlicher. Die Transferimpedanz müsste bei Verdoppelung der Windungszahl gemäß Gleichung 22 um den Faktor 1,25 abnehmen. Aus den Messergebnissen aus Tabelle 6.1 ist errechenbar, dass sich ein Faktor von etwa 1,3 ergab. Die Abweichungen von den errechneten Werten könnte auf Messabweichungen und auf die Tatsache, dass die Gleichungen nur Näherungen darstellen, zurückzuführen sein.

### Dimensionierung der HFCT

Basierend auf den Erkenntnissen der durchgeführten Erprobungen, wurden die HFCT final dimensioniert und die Ferritkerne entsprechend bewickelt (Bild 6.9). Die Windungszahl wurde dabei möglichst niedrig gewählt, um eine hohe Transferimpedanz zu gewährleisten. Da die untere Grenzfrequenz bei der Windungszahl  $n = 4$  unter  $f_{g1} = 100$  kHz lag (Tabelle 6.2), wurde diese Windungszahl gewählt. Dadurch ist die breitbandigste TE-Messung gemäß DIN EN 60270 mit einer Bandbreite von  $\Delta f = 900$  kHz möglich, da die obere Grenzfrequenz des TE-Messgeräts bei  $f_2 < 1$  MHz liegen muss [62].

Tabelle 6.2: Berechnete und gemessene Kennwerte eines HFCT mit finaler Dimensionierung und variablem Messwiderstand

Abmessungen	Eingestellt		Berechnet		Gemessen	
	$n$	$R_m$	$L$	$f_{g1, 50 \Omega}$	$f_{g1, gem., 50 \Omega}$	$Z_T, 50 \Omega$
$r_a \times r_{in} \times b$ in mm	-	$\Omega$	mH	kHz	kHz	mV/mA
30 x 19,5 x 18,8	4	0 bis 100 (var.)	0,09	72	70	10,6

Als elektrisches Leitermaterial für die Wicklung wurde Kupfer-Lackdraht mit einem Durchmesser von 0,8 mm eingesetzt. Aufgrund der isolierenden Lackschicht können die Windungen eng zusammengewickelt werden. Bei Erprobungen hat sich herausgestellt, dass der Abstand zwischen der Wicklung und dem durch den HFCT geführten Leiter eine Auswirkung auf das Übertragungsverhalten des HFCT hat. Verschiedene untersuchte HFCT wiesen das ähnlichste Übertragungsverhalten auf, wenn die Bewicklung und die Position des durchgeführten Leiters gleich ausgeführt wurden. Durch eine möglichst konzentrierte Bewicklung können bei Anwendung des differenziellen Messprinzips, beide an einer Kabelmuffe installierten HFCT symmetrisch in den Prüfaufbau integriert werden. Für die finalen HFCT wurden die kleineren Ferritkerne herangezogen, da sie durch ihre geringeren Abmessungen konzentrischer am Kabel liegen als die größeren Ferritkerne. Um

ein Mindestmaß an mechanischer Stabilität der HFCT zu gewährleisten, wurden die Wicklung und die Platine mit selbstklebendem Isolierband fixiert.

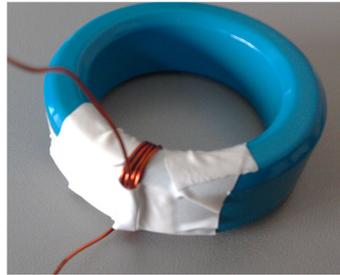


Bild 6.9: HFCT mit den Abmessungen 30 mm x 19,5 mm x 18,8 mm ( $r_a \times r_{in} \times b$ ) und der Windungszahl  $n = 4$

Das differenzielle TE-Messprinzip erfordert möglichst symmetrische Signalpfade. Da zwei HFCT mit gleicher Übertragungsfunktion mit dem verwendeten Material der Ferritkerne nicht realisierbar sind, wurden verstellbare Messwiderstände realisiert. Dazu wurden Trimpotentiometer verwendet. Durch die Möglichkeit der Anpassung des Messwiderstandes, kann eine Angleichung der Übertragungsfunktionen der beiden HFCT erreicht werden. Bei einer Veränderung des Messwiderstandes werden immer die Amplitude als auch das Frequenzverhalten angepasst (Kapitel 5.3). In der Folge kann keine vollständige Äquivalenz der HFCT hergestellt, sondern nur ein Optimierungspunkt gefunden werden. Die HFCT wurden mit einer eigenen Platine verbunden, welche ein fein abgestuftes Trimpotentiometer mit einem Widerstandsbereich von 0 bis 100  $\Omega$  enthält. Außerdem sind Schutzelemente und eine BNC-Buchse in der Platine eingelötet. Das Prinzipschaltbild der HFCT mit Platine ist in Bild 6.10 dargestellt.

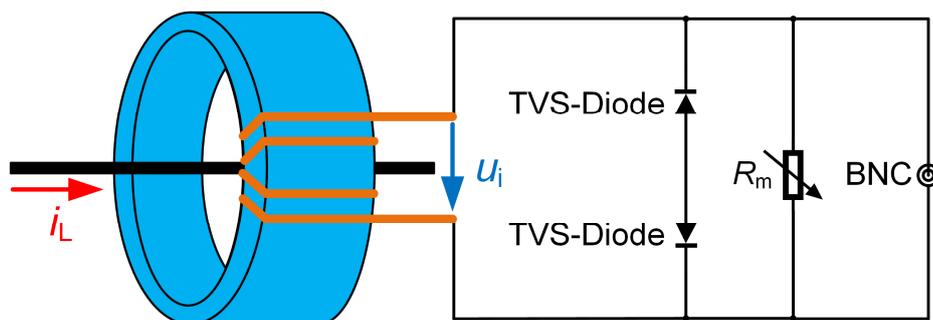


Bild 6.10: Prinzipschaltbild eines HFCT mit Platine

## 6.3 Versuchsanordnung im Labor

### 6.3.1 Prüfaufbauten

#### TE-Messung bei Gleichspannungsbeanspruchung

Im Folgenden wird der Prüfaufbau der TE-Messungen bei Gleichspannungsbeanspruchung beschrieben. Der Prüfaufbau ist schematisch in Bild 6.11 dargestellt und der reale Prüfaufbau ist in Bild 6.12 abgebildet. Die untersuchte Kabelmuffe ist eine 12/20-kV-AC-Warm-

schrumpfmuffe des Herstellers TE Connectivity des Typs Raychem MXSU-5131 (Datenblatt in Bild C.2 im Anhang C). Die Muffe verbindet zwei 12/20-kV-AC-VPE-Kabel (Silec NA2XS(F)2Y 1x150/25 RM) von 5 m und 10 m Länge miteinander. Die Anbringung der HFCT erfolgte an den Übergängen vom Kabel zur Kabelmuffe, wobei die Schirmdrähte um die HFCT herumgeführt wurden. Die HFCT wurden mit den in Kapitel 6.2 beschriebenen Platinen verbunden, welche per BNC-Kabel mit einem Koaxialrelais des Herstellers Tohtsu des Typs CX-230 (Datenblatt in Bild C.13 und Bild C.14 im Anhang C) verbunden wurden. Das Koaxialrelais stellte eine Verbindung zwischen den HFCT und dem Instrumentierungsverstärker her, die Notwendigkeit der Benutzung von Koaxialrelais wird im weiteren Verlauf des Kapitels beschrieben. Der Ausgang des Instrumentierungsverstärkers wurde an ein Omicron-MPD-600-TE-Messsystem angeschlossen.

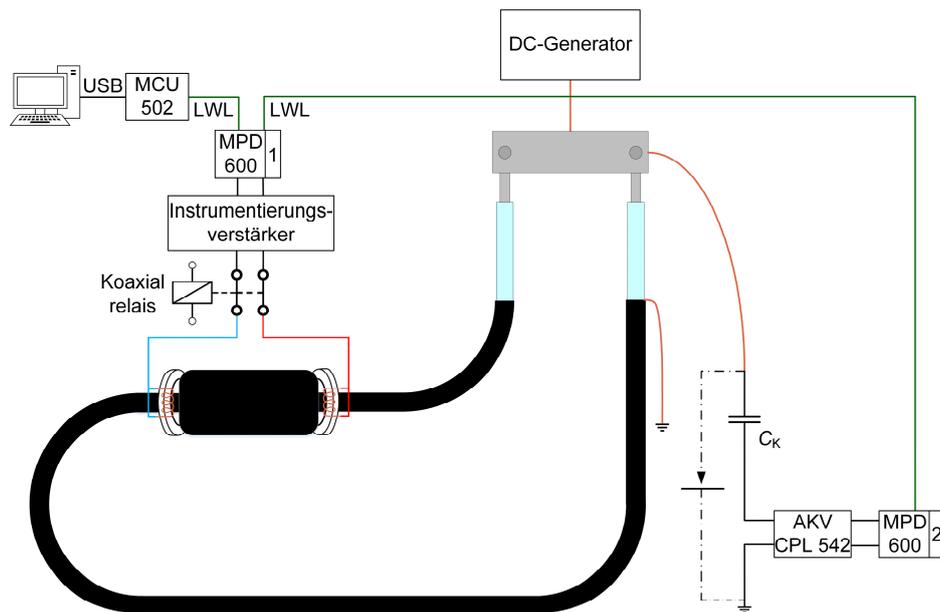


Bild 6.11: Schematische Darstellung des Versuchsaufbaus der TE-Messungen bei Gleichspannungsbeanspruchung, die strichliert eingezeichnete Spitzen-Platten-Anordnung stellt eine optionale Funkenstrecke dar

An den Kabelenden erfolgte eine Freilegung der VPE-Isolierung über eine Länge von 1 m, um Überschläge zu verhindern und die Kriechstrecke zu verlängern. Da bei Wechselspannungsbeanspruchung Entladungen im Endverschlussbereich auftraten, wurde ein aufschiebbares Feldsteuerelement (FSE) mit geometrischer Feldsteuerung aufgebracht (NKT FSE Type 03, Datenblatt in Bild C.6 und Bild C.7 im Anhang C). Die Enden der Innenleiter wurden mit Kabelschuhen versehen und mit einer Aluminiumplatte verbunden. Dadurch ergab sich eine kurzgeschlossene Leiterschleife, welche das Fließen eines Heizstroms ermöglichte. Die Innenleiter der Kabel wurden per Kupferlitze mit der DC-Anlage GPM 30/800 verbunden. Des Weiteren wurde ein Koppelkondensator  $C_k$  mit einer Kapazität von  $C_k = 1200 \text{ pF}$  parallel zum Kabel geschaltet. Mit dem Koppelkondensator wurde eine konventionelle TE-Auskopplung durchgeführt, welche als norm-konforme Referenz dient. Zusätzlich wurde die konventionelle TE-Auskopplung zur Beurteilung des Ursprungs von gemessenen Impulsen genutzt. Der gesamte Aufbau wurde derartig realisiert, dass äußere

Teilentladungen weitestgehend verhindert und Einflüsse aus der Umgebung reduziert wurden.

Um die Muffe im Zuge der TE-Messungen thermisch zu belasten, wurde eine Beheizung durchgeführt. Die Beheizung erfolgte mit Hilfe von Heiztransformatoren des Herstellers trafomodern des Typs TS 13,5sond (Typenschild in Bild B.1 im Anhang B). Diese Transformatoren induzieren eine Wechselspannung in das als Sekundärwicklung fungierende Kabel. Primärseitig wurden die Heiztransformatoren von 230/400-V-Stelltransformatoren versorgt. Neben der Prüfschleife wurde eine zweite Kabelschleife als Referenzschleife aufgebaut. An der Referenzschleife kann, im Gegensatz zur Prüfschleife, die Temperatur des Innenleiters gemessen werden. Zur Überwachung der Temperatur wurden Thermoelemente eingesetzt, welche am Datenlogger LOGOSCREEN-600 des Herstellers Jumo ausgewertet wurden.

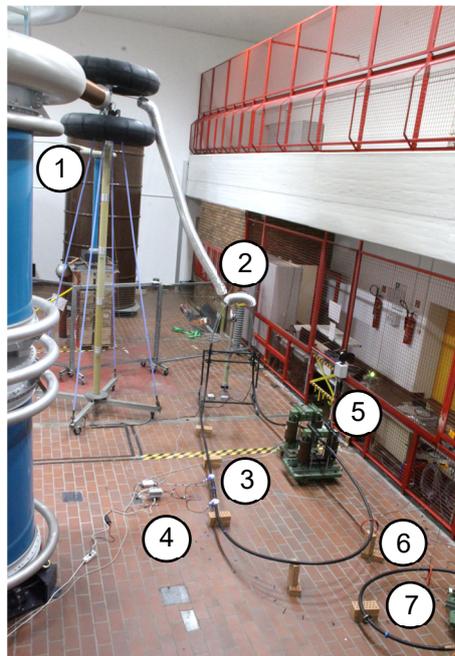


Bild 6.12: Prüfaufbau der TE-Messungen im Labor bei Gleichspannungsbeanspruchung, 1: DC-Anlage, 2: verbundene Kabelenden, 3: Koppelkondensator mit Messkomponenten, 4: HFCT mit Messkomponenten, 5: Heiztransformatoren, 6: Rogowskispulen, 7: Referenzschleife

#### Vorversuche mit Funkenstrecke

Um das ausgewählte Messprinzip am realen Prüfaufbau zu erproben, wurde eine Funkenstrecke parallel zum Kabel bzw. zum Koppelkondensator geschaltet (Bild 6.11). Die Elektroden der Funkenstrecke bildeten dabei eine Spitze-Platte-Anordnung. Bei Beanspruchung mit einer entsprechend hohen Spannung kam es zu Entladungen. Die dabei entstandenen Impulse wurden anhand des Differenzsignals der HFCT als auch am Koppelkondensator gemessen. Anhand der am Koppelkondensator und der am Differenzsignal der HFCT gemessenen Ladung konnte abgeschätzt werden, inwiefern von

außerhalb der Muffe stammende Impulse, durch das differenzielle Messprinzip abgeschwächt werden.

### Einspeisung von Impulsen in die Kabelmuffe

Um die Vorgänge beim Auftreten einer Teilentladung in der Kabelmuffe untersuchen zu können, wurden der Leiter und das Schirmgeflecht der Kabelmuffe nach Durchführung der DC-Prüfzyklen (Kapitel 6.3.3) zugänglich gemacht. Durch eine Bohrung wurden der Leiter und das Schirmgeflecht der Muffe freigelegt und konnten dadurch elektrisch kontaktiert werden. Dies wurde deshalb erst nach den Prüfzyklen durchgeführt, da die Isolierung der Kabelmuffe dabei zerstört wird. Zwischen Schirmgeflecht und Leiter der Muffe konnten in der Folge TE-Kalibrierimpulse eingespeist werden und TE-Impulse von innerhalb der Muffe simuliert werden. Die eingespeisten Impulse wurden einerseits am Differenzsignal der HFCT und andererseits per Ankoppelvierpol am Koppelkondensator erfasst. Der Aufbau dieser Versuche ist in Bild 6.13 dargestellt.

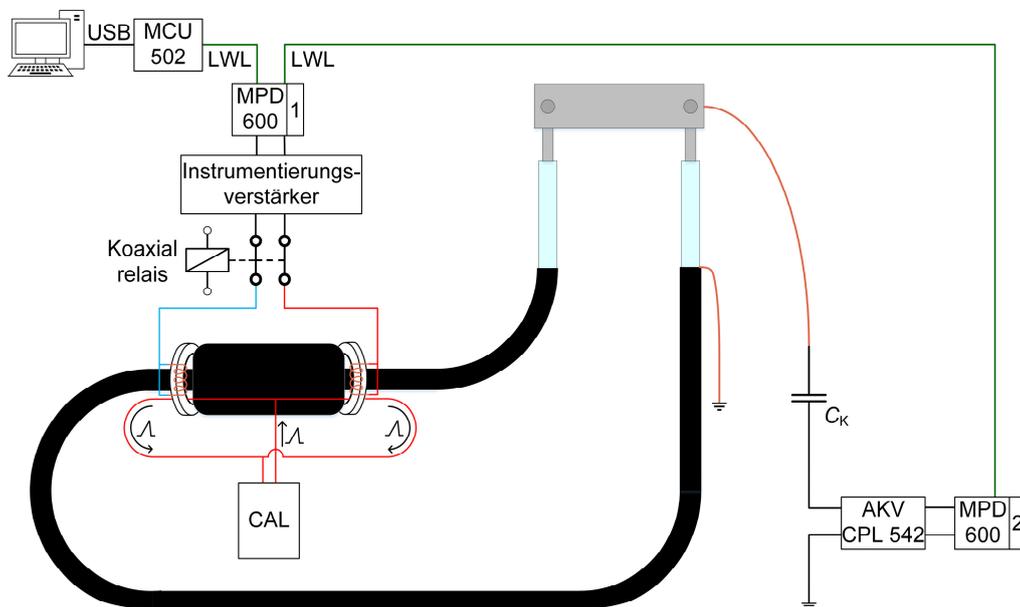


Bild 6.13: Einspeisung von TE-Kalibrierimpulsen in Kabelmuffe

### Heizstrom

Bei der Erwärmung der Kabelmuffe wurden Innenleitertemperaturen von  $\vartheta_L = 70 \text{ °C}$  angestrebt. Diese Temperatur wurde gewählt, da eine möglichst große thermische Belastung erreicht werden sollte. Dabei sollte jedoch keine thermische Überlastung auftreten, weshalb die gewählte Temperatur unter der maximalen Betriebstemperatur des Kabels und der Kabelmuffe liegt. Bei angestrebten Innenleitertemperaturen von ungefähr  $70 \text{ °C}$  fließen im Innenleiter Heizströme in der Größenordnung von etwa 500 A. Ein Problem, das hierbei entstehen kann, ist, dass die HFCT am Ausgang eine für die nachgeschaltete Elektronik zu hohe Ausgangsspannung erzeugen könnten. Jedoch beträgt die aus Messdaten durch Extrapolation ermittelte Dämpfung für eine 50-Hz-Spannung etwa 45 dB, bezogen auf den linearen Messbereich. Daher resultieren entsprechend der Transferimpedanz bei einem Heizstrom von 500 A mit 50 Hz, nur Spannungen unter  $U = 1 \text{ V}$ . Diese Spannung wäre für

die Elektronik problemlos beherrschbar. Durch praktische Untersuchungen konnte ermittelt werden, dass die HFCT bei 50-Hz-Strömen ab etwa  $I = 10\text{ A}$  Sättigungserscheinungen aufweisen. Bei einer aktiven Beheizung des Kabels können Teilentladungen somit nicht korrekt gemessen werden. Zusätzlich wurden bei einem Heizstrom von etwa  $I \approx 500\text{ A}$ , Spannungen am Ausgang der HFCT im Bereich von mehreren Volt gemessen. Dies kann potenziell eine Überbeanspruchung des Instrumentierungsverstärkers zur Folge haben. Aus diesem Grund wurde mit einem Koaxialrelais die Möglichkeit geschaffen, die HFCT von der nachfolgenden Verstärkerschaltung zu trennen. Es wurden zu diesem Zweck ein 50- $\Omega$ -Koaxialrelais des Herstellers Toitsu des Typs CX-230 (Datenblatt in Bild C.13 und Bild C.14 im Anhang C) eingesetzt. Die Koaxialrelais öffnen die Verbindung von HFCT und Verstärkerschaltung kurz bevor die Heiztransformatoren per Schütz eingeschaltet werden. Die Heiztransformatoren werden per Zeitrelais um einige Sekunden verzögert eingeschaltet, damit die Koaxialrelais die Verbindungen zuerst sicher öffnen. Werden die Heiztransformatoren ausgeschaltet, verbindet das Koaxialrelais folglich die HFCT mit der Verstärkerschaltung. Eine TE-Messung mit den HFCT erfolgt somit nur, wenn die Heiztransformatoren nicht aktiv sind.

#### TE-Messung bei Wechselspannungsbeanspruchung

Die hohe Wechselspannung wurde durch einen Hochspannungsprüftransformator des Herstellers MWB des Typs TEO 100/10 (Datenblatt in Bild C.5 im Anhang C) erzeugt. Der Prüftransformator wurde von einem netzgespeisten Stelltransformator versorgt. Zur Teilentladungsmessung wurde eine konventionelle TE-Auskopplung gemäß DIN EN 60270 realisiert. Die Auskopplung der Teilentladungen erfolgte durch einen Koppelkondensator mit einer Kapazität von  $C_K = 1200\text{ pF}$ . Ein Vorwiderstand  $R = 50\text{ k}\Omega$  wurde zur Strombegrenzung im Falle eines Durchschlags und als Filter verwendet. Der im Labor realisierte Prüfaufbau ist im Anhang B in Bild B.7 dargestellt. Das Ersatzschaltbild des Aufbaus ist in Bild 6.14 dargestellt.

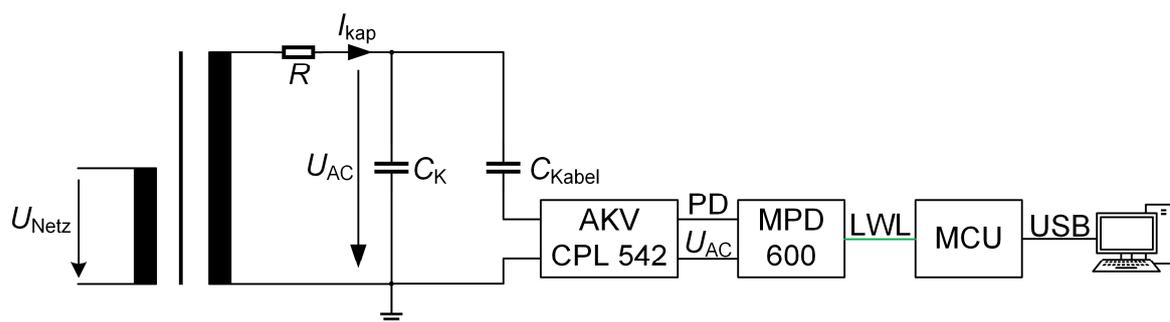


Bild 6.14: Ersatzschaltbild des aufgebauten TE-Messkreises bei Wechselspannungsbeanspruchung

Bei der Wahl des Prüftransformators ist der maximal zulässige Strom zu beachten. Im Dauerbetrieb liefert der verwendete Prüftransformator hochspannungsseitig einen Nennstrom von  $I = 50\text{ mA}$ . Der Strom kann bei diesem Aufbau näherungsweise als rein kapazitiv angenommen werden. Zur Berechnung des kapazitiven Stroms müssen die Kapazität des Koppelkondensators  $C_K$  und die Kapazität der Kabelstrecke  $C_{\text{Kabel}}$  beachtet werden.

Aufgrund des fehlenden Datenblatts des Kabels, wurde die Kabelkapazität dem Datenblatt eines Kabels mit der gleichen Nennspannung und dem gleichen Leiterquerschnitt entnommen (Datenblatt in Bild C.3 und Bild C.4 im Anhang C). Die Berechnung des kapazitiven Stroms erfolgt anhand von Gleichung 32 unter Beachtung von Gleichung 33. Die Spannung  $U_{AC}$  wurde bis auf die 2,5-fache Nennspannung  $U_{AC} = 2,5 \cdot U_0$  gesteigert (Kapitel 6.3.2). Die gewählte Spannung ist zulässig da der Nennstrom nicht überschritten wird.

$$I_{\text{kap}} = \frac{U}{X_C} = U \cdot 2\pi \cdot f \cdot C = 30 \text{ kV} \cdot 2\pi \cdot 50 \text{ Hz} \cdot 5,1 \text{ nF} = 48,1 \text{ mA} \quad (32)$$

$$C = C_k + C_{\text{Kabel}} = 1200 \text{ pF} + \frac{15 \text{ m} \cdot 0,26 \cdot \frac{\mu\text{F}}{\text{km}}}{1000 \text{ m}} = 1,2 \text{ nF} + 3,9 \text{ nF} = 5,1 \text{ nF} \quad (33)$$

### Kalibrierung der TE-Messsysteme sowie Abgleich der HFCT

Vor den DC-Prüfzyklen, welche in Kapitel 6.3.3 noch erläutert werden, wurde die Kalibrierung der beiden TE-Messsysteme vorgenommen. Zusätzlich erfolgte ein Abgleich der HFCT. Zur Kalibrierung von TE-Messsystem (1) wurde bei den bereits in den Prüfaufbau integrierten HFCT, ein Lackdraht mit partiell entferntem Lack durch die Ferritkerne geführt. Anschließend wurde der Lackdraht so mit dem Impulskalibrator verbunden, dass ein Impuls von innerhalb der Muffe simuliert wurde (Bild 6.15a). Darauf erfolgte die Einspeisung eines 100-pC-Kalibrierimpulses. Die HFCT mit der Platine waren mit dem Instrumentierungsverstärker und jener wiederum mit einem Omicron-MPD-600-TE-Messgerät verbunden. Das TE-Messgerät wurde mit der am Messcomputer angeschlossenen Kontrolleinheit (MCU) verbunden war. Der gemessene Kalibrierimpuls wurde in der Software als 100-pC-Impuls festgelegt. Die Kalibrierung wurde auf diese Art und Weise durchgeführt, da in die Muffe selbst kein Kalibrierimpuls eingespeist werden kann, ohne die Isolierung der Muffe vorher zu zerstören. Durch die beschriebene Kalibrieremethode ist es möglich, einen Impuls in der Muffe zu simulieren [73, 74]. Zur Kalibrierung der TE-Messeinheit beim Koppelkondensator, wurden TE-Kalibrierimpulse zwischen Innenleiter und Kabelschirm am Endverschluss eingespeist (Bild 6.15b).

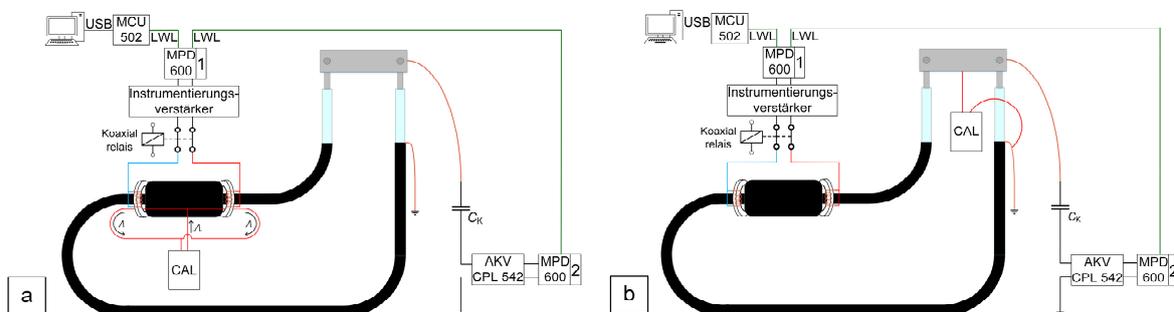


Bild 6.15: Kalibrierung des TE-Messsystems (1) mit den HFCT an der Muffe (a) und Kalibrierung des Messsystems (2) am Koppelkondensator sowie Abgleich der HFCT (b)

Die Einspeisung der Kalibrierimpulse erfolgte somit parallel zum Kabel und zum Koppelkondensator. Diese Kalibrierimpulse stellen für die Kabelmuffe einen Impuls von außerhalb

der Muffe dar. In der Folge kann damit das differenzielle Messprinzip überprüft und der Abgleich der HFCT kann auf diesen Impuls vorgenommen werden. Im Zuge des Abgleichs wurden die Messwiderstände der HFCT durch Verstellung der Trimpotentiometer so lange verändert, bis sich die eingespeisten Impulse von außen bestmöglich auslöschten und ein Optimierungspunkt gefunden wurde.

### Einstellungen der Omicron-MPD-600-Messsysteme

Nachfolgend werden wichtige Einstellungen des Omicron-Messsystems genannt, welche in der Omicron-Software vorgenommen wurden. Die optimale Messfrequenz wurde anhand empirischer Erfahrungswerte und aufgrund von Vorerprobungen folgendermaßen gewählt, wobei  $\Delta f$  die Bandbreite und  $f_{\text{Center}}$  die Mittenfrequenz darstellten:

- $\Delta f = 800 \text{ kHz}$
- $f_{\text{Center}} = 500 \text{ kHz}$

Bei der gewählten Verstärkerstufe betrug der Grundstörpegel etwa 7 pC bis 9 pC. Der Grundstörpegel wird vom Grundrauschen des AD-Umsetzers, welches von der gewählten Verstärkerstufe abhängig ist, beeinflusst. Der Schwellenwert der Impulsladungen des TE-Messsystems (1) mit der induktiven Auskopplung wurde unter Berücksichtigung des vorherrschenden Grundstörpegels folgendermaßen gewählt:

- TE-Triggerschwelle = 10 pC

Das konventionelle TE-Messsystem (2) mit dem Koppelkondensator, zeigte einen wesentlich geringeren Grundstörpegel, verglichen zu TE-Messsystem 1 auf. Der Grundstörpegel lag zwischen 2 pC und 4 pC. Der höhere Grundstörpegel im Falle von Messsystem 1, ist auf den Instrumentierungsverstärker zurückzuführen. Somit wurde der Schwellenwert der Impulsladungen an Messsystem 2 folgendermaßen gewählt:

- TE-Triggerschwelle = 5 pC

Die Totzeit  $t_{\text{dead}}$  (engl.: dead time) ergab sich aufgrund der gewählten Bandbreite zu:

- $t_{\text{dead}} = 1,54 \mu\text{s}$

Die Omicron-Software kann anhand der Amplitude der gemessenen Impulse automatisch die Verstärkerstufe des verwendeten TE-Messgeräts MPD 600 anpassen (Auto gain). Bei der Umschaltung der Verstärkerstufe kommt es jedoch zur Generierung und Messung von Störimpulsen, welche nicht von Teilentladungsimpulsen unterschieden werden können. Aus diesem Grund wurde die Einstellung Auto gain bei Durchführung der DC-Prüfzyklen deaktiviert und stattdessen eine spezifische Verstärkerstufe gewählt. Die Verstärkerstufe wurde so gewählt, dass Impulse mit einer Ladung ab  $q = 10 \text{ pC}$  noch gemessen werden können. Aufgrund der Deaktivierung von Auto gain, kommt es zu einer Einschränkung des Dynamikbereichs. Impulse mit zu hoher Amplitude werden folglich nicht mehr korrekt gemessen, was im Zuge dieser Arbeit aber ein akzeptabler Kompromiss ist. Bei den aufgenommenen Messdaten konnte nur in wenigen Fällen ein Übersteuern des Messeingangs festgestellt werden. Die Vorversuche wurden im Allgemeinen mit aktiviertem Auto gain durchgeführt.

### 6.3.2 Referenzmessungen

Vor der Durchführung der Teilentladungsmessungen bei Gleichspannungsbeanspruchung wurde überprüft, ob die Muffe und das Kabel unter Wechsellspannungsbeanspruchung teilentladungsfrei sind. Nach der Durchführung der DC-Prüfzyklen wurden diese Referenzmessungen wiederholt. Die Prüfprozedur orientiert sich am harmonisierten europäischen Dokument CENELEC HD-629-1-S3, welches die Prüfvoraussetzungen für extrudierte Mittelspannungskabel beschreibt [75]. Die Prüfung sieht vor, dass das zu prüfende Kabel bei der doppelten Nennspannung von  $2 \cdot U_0$  keine Teilentladungen größer  $q = 10 \text{ pC}$  zeigt. Die Nennspannung des verwendeten Kabels beträgt  $U_0 = 12 \text{ kV}$ . Bei dieser Arbeit wurde eine Prüfspannung von  $2,5 \cdot U_0$  gewählt, was über die von CENELEC HD-629-1-S3 vorgegebene Prüfspannung von  $2 \cdot U_0$  hinausgeht. Der Scheitelwert der Prüfspannung liegt in der Folge näher an der gewählten DC-Prüfspannung. Eine Erhöhung der AC-Prüfspannung über  $2,5 \cdot U_0$  hinaus konnte aufgrund des kapazitiven Ladestroms nicht durchgeführt werden. Das Kabel wurde für eine Dauer von 5 Minuten mit der Prüfspannung belastet, währenddessen erfolgte die TE-Messung.

### 6.3.3 Prüfprozedur

Im Zuge der TE-Messungen bei Gleichspannungsbeanspruchung wurden vier unterschiedliche Prüfzyklen durchgeführt. Diese Prüfzyklen dienten der elektrischen und thermischen Belastung der Muffe. Dadurch kann das TE-Verhalten der Muffe bei unterschiedlichen thermischen und elektrischen Belastungen untersucht werden. Bei den Prüfzyklen wurden, wie in Kapitel 6.3.1 beschrieben, Innenleitertemperaturen von  $70 \text{ °C}$  angestrebt. Die Spannung wurde mit  $U_{\text{DC}} = \pm 55 \text{ kV}$  eingestellt. Es wurden folgende Prüfzyklen durchgeführt, wobei bei der Beschreibung der Heizzyklen die erste Zeitangabe das Zeitintervall der Erwärmung und die zweite Zeitangabe das Zeitintervall der Abkühlung darstellt:

- Prüfzyklus 1: 2 h/15 min-Heizzyklus mit konstanter Spannung (positive und negative Polarität, Darstellung von zwei Intervallen dieses Prüfzyklus im Anhang B in Bild B.4)
- Prüfzyklus 2: 2 h/15 min-Heizzyklus mit Polaritätsumkehrung (Darstellung von zwei Intervallen dieses Prüfzyklus im Anhang B in Bild B.5)
- Prüfzyklus 3: 6 h/6 h-Heizzyklus mit konstanter Spannung (positive und negative Polarität, Darstellung von zwei Intervallen dieses Prüfzyklus in Bild 6.16)
- Prüfzyklus 4: 6 h/6 h-Heizzyklus mit Polaritätsumkehrung (Darstellung von zwei Intervallen dieses Prüfzyklus im Anhang B in Bild B.6)

Im Zuge der TE-Messungen wurden zumindest 10 Intervalle der einzelnen Prüfzyklen durchgeführt. Die Prüfzyklen 1 und 2 sollen eine starke mechanische Beanspruchung aufgrund der sich ständig ändernden Temperatur darstellen. Prüfzyklus 3 und Prüfzyklus 4 basieren auf den in [76] vorgestellten Lastzyklen für einen Präqualifikations-Test von Mittelspannungskabeln bei Gleichspannungsbeanspruchung und weisen längere Heizzyklen als die Prüfzyklen 1 und 2 auf (6 h/6 h). Diese Heizzyklen stellen eine Modifikation der in CIGRE TB 496 dargestellten 8 h/16 h-Heizzyklen dar [24].

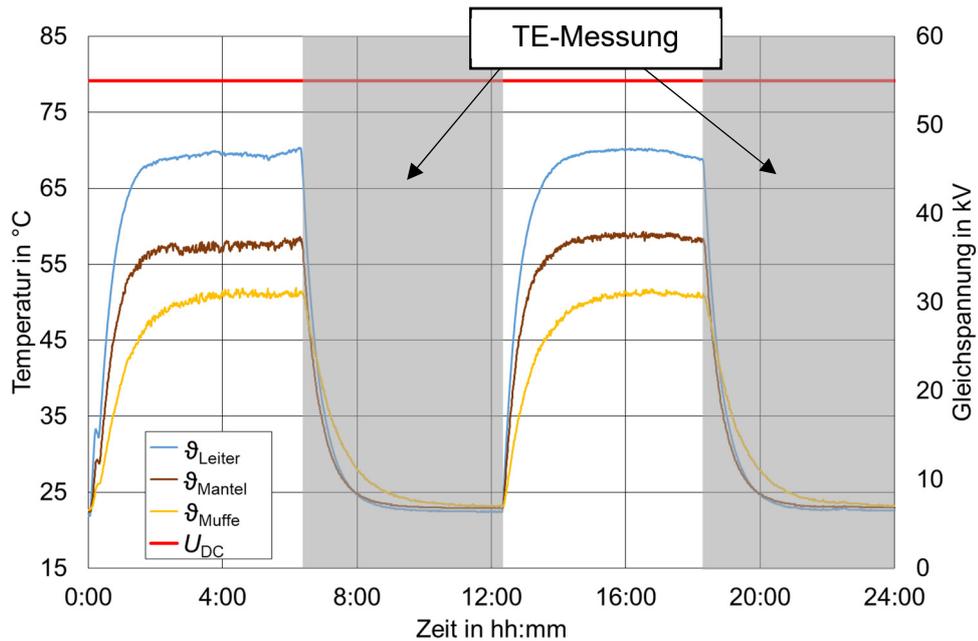


Bild 6.16: Durchgeführte Intervalle des Prüfzyklus 3 mit  $U_{DC} = 55 \text{ kV}$  und 6 h/6 h-Heizzyklen

#### 6.4 Auswertung der DC-Prüfzyklen

Mit Hilfe einer geeigneten Auswertung der aufgenommenen Messdaten soll festgestellt werden, ob im Zuge der DC-Prüfzyklen Teilentladungen in der Muffe aufgetreten sind. Der Ursprung von gemessenen Impulsen kann grundsätzlich in der Muffe liegen, jedoch können auch von außen induzierte Störsignale oder der Grundstörpegel bzw. Rauschsignale der Ursprung von gemessenen Impulsen sein. Zur Feststellung, ob per Differenzsignal der HFCT gemessene Impulse aus der Muffe stammen, werden zusätzlich die per konventioneller Auskopplung am Koppelkondensator aufgenommenen TE-Messdaten herangezogen. Da die Messung mit den TE-Messsystemen mit den HFCT und am Koppelkondensator zeitlich synchron erfolgt, kann die Feststellung des Ursprungsortes der TE per zeitlicher Korrelation vorgenommen werden. Bei Auftreten von TE in der Muffe, können vier grundsätzliche Fälle unterschieden werden:

- Fall 1: Die Teilentladungen können aufgrund zu niedriger TE-Amplituden weder anhand des Differenzsignals der HFCT noch am Koppelkondensator erfasst werden.
- Fall 2: Die Intensität der per Differenzsignal der HFCT gemessenen Teilentladungen liegt unter dem Grundstörpegel der HFCT. Die Teilentladungen können aufgrund der eingestellten Trigger-Schwelle nicht gemessen werden, oder gehen im Grundstörpegel unter. Die Teilentladungen können am Koppelkondensator gemessen werden. Ob diese Teilentladungen aus der Muffe stammen, kann nicht festgestellt werden.
- Fall 3: Die Teilentladungen werden anhand des Differenzsignals der HFCT erfasst und liegen über dem Grundstörpegel. Bei langen Kabelleitungen werden die Teilentladungen am Koppelkondensator aufgrund der Kabeldämpfung nicht erfasst. Die aufgenommenen Entladungen können durch Analyse mit dem am Institut für

Hochspannungstechnik und Systemmanagement entwickelten PDDC-Analyzer [69, 77] und anhand der generierten NoDi\*-Diagramme näher untersucht werden. Dabei ist gegebenenfalls eine entsprechende Trigger-Schwelle zu wählen, um Impulse des Grundstörpegels auszuschließen. Durch die Analyse der NoDi\*-Diagramme kann möglicherweise auf den Defekt rückgeschlossen werden. Bei einem inneren TE-Defekt liegt der Ursprung der Impulse entweder im Kabel oder in der Muffe. Aufgrund des Messprinzips und der TE-Messung an  $C_k$ , kann zwischen innerer TE aus der Muffe und vom Kabel unterschieden werden. Innere TE vom Kabel würden, aufgrund der höheren Messempfindlichkeit des konventionellen TE-Messsystems, an  $C_k$  gemessen werden.

- Fall 4: Die Teilentladungen werden anhand des Differenzsignals der HFCT erfasst und liegen über dem Grundstörpegel. Zusätzlich werden die Teilentladungen am Koppelkondensator erfasst. Durch zeitliche Korrelation, unter Beachtung der Teilentladungsintensitäten, kann auf den Ursprungsort dieser TE rückgeschlossen werden.

Von den vier aufgezählten Fällen sind nur die Fälle 3 und 4 relevant, da nur in diesen Fällen die Teilentladungen aus der Muffe per Differenzsignal der HFCT erfasst wurden. Somit ist nur in diesen Fällen die Identifizierung von TE mit Ursprung in der Muffe möglich. In Bild 6.17 wird die Vorgehensweise bei der Auswertung der TE-Messungen grafisch dargestellt. Zuerst wird eine zeitliche Korrelation von Impulsen, welche per Differenzsignal der HFCT und Impulsen, welche am Koppelkondensator erfasst wurden, durchgeführt. Dabei wird folgendes Kriterium zugrunde gelegt:

$$t_{C_k} < t_{\Delta HFCT} \leq t_{C_k} + 0,5 \mu s \quad (34)$$

$t_{\Delta HFCT}$ ... Zeitpunkt der Erfassung eines Impulses per Differenzsignal der HFCT

$t_{C_k}$ ... Zeitpunkt der Erfassung eines Impulses am Koppelkondensator

Aus physikalischer Sicht müsste ein TE-Impuls aus der Muffe zuerst anhand des Differenzsignals der HFCT und anschließend am Koppelkondensator gemessen werden. Nach den durchgeführten Prüfzyklen stellte sich bei Erprobungen, wie in Kapitel 6.3.1 beschrieben wurde, heraus, dass die beiden eingesetzten TE-Messgeräte (MPD 600) nicht völlig synchron arbeiten. Die Geräte wurden so betrieben, dass sie untereinander per Lichtwellenleiter verbunden wurden, wobei ein Gerät die Kommunikation mit dem Messrechner für beide übernimmt (Bild 6.11). Die Erprobungen ergaben, dass jenes Gerät, welches über die Kontrolleinheit direkt mit dem Messrechner verbunden wird (MPD 600 (1) in Bild 6.11), eine Verzögerung (bei der Erfassung von Impulsen) von 200 ns bis 400 ns gegenüber dem zweiten Gerät (MPD 600 (2)) erfährt. Bei den im Rahmen dieser Arbeit durchgeführten TE-Messungen wurde jenes TE-Messgerät (1), welches mit dem Instrumentierungsverstärker der HFCT verbunden wurde, direkt mit dem Messrechner verbunden und erfährt daher diese Verzögerung gegenüber dem Messgerät (2) beim Koppelkondensator. Da die Laufzeit von TE-Impulsen aus der Muffe bis zum Koppelkondensator ungefähr 50 ns entspricht, wurde das Zeitkriterium für TE aus der Muffe entsprechend Gleichung 34 gewählt. Dabei wurde noch ein Sicherheitsfaktor miteinbezogen. Das Kriterium zur zeitlichen Korrelation ist in Bild 6.18 visualisiert.

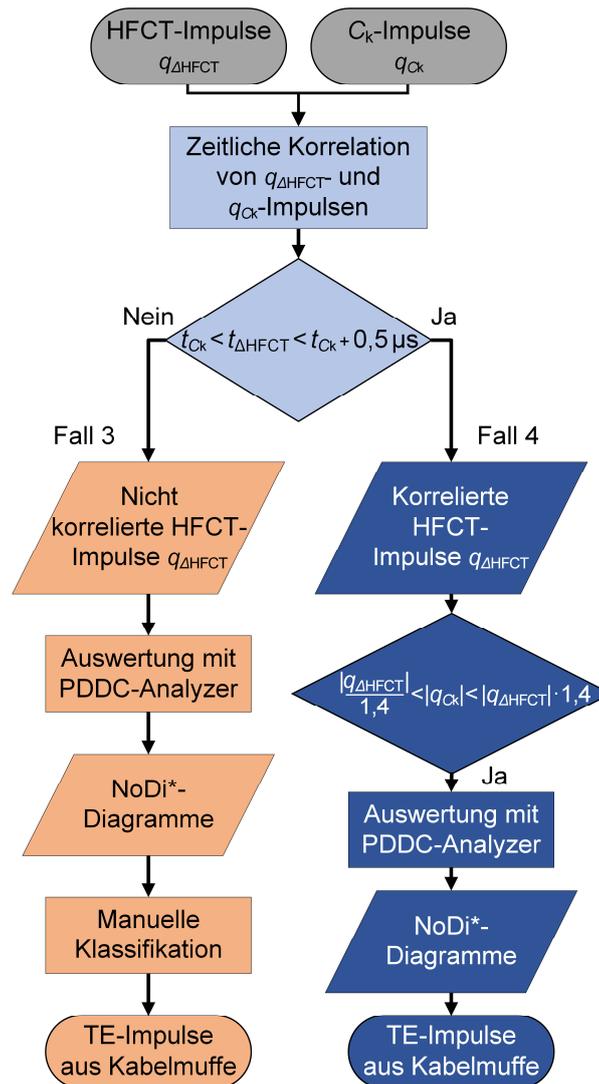


Bild 6.17: Vorgehensweise bei der Auswertung der TE-Messdaten

Im linken Pfad in Bild 6.17 wird die Auswertung für den 3. Fall dargestellt. Dabei werden jene anhand des Differenzsignals der HFCT gemessenen Impulse die zeitlich nicht mit am Koppelkondensator erfassten Impulsen korrelierbar sind, einer weiteren Auswertung mit dem PDDC-Analyzer unterzogen. Im Zuge dieser Analyse werden NoDi\*-Diagramme generiert, anhand welcher eine manuelle Klassifikation durchgeführt wird. Die Trigger-Schwelle wurde für diese Auswertungen im PDDC-Analyzer auf 12 pC gesetzt, damit Störimpulse, welche aus dem Grundstörpegel resultieren, ausgeschlossen werden. Dadurch soll beurteilt werden, ob TE-Impulse aus der Muffe vorliegen.

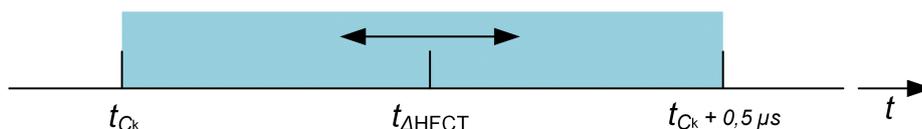


Bild 6.18: Angewandtes Zeitkriterium bei der Auswertung der TE-Messungen

Der rechte Pfad in Bild 6.17 beschreibt die Vorgehensweise im 4. Fall. Jene HFCT-Impulse, welche das Zeitkriterium erfüllen, werden danach auf ein Kriterium hinsichtlich der Ladung geprüft. Dieses im Rahmen dieser Masterarbeit empirisch ermittelte Kriterium lautet:

$$\frac{|q_{\Delta HFCT}|}{1,4} < |q_{Ck}| \leq |q_{\Delta HFCT}| \cdot 1,4 \quad (35)$$

$q_{\Delta HFCT} \dots$  gemessene Ladung eines am Differenzsignal der HFCT erfassten Impulses

$q_{Ck} \dots$  gemessene Ladung eines am Koppelkondensator erfassten Impulses

In weiterer Folge soll beim Vergleich der anhand des Differenzsignals der HFCT gemessenen Ladungen mit am Koppelkondensator gemessenen Ladungen in Bezug auf das Ladungskriterium, immer vom Betrag der Ladungen ausgegangen werden. Die physikalische Betrachtung würde nahelegen, dass bei einem TE-Impuls aus der Muffe eine ungefähr gleich große Ladung anhand des Differenzsignals der HFCT und am Koppelkondensator gemessen werden müsste. In [78] wurde die Dämpfung eines TE-Impulses bei Ausbreitung über ein VPE-Kabel untersucht. Die Dämpfung der 1-MHz-Komponente des Impulses wurde in der Größenordnung von 0,034 dB/m bestimmt. Somit kann die Dämpfung eines TE-Impulses aufgrund der kurzen Kabelstrecke von wenigen Metern vollkommen vernachlässigt werden. Erprobungen nach den durchgeführten Prüfzyklen (Kapitel 6.5.2) zeigten jedoch, dass die per Differenzsignal der HFCT ermittelte Ladung von in der Muffe eingespeisten TE-Impulsen niedrigerer, als die am Koppelkondensator gemessene Ladung dieser Impulse ist. Teilweise lässt sich diese Tatsache durch den Vorgang der Kalibrierung erklären. Die Kalibrierung des TE-Messsystems (1) mit den HFCT kann, bei intakter Muffe, nicht durch eine direkte Einspeisung von Impulsen in die Muffe vorgenommen werden. Stattdessen erfolgt die Kalibrierung, indem TE-Kalibrierimpulse in einen durch die beiden HFCT geführten Draht eingespeist werden (Kapitel 6.3.1) [73, 74]. Diese simulierte Einspeisung in die Muffe entspricht einer realen Einspeisung jedoch nicht zur Gänze, wodurch Abweichungen entstehen können. Das Ladungskriterium wurde somit unter Berücksichtigung der in Kapitel 6.5.2 beschriebenen Ergebnisse formuliert, wobei ein Sicherheitsfaktor einkalkuliert wurde. Der Sicherheitsfaktor berücksichtigt auch die Tatsache, dass ein realer TE-Impuls nicht notwendigerweise einem eingespeisten TE-Impuls entspricht. Das Kriterium wurde in der Folge so formuliert, dass auch Impulse welche anhand des Differenzsignals der HFCT mit größerer Intensität als am Koppelkondensator gemessen wurden, dieses Kriterium erfüllen können und somit TE aus der Muffe sein können. Das Ladungskriterium ist in Bild 6.19 visualisiert.

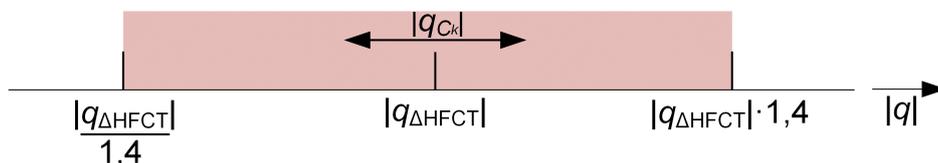


Bild 6.19: Angewandtes Ladungskriterium bei der Auswertung der TE-Messungen

TE-Impulse aus der Muffe müssen die definierten Kriterien erfüllen. Die Erfüllung der genannten Kriterien allein lässt andererseits jedoch noch keine eindeutige Identifizierung von TE aus der Muffe zu, da auch Impulse anderen Ursprungs diese Kriterien erfüllen können. Anhand des Differenzsignals der HFCT gemessene Impulse, welche die vorhin definierten Kriterien erfüllen, werden anschließend noch einer Auswertung mit dem PDDC-

Analyser unterzogen. Im Zuge dessen werden NoDi\*-Diagramme generiert und anschließend ausgewertet, wodurch eine Identifizierung von TE aus der Muffe ermöglicht werden soll. Erschwerend kommt jedoch hinzu, dass für eine entsprechende Klassifizierung von NoDi\*-Diagrammen zumindest 1000 Impulse vorliegen sollten [68].

## 6.5 Ergebnisse der TE-Messungen

### 6.5.1 Vorversuche mit Funkenstrecke zur Erprobung des Messprinzips

Bei diesen Versuchen wurde der Aufbau gemäß Bild 6.11 durchgeführt. Die Funkenstrecke wurde parallel zum Prüfling und zum Koppelkondensator platziert und bestand aus einer Spitze-Platte-Anordnung. Dadurch wurden äußere Teilentladungen mit hoher Intensität generiert. Zur Verifikation des Messprinzips wurde die Verstärkerstufe des TE-Messgeräts bei diesen Versuchen automatisch verstellt um eine automatische Anpassung des Messbereichs zu erreichen. Die bei diesen Versuchen resultierenden NoDi\*-Diagramme sind in Bild 6.20 dargestellt und entsprechen den NoDi\*-Diagrammen einer auf Hochspannung liegenden Spitze [68]. Mit Hilfe der generierten äußeren TE wurde das differenzielle Messprinzip quantitativ erprobt. Zur Erprobung des Messprinzips wurde die anhand des Differenzsignals der HFCT gemessenen Ladung  $q_{\Delta HFCT}$  der am Koppelkondensator gemessenen Ladung  $q_{CK}$  gegenübergestellt, dabei wurden verschiedene Messwiderstände an den HFCT eingesetzt. Die Versuche ermöglichten auch die Auswirkungen des Abgleichs der HFCT-Messwiderstände zu untersuchen. Die Ergebnisse der Versuche sind in Bild 6.21 dargestellt, zusätzlich sind die Ergebnisse tabellarisch in Tabelle A.7 im Anhang A abgebildet. In einem Fall (drittes Balkenpaar in Bild 6.21) wurde anstelle des differenziellen Messprinzips mit zwei HFCT, nur ein HFCT mit dem Instrumentierungsverstärker verbunden und zur Messung herangezogen. Die dargestellten Ergebnisse wurden bei einer Messbandbreite von  $\Delta f = 800$  kHz erzielt. Dabei wurden die gemittelten Werte  $q_{CK,avg}$  und  $q_{\Delta HFCT,avg}$  der Beträge der gemessenen Ladungen herangezogen. Zu beachten ist, dass die gemittelten Werte  $q_{\Delta HFCT,avg}$  in einigen Fällen den Grundstörpegel des Differenzsignals der HFCT annehmen und somit nach unten begrenzt werden. Dies ist dem Messprinzip geschuldet, da die mit der Funkenstrecke generierten Impulse sich in diesem Fall auf einen Ladungswert unterhalb des Grundstörpegels auslöschen.

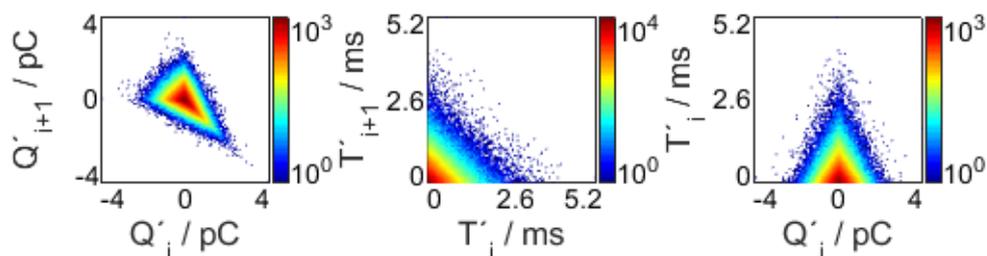


Bild 6.20: NoDi\*-Diagramme der anhand von  $u_{\Delta HFCT}$  gemessenen Entladungen einer Funkenstrecke mit Spitze-Platte-Anordnung bei  $U_{DC} = 32$  kV

Den Ergebnissen ist zu entnehmen, dass bei Verwendung des differenziellen Messprinzips die Impulse von der Funkenstrecke anhand des Differenzsignals der HFCT mit einer

wesentlich niedrigeren Intensität als am Koppelkondensator gemessen wurden. Wird das differenzielle Messprinzip nicht angewendet und nur ein HFCT mit dem Instrumentierungsverstärker verbunden, nimmt das Verhältnis der gemessenen Ladungen  $q_{\text{Ck,avg}}/q_{\Delta\text{HFCT,avg}}$  deutlich ab. Insofern bestätigt sich die Vorteilhaftigkeit des differenziellen Messprinzips. Des Weiteren erweist sich die Anpassung der Messwiderstände der HFCT als vorteilhaft. Der Grund dafür ist, dass sich die mit der Funkenstrecke generierten Impulse bei der Subtraktion der Signale der HFCT im Falle von angepassten Messwiderständen besser aufheben als im Falle von festen 50-Ω-Widerständen.

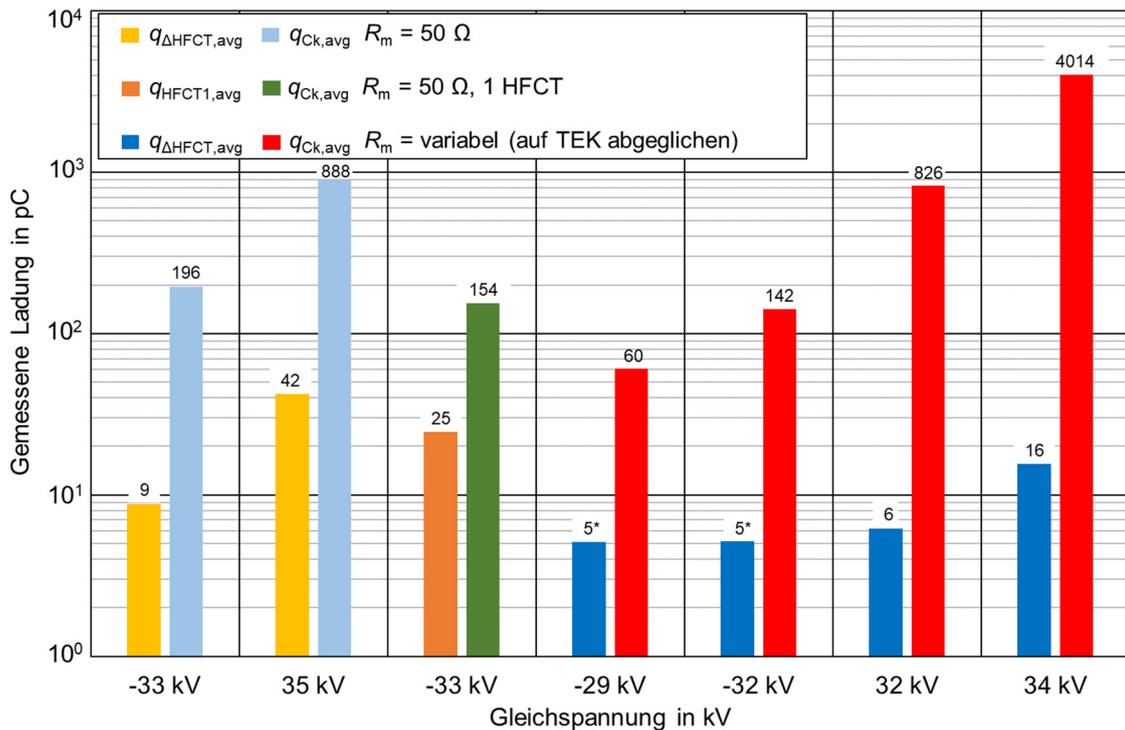


Bild 6.21: Gegenüberstellung des Betrags der mittleren anhand des Differenzsignals der HFCT und am Koppelkondensator gemessenen Ladungen bei äußerer TE einer Funkenstrecke bei unterschiedlichen DC-Spannungen (\* entspricht Grundstörspegel)

### 6.5.2 Einspeisung von Impulsen in die Kabelmuffe

Bei diesen Versuchen wurden TE-Kalibrierimpulse mit unterschiedlicher Ladung zwischen dem zugänglich gemachten Leiterverbinder und dem Schirmgeflecht der Kabelmuffe eingespeist. Diese eingespeisten Impulse sollten TE von innerhalb der Muffe simulieren. Die Kalibrierung der TE-Messeinheiten an den HFCT und am Koppelkondensator sowie der Abgleich der HFCT, wurden analog zu den DC-Prüfzyklen vorgenommen (Kapitel 6.3.1, Bild 6.15). Die Erprobungen wurden nach den DC-Prüfzyklen durchgeführt und dienten der Validierung der Grundannahmen für das Auswerteverfahren der TE-Messungen. Neben der Einspeisung von TEK-Impulsen in die Muffe, wurden TEK-Impulse zwischen Kabelinnenleiter und Kabelschirm am Endverschluss eingespeist, um Impulse von außerhalb der Muffe zu simulieren. Die gesamten Ergebnisse dieser Untersuchungen sind in den Tabellen A.8–A.11 im Anhang A zu finden. In Bild 6.22 sind die anhand des Differenzsignals der HFCT und die am Koppelkondensator gemessenen Ladungen aufgetragen. In der

Muffe eingespeiste Impulse werden am Koppelkondensator mit größerer Intensität als anhand des Messsignals der HFCT gemessen. Das Verhältnis  $q_{CK}/q_{\Delta HFCT}$  beträgt für die eingespeisten Kalibrierimpulse etwa  $q_{CK}/q_{\Delta HFCT} = 1,25$ . Ein Grund dafür ist die Kalibrierung der HFCT, wie in Kapitel 6.4 beschrieben wurde (Bild 6.22 a). Es ist ersichtlich, dass die am Endverschluss eingespeisten Impulse anhand der Messung von  $u_{\Delta HFCT}$ , mit wesentlich geringerer Intensität als am Koppelkondensator gemessen werden (Bild 6.22 b). Dieser Umstand ist auf die Verwendung des differentiellen Messprinzips zurückzuführen. Am Endverschluss eingespeiste TE-Kalibrierimpulse sind erst ab einem eingestellten Ladungswert von etwa 200 pC per Differenzsignal der HFCT messbar, da TE-Impulse kleinerer Amplitude unterhalb des Grundstörspegels liegen. Die am Koppelkondensator gemessene Ladung stimmt mit der eingestellten Ladung der am Endverschluss eingespeisten TEK-Impulse nahezu überein. Bei  $q_{CK}(q_{\Delta HFCT} = 15 \text{ pC}) \approx 480 \text{ pC}$  ist ein Knick in der ermittelten Kennlinie erkennbar. Dies könnte mit dem Messaufbau zusammenhängen.

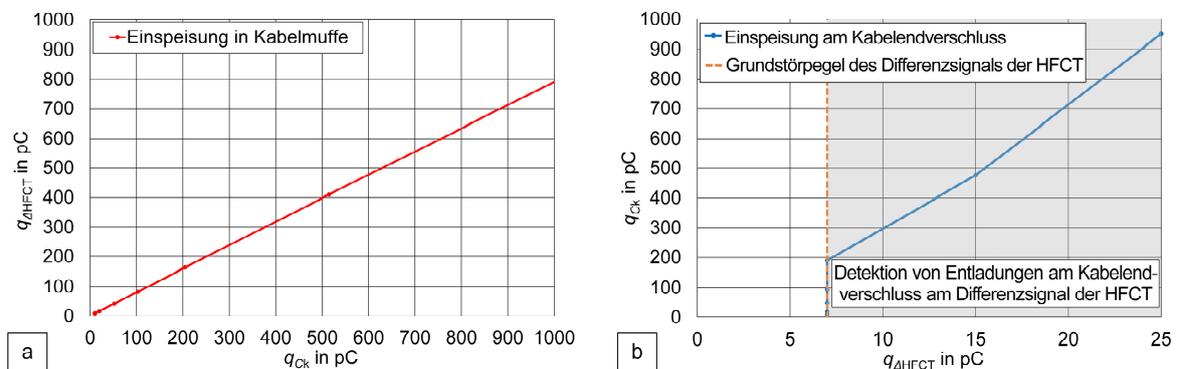


Bild 6.22: Anhand der subtrahierten Signale der HFCT und am Koppelkondensator gemessene Ladungen, bei Einspeisung von TEK-Impulsen in der Muffe (a) und am Endverschluss (b)

### 6.5.3 Referenzmessungen

Die PRPD-Pattern der vor und nach den DC-Prüfzyklen durchgeführten Referenzmessungen sind in Bild 6.23 dargestellt.

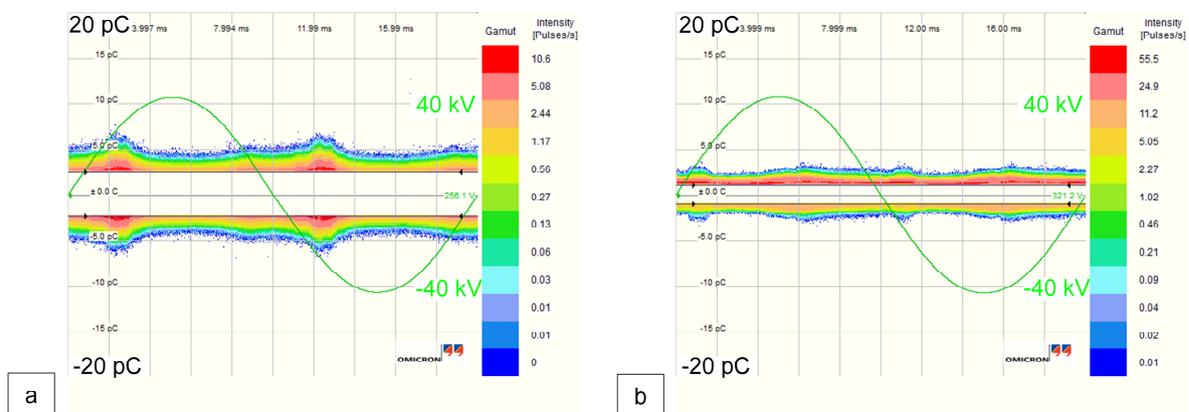


Bild 6.23: PRPD-Pattern der Referenzmessung bei AC-Beanspruchung vor (a) und nach (b) den DC-Prüfzyklen bei einer Wechselspannungsbeanspruchung von  $U_{AC} = 30 \text{ kV}$  über eine Dauer von 5 min

Anhand der Referenzmessungen konnte die TE-Freiheit der gesamten Prüfanordnung über einem TE-Pegel von 10 pC bei der Prüfspannung von  $U_{AC} = 30$  kV vor und nach den DC-Prüfzyklen, nachgewiesen werden. Während dieser Messungen wurde keine Erwärmung der Kabelstrecke durchgeführt. Den PRPD-Pattern ist entnehmbar, dass vor der Durchführung der DC-Prüfzyklen ein TE-Pegel von  $< 7$  pC (Bild 6.23 a) vorlag. Nach den DC-Prüfzyklen lag ein TE-Pegel von  $< 4$  pC vor (Bild 6.23 b). Dieser niedrigere TE-Pegel ist auf einen geringeren Grundstörpegel zurückzuführen.

#### 6.5.4 DC-Prüfzyklen

In den Tabellen A.1–A.6 im Anhang befinden sich die detaillierten tabellarischen Darstellungen mit den Ergebnissen der Auswertung der Intervalle der einzelnen DC-Prüfzyklen. Die DC-Prüfzyklen wurden über eine Dauer von über 600 h durchgeführt. In dieser Zeit wurden TE-Messdaten in der Größenordnung von 1000 GB generiert. Da die Auswertung bei sämtlichen Prüfzyklen ähnliche Ergebnisse hervorbrachte, soll die Auswertung eines Intervalls eines Prüfzyklus exemplarisch vorgestellt werden. In Bild 6.24 sind sämtliche Impulse, die bei Intervall 2 von Prüfzyklus 2 (Bild B.5) anhand des Differenzsignals der HFCT aufgenommen wurden, dargestellt. In Bild 6.25 sind die am Koppelkondensator erfassten Impulse dargestellt.

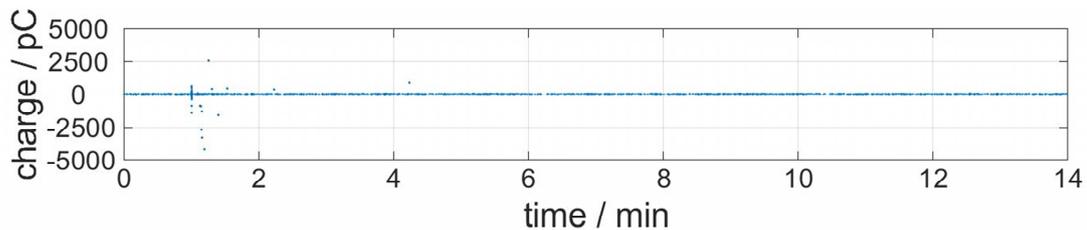


Bild 6.24: Anhand des Differenzsignals der HFCT gemessene Impulse bei Intervall 2 des Prüfzyklus 2

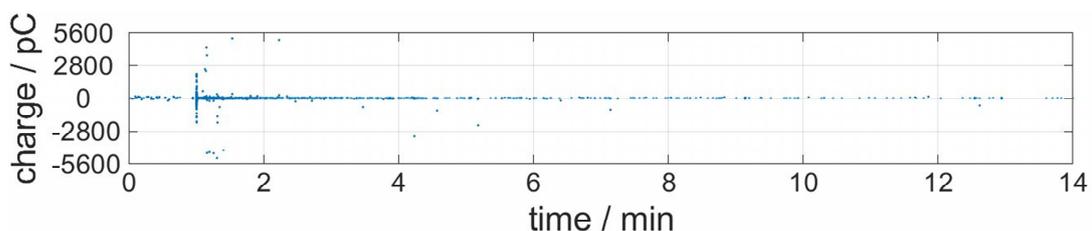


Bild 6.25: Am Koppelkondensator gemessene Impulse bei Intervall 2 des Prüfzyklus 2

Die aufgenommene Messung ist weniger als 15 min lang, da nur während der 15-minütigen Abkühlphase des Prüfzyklus TE-Messungen mit den HFCT durchgeführt werden konnten. Außerdem waren die Beheizung und die Regelung der DC-Anlage GPM 30/800 zeitlich nicht vollständig synchron, weshalb die Messung in diesem Fall rund 14 Minuten dauerte.

Im nächsten Schritt wird eine zeitliche Korrelation der anhand des Differenzsignals der HFCT gemessenen Impulsen mit den am Koppelkondensator gemessenen Impulsen, wie in Kapitel 6.4 beschrieben, vorgenommen. Es ist erkennbar, dass nach diesem Schritt nur wenige zeitlich korrelierbare Impulse verbleiben (Bild 6.26).

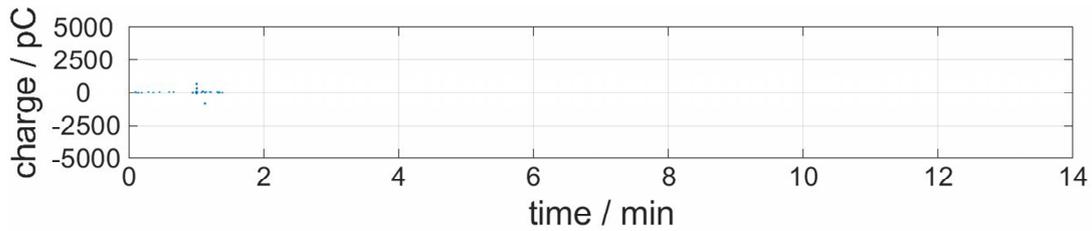


Bild 6.26: Anhand des Differenzsignals der HFCT gemessene Impulse bei Intervall 2 des Prüfzyklus 2 nach zeitlicher Korrelation mit an  $C_k$  gemessenen Impulsen

Im letzten Schritt erfolgt der Vergleich der gemessenen Ladungswerte der verbliebenen anhand der subtrahierten Signale der HFCT gemessenen Impulsen mit den korrelierten, am Koppelkondensator gemessenen Impulsen. Im vorliegenden Fall verbleiben dabei drei Impulse (Bild 6.27). Diese Impulse könnten Teilentladungsimpulse aus der Muffe sein. Eine weitere Untersuchung dieser drei Impulse mit dem PDDC-Analyzer ist nicht zielführend, da für eine Klassifizierung mehr Impulse benötigt werden.

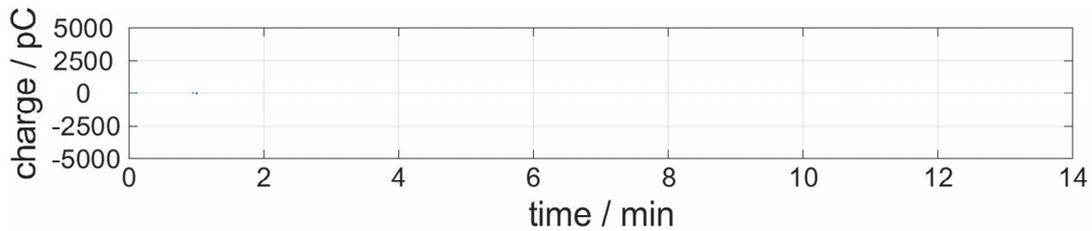


Bild 6.27: Anhand des Differenzsignals der HFCT gemessene Impulse bei Intervall 2 des Prüfzyklus 2 nach Anwendung des Ladungskriteriums

Die anhand des Differenzsignals der HFCT gemessenen Impulse, die nicht mit einem am Koppelkondensator gemessenen Impuls zeitlich korreliert werden konnten, wurden entsprechend der beschriebenen Vorgehensweise mit dem PDDC-Analyzer untersucht. Dabei wurden die in Bild 6.28 dargestellten NoDi\*-Diagramme generiert.

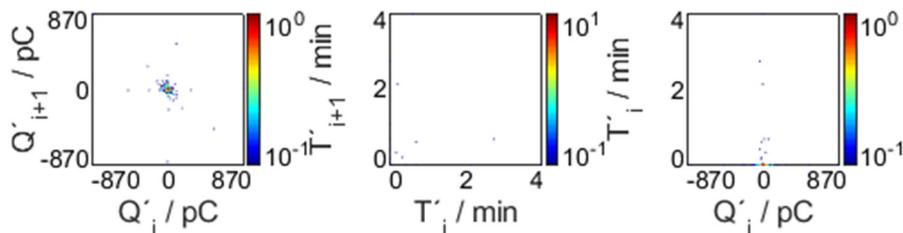


Bild 6.28: NoDi\*-Diagramme der bei Intervall 2 des Prüfzyklus 2 anhand des Differenzsignals der HFCT gemessenen Impulse, welche zeitlich nicht mit an  $C_k$  gemessenen Impulsen korreliert werden konnten

Die meisten der vorliegenden Muster deuten auf Rauschsignale als Quelle der Impulse hin. Es wurden keine Muster gefunden, welche auf Teilentladungen mit Ursprung innerhalb der Muffe hindeuten. Bei Vorversuchen (Kapitel 6.5.2) hat sich zudem herausgestellt, dass TE mit Ursprung in der Muffe mit großer Wahrscheinlichkeit sowohl anhand der subtrahierten Signale der HFCT als auch am Koppelkondensator erfasst werden. Der Grund ist, dass die

Dämpfung von Impulsen zwischen Kabelmuffe und Koppelkondensator, über das nur wenige Meter lange Kabelstück, vernachlässigbar klein ist. Zusätzlich ist die TE-Messung am Koppelkondensator wesentlich empfindlicher verglichen mit der Messung anhand des Differenzsignals der HFCT, da der Grundstörpegel am Koppelkondensator niedriger ist. Deshalb sollten Teilentladungen aus der Muffe anhand des Differenzsignals der HFCT, als auch am Koppelkondensator erfasst werden.

Zusammenfassend kann festgestellt werden, dass beim betrachteten Intervall der DC-Prüfzyklen, nur eine geringe Anzahl der gemessenen Impulse ihren Ursprung in der Kabelmuffe haben kann. Die potentiellen TE-Impulse aus der Muffe könnten jedoch auch auf von außen induzierte Störimpulse zurückzuführen sein. Jedenfalls kann anhand der Messergebnisse bei den unterschiedlichen elektrischen und thermischen Belastungen (Tabellen A.1–A.6) gesagt werden, dass nur vereinzelt potentielle TE-Impulse mit  $|q| > 30 \text{ pC}$  auftraten. Zudem sind die Impulsanzahlen von Impulsen mit  $|q| \leq 30 \text{ pC}$  so gering sind, dass die zerstörerische Wirkung dieser TE bei einer Gleichspannungsbeanspruchung, insbesondere unter Berücksichtigung der Dauer der TE-Messungen, vermutlich vernachlässigt werden kann. Es wurden insgesamt 20 potentielle TE-Impulse mit  $|q| > 30 \text{ pC}$  und 140 potentielle TE-Impulse mit  $|q| \leq 30 \text{ pC}$  gemessen. Bei Betrachtung der Ergebnisse aller DC-Prüfzyklen stellt sich heraus, dass bei vielen Intervallen keine Impulse vorhanden sind, welche den definierten Kriterien für TE-Impulse aus der Muffe entsprechen (Bild 6.17). Folglich sind bei diesen Intervallen keine Teilentladungen innerhalb der Muffe aufgetreten. Bei jenen Intervallen, die den Kriterien entsprechende Impulse enthalten, ist auffällig, dass die meisten dieser Impulse innerhalb eines sehr kurzen Zeitintervalls auftraten. Dies könnte auf Störimpulse hindeuten. Darüber hinaus konnte bei Referenzmessungen nachgewiesen werden (Kapitel 6.5.3), dass die Kabelmuffe und der restliche Prüfaufbau, bei einer Wechselspannungsbelastung von bis zu  $U_{AC} = 30 \text{ kV}$ , TE-frei sind.

Abschließend kann festgehalten werden, dass das im Rahmen dieser Arbeit eingesetzte Messprinzip für den praktischen Einsatz geeignet ist. Bei Sicherstellung eines TE-freien Prüfaufbaus, wird durch die Verwendung dieses Messprinzips eine selektive Erfassung von TE-Impulsen einer Kabelmuffe ermöglicht. Im Rahmen der Erprobungen wurde diesbezüglich festgestellt, dass äußere TE-Impulse von einer Funkenstrecke erst ab einer Intensität von etwa  $q = 800 \text{ pC}$  am Differenzsignal der HFCT erfasst werden (Bild 6.21). Mit dem eingesetzten Messprinzip ist auch die Durchführung von Vor-Ort-Messungen möglich. Für diesen Zweck könnten HFCT mit der zugehörigen Signalverarbeitung anhand einer geeigneten Anordnung im Vorfeld abgeglichen und anschließend vor Ort eingesetzt werden. Bei einer Gleichstromübertragung ist das Messprinzip uneingeschränkt einsetzbar. Eine Einschränkung ist bei einer Wechselstromübertragung gegeben, hierbei ist die Sättigung der HFCT bei einem vorhandenen AC-Laststrom zu beachten. Die Verwendung eines anderen Kernmaterials, welches höhere magnetische Feldstärken zulässt bevor eine Sättigung eintritt, könnte die TE-Messung bei Wechselströmen ermöglichen. Alternativ könnte auch ein Luftspalt in den Ferritkern eingebracht werden. Des Weiteren eignet sich

das Messprinzip für den Einsatz bei PQ-Tests. Wird eine Kabelerwärmung mit Wechselstrom durchgeführt ist zu beachten, dass ohne die erwähnten Modifizierungen die Messung mit HFCT mit geschlossenen Ferritkernen ausschließlich in den Abkühlphasen möglich ist. Neben der Ermöglichung der Messung bei einem vorhandenen Wechselstrom sind weitere Optimierungen hinsichtlich der Angleichung der Signalpfade denkbar, um die Selektivität der Erfassung von TE-Impulsen noch weiter zu erhöhen. Insbesondere ist dabei auf die Angleichung des Übertragungsverhaltens der HFCT einzugehen. Zusätzlich könnte eine passive Subtraktionsschaltung für einen geringeren Grundstörpegel und damit für eine höhere Messempfindlichkeit sorgen.

## 7 Durchschlagsuntersuchungen an Kabeln

### 7.1 Durchschlagsfestigkeit und Durchschlagsmechanismen von festen Isolierstoffen

Die elektrische Festigkeit eines Isolierstoffes legt fest, mit welcher elektrischen Beanspruchung dieser belastet werden kann. Die elektrische Festigkeit einer Isolieranordnung ist somit wesentlich vom verwendeten Isolierstoff abhängig. Bei einer Überbeanspruchung einer Isolieranordnung kann diese versagen und in der Folge kommt es zu Entladungen bis hin zu Durchschlägen. Ein Durchschlag stellt eine leitfähige Verbindung zwischen den zu isolierenden Elektroden dar und ist deshalb unter allen Umständen zu vermeiden, insbesondere bei festen Isolierstoffen, da diese irreversibel zerstört werden („nicht selbstheilend“). Die Durchschlagsfestigkeit stellt somit ein wichtiges Maß für die Güte von Isolierstoffen dar. Feste Isolierstoffe, welche beispielsweise häufig bei Energiekabeln eingesetzt werden, weisen eine sehr hohe elektrische Festigkeit auf, welche über jener von flüssigen oder gasförmigen Isolierstoffen liegt. Die Güte der Fertigung von Isolierungen technischer Betriebsmittel hat jedoch einen wesentlichen Einfluss auf die elektrische Festigkeit. Bei Langzeitbeanspruchung von festen Isolierstoffen kommt es zu Alterungsprozessen, welche eine wesentlich geringere Durchschlagsfestigkeit, verglichen mit jener bei Kurzzeitbelastung, verursachen. Diese Alterungsprozesse können unter anderem chemische und elektrochemische Ursachen haben. Weitere mögliche Ursachen sind Teilentladungen oder das Entstehen von leitfähigen Kanälen („Treeing“) [8].

Die Durchschlagsfestigkeit ist neben dem zugrundeliegenden Durchschlagsmechanismus auch maßgeblich von der jeweiligen Spannungsform abhängig. Bei Gleichspannung kommt es bei höheren elektrischen Belastungen zur Bildung von Raumladungen. Die Raumladungen können eine Verminderung der elektrischen Beanspruchung, aufgrund einer Homogenisierung des elektrischen Feldes, hervorrufen. Zusätzlich werden Inhomogenitätsstellen am Rand des Innenleiters bzw. der inneren Leitschicht durch Raumladungen verrundet. Raumladungen können jedoch auch zu lokalen Überhöhungen der elektrischen Feldstärke führen, wodurch Durchschläge bei geringeren elektrischen Feldstärken auftreten [79]. Die Durchschlagsfestigkeit bei AC-Beanspruchung ist wesentlich niedriger als jene bei DC-Beanspruchung [80, 81]. Dieses Phänomen kann bis heute nicht vollständig erklärt werden, zumindest zum Teil dürfte es jedoch auf Raumladungseffekte zurückzuführen sein [81].

Die Durchschlagsfestigkeit von VPE-isolierten Kabeln bei impulsförmigen Spannungen ist wesentlich höher als bei Gleich- oder Wechselspannungen. Aufgrund der kurzen Einwirkdauer tritt keine Änderung der Feldverteilung durch Raumladungen ein. Die Durchschlagsfestigkeit bei Stoßspannungen wird aber durch eine Vorbelastung mit einer Gleichspannung wesentlich beeinflusst. Bei einer homopolaren Überlagerung von Stoß- und Gleichspannung wird die Durchschlagsfestigkeit erhöht, bei heteropolarer Überlagerung deutlich reduziert. Dies ist auf die Ansammlung von Raumladungen in der Isolierung vor dem Innenleiter und dem Kabelschirm zurückzuführen [12, 79].

Untersuchungen haben ergeben, dass Vernetzungs-Spaltprodukte einen erheblichen Einfluss auf die Durchschlagsfestigkeit von kunststoffisolierten Kabeln haben. Bei EPR-isolierten Kabeln (Ethylen-Propylen-Copolymer-isolierten Kabeln) konnte gezeigt werden, dass insbesondere innerhalb des ersten Jahres ab der Herstellung eine signifikante Erhöhung der Durchschlagsfestigkeit auftritt, da in diesem Zeitraum der Großteil der Vernetzungs-Spaltprodukte abgebaut wird. Nach einem Jahr Lagerung sind die Vernetzungs-Spaltprodukte anhand von Diffusionsprozessen zum überwiegenden Teil abgebaut. Die Durchschlagsfestigkeit bei Stoßspannungen wird von den Vernetzungs-Spaltprodukten kaum beeinflusst. Dies ist auf die unterschiedlichen Durchschlagsmechanismen bei Gleichspannungsbeanspruchung und bei Beanspruchung mit impulsförmiger Spannung zurückzuführen [82].

Bei Untersuchungen von VPE-Isolierstoffen konnte eine Auswirkung von Vernetzungs-Spaltprodukten auf die Raum- und Flächenladungsbildung festgestellt werden. So bilden sich bei Vorhandensein von Vernetzungs-Spaltprodukten homopolare Raum- und Flächenladungsschichten vor den Elektroden. Vernetzungs-Spaltprodukte können durch Entgasung aus dem VPE-Isolierstoff entfernt werden [83].

### Durchschlagstheorien

Es existieren mehrere Theorien zu Durchschlagsmechanismen in festen Isolierstoffen. Dabei können Durchschläge grundsätzlich folgendermaßen unterteilt werden [84]:

- Elektrischer Durchschlag
- Thermischer Durchschlag
- Mechanischer Durchschlag

Die einzelnen Durchschlagsarten können noch weiter unterteilt werden (Bild 7.1) [84]. Nachfolgend sollen einige dieser Theorien näher erläutert werden.

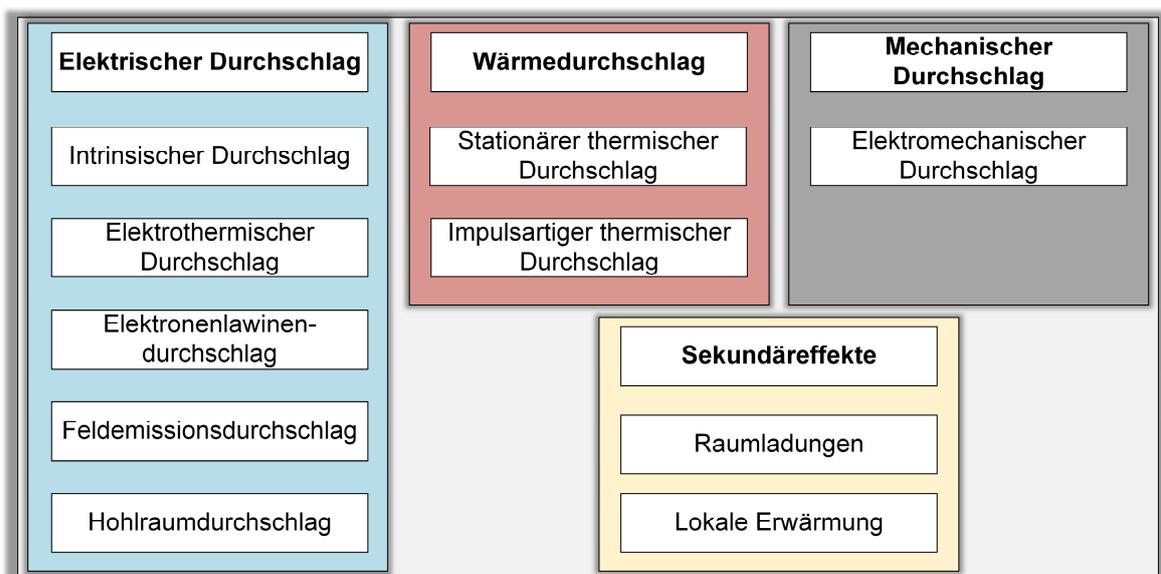


Bild 7.1: Durchschlagstheorien für feste Isolierstoffe [84]

### Elektrischer Durchschlag

Ein zu den elektrischen Durchschlägen gehörender Mechanismus ist der intrinsische Durchschlagsmechanismus. Die materialeigene bzw. intrinsische Durchschlagsfestigkeit kann nur bei sehr kurzen Belastungszeiten in der Größenordnung von  $10^{-8}$  s an sehr dünnen Probekörpern festgestellt werden. Dabei müssen optimale Laborbedingungen vorherrschen [85]. Die intrinsische Durchschlagsfestigkeit von VPE liegt in der Größenordnung von etwa  $E = 300$  kV/mm [84]. Grundsätzlich kommen in allen festen Dielektrika freie Ladungsträger zusammen mit Inhomogenitätsstellen und Verunreinigungen vor. Bis zu gewissen Temperaturen und elektrischen Feldstärken wirken die Moleküle der Verunreinigungen als Haftstellen der freien Ladungsträger. Werden diese Temperaturen oder elektrischen Feldstärken überschritten, so kommt es zu zusätzlichen freien Ladungsträgern, die einen Leitungsprozess in Gang setzen. In der Praxis treten Durchschläge an Isolieranordnungen von Betriebsmitteln, etwa im Falle von Kabeln, weit unterhalb der intrinsischen Festigkeit auf [79, 85].

Ein weiterer elektrischer Durchschlagsmechanismus ist der Durchschlag aufgrund von Elektronenlawinen. Dieser Mechanismus tritt bei kurzen Spannungsbeanspruchungen auf. Damit es zu Elektronenlawinen kommt, werden freie Elektronen benötigt. Diese freien Elektronen sind in Isolierstoffen, gemäß dem Bändermodell, nur sehr spärlich vorhanden. Die Elektronen müssen durch das elektrische Feld freigesetzt werden. Dies kann einerseits per innerer Feldemission, durch Anhebung vom Valenz- ins Leitungsband, geschehen. Andererseits können freie Elektronen aufgrund von äußerer Feldemission entstehen, indem sie aus den Elektroden gelöst werden. Feldstärken für eine innere Feldemission sind bei praktischen Isolieranordnungen nicht erreichbar [8]. Sind freie Elektronen vorhanden, so werden diese im elektrischen Feld beschleunigt. Die beschleunigten Elektronen können in der Folge mit Atomen aus den umgebenden Molekülverbänden kollidieren und dadurch weitere Elektronen aus ihrer Bindung herausschlagen. Dieser Vorgang nennt sich Stoßionisation. Die herausgeschlagenen Elektronen werden ihrerseits wiederum durch das elektrische Feld beschleunigt und können folglich selbst zur Stoßionisation führen. Dieser Prozess wiederholt sich immer weiter, wodurch es zu einem lawinenartigen Effekt kommt. Schließlich kann dieser Vorgang zu einem Durchschlag führen [85].

### Wärmedurchschlag

Zum Wärmedurchschlag kommt es, wenn die einer Isolierung zugeführte oder innerhalb der Isolierung erzeugte Wärme die abgegebene Wärme übersteigt. Die Entwicklung eines Wärmedurchschlags kann wenige Sekunden bis mehrere Stunden dauern. Der Wärmedurchschlag wird bei Gleichspannungsbeanspruchung thermischer Durchschlag genannt. Der thermische Durchschlag wurde in Kapitel 4.5 behandelt. Der Fall, dass die zugeführte Wärme die abgeführte übersteigt, kann verschiedene Ursachen haben. So kann die zugeführte Wärme bei Wechselfeldbeanspruchung aufgrund eines hohen Verlustfaktors  $\tan(\delta)$  oder aufgrund von dielektrischen Verlusten, welche durch Oberschwingungen hervorgerufen werden, zunehmen (Tabelle 2.2). Es kann auch die abgegebene Wärme abnehmen, wenn sich etwa Umgebungsbedingungen verändern. Da die dielektrische Verlustwärme bei AC-Beanspruchung im Allgemeinen höher als die Verlustwärme in der

Isolierung bei DC-Beanspruchung ist, treten Wärmedurchschläge bei AC-Spannung bei geringeren elektrischen Feldstärken als bei DC-Spannung auf [8, 85].

### Mechanischer Durchschlag

Beim elektromechanischen Durchschlagsmechanismus tritt ein Durchschlag auf, da die Isolierung aufgrund von elektrostatischen Kräften mechanisch überbeansprucht wird. Dieser Durchschlagsmechanismus spielt insbesondere bei geringen Isolierstoffdicken mit hohen Temperaturen eine große Rolle [13, 85].

### Erosionsdurchschlag

Eine weitere Möglichkeit der Unterteilung von Durchschlagsprozessen bei festen Isolierstoffen mit hohem  $\tan(\delta) \approx 10^{-2}$  besteht darin, zwischen dem elektrischen Durchschlag, dem Wärmedurchschlag und dem Erosionsdurchschlag zu unterscheiden (Bild 7.2 a). Bei festen Isolierstoffen mit niedrigem  $\tan(\delta) \approx 10^{-4}$  wird nur zwischen dem elektrischen Durchschlag und dem Erosionsdurchschlag unterschieden (Bild 7.2 b).

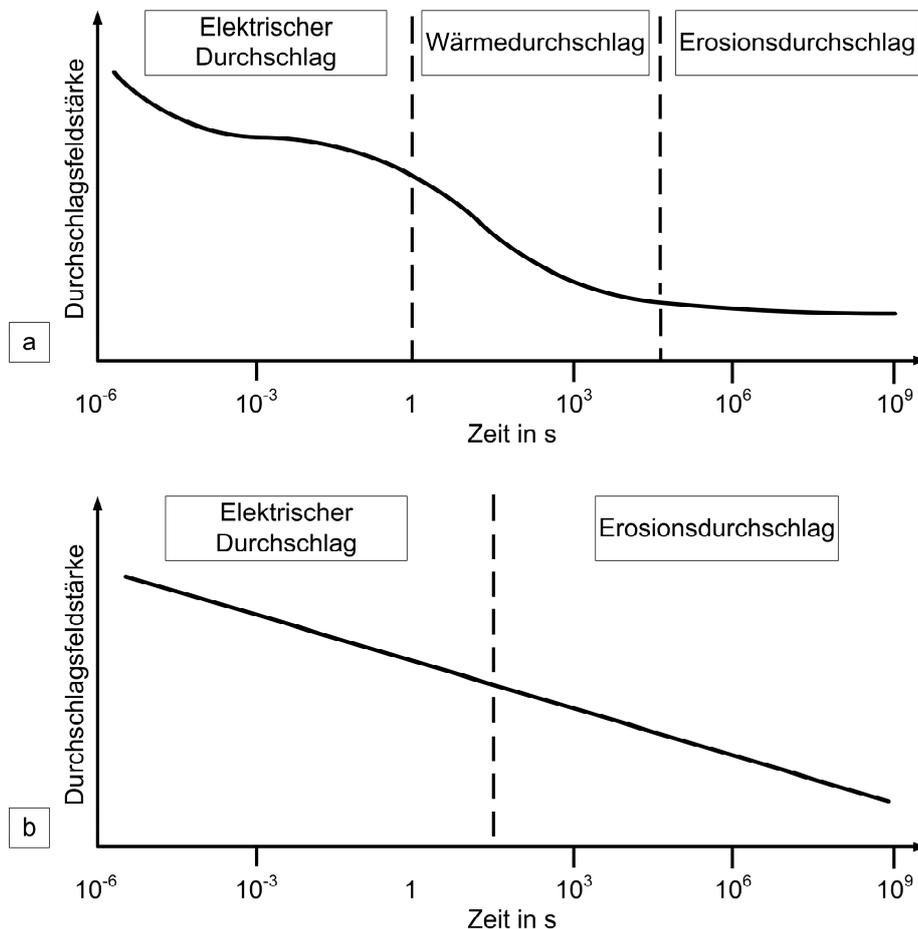


Bild 7.2: Durchschlagsmechanismen bei  $\tan(\delta) \approx 10^{-2}$  (a) und  $\tan(\delta) \approx 10^{-4}$  (b) gemäß [86]

Die Durchschlagsprozesse sind von der Beanspruchungszeit abhängig. Jenen Durchschlagsprozess, welcher vor allem auf die Alterung des Isolierstoffs zurückzuführen ist, stellt der sogenannte Erosionsdurchschlag dar. Neben der Alterung gelten auch Mängel im

Herstellungsprozess als Ursache für diesen Durchschlagsprozess. Für den Erosionsdurchschlag ist das Auftreten des Durchschlags nach sehr langer Zeit, weit unterhalb der thermischen Festigkeit, charakteristisch. Ursächlich für die Erosion des Isolierstoffes sind Teilentladungen, welche in der Folge zur Ausbildung leitfähiger Kanäle führen („Treeing“) [86].

## 7.2 Durchschlagsuntersuchungen an VPE-isolierten-AC-Mittelspannungskabeln

Um den Zustand und die Eigenschaften von Isolierstoffen feststellen zu können, wurden verschiedene Diagnosemethoden entwickelt. Zu diesen Methoden gehören unter anderem sogenannte Durchschlagsuntersuchungen. Diese Untersuchungen sollen verschiedene Isolierstoffe und -anordnungen hinsichtlich ihrer Durchschlagsfestigkeit vergleichbar machen. Anhand von Durchschlagsuntersuchungen ist auch die Bestimmung des Lebensdauerexponenten eines Isolierstoffes bzw. einer Isolieranordnung möglich. Aufgrund der vielen einflussnehmenden Parameter sind Durchschlagsuntersuchungen stets unter standardisierten Bedingungen durchzuführen. Durchschlagsuntersuchungen zählen bei festen Isolierstoffen zu den zerstörenden Diagnosemethoden, da im Falle eines Durchschlags eine irreversible Zerstörung der Isolierung stattfindet [8].

In der vorliegenden Masterarbeit wurden Durchschlagsuntersuchungen an VPE-isolierten-AC-Mittelspannungskabeln bei Gleichspannungsbeanspruchung durchgeführt. In der Vergangenheit wurden bereits DC-Durchschlagsuntersuchungen an VPE-isolierten-Kabeln durchgeführt und in der Literatur dokumentiert [12, 13]. Zur Ermittlung der Durchschlagsspannung wurden bei den in der Literatur genannten Untersuchungen Stufen-Tests durchgeführt. In der Cigre TB 496 werden Stufen-Tests für DC-Kabel im Rahmen der Entwicklungsprüfung empfohlen. Bei dieser Arbeit wird ein spezieller Stufen-Test eingesetzt, welcher in Kapitel 7.3 näher beschrieben wird [24]. Der Aufbau des Prüfendverschlusses der VPE-Kabel-Prüflinge, wird in den zugänglichen Quellen, mit Ausnahme von [13], nicht näher beschrieben. Aus diesem Grund lehnt sich der Prüfendverschluss dieser Arbeit an jenen von [13], welcher nachfolgend beschrieben werden soll, an (Bild 7.3). Grundsätzlich wird der Innenleiter des Kabelprüflings auf Hochspannungspotenzial gelegt, während der Kabelschirm geerdet wird. Dadurch liegt auch die äußere Leitschicht auf Erdpotential.

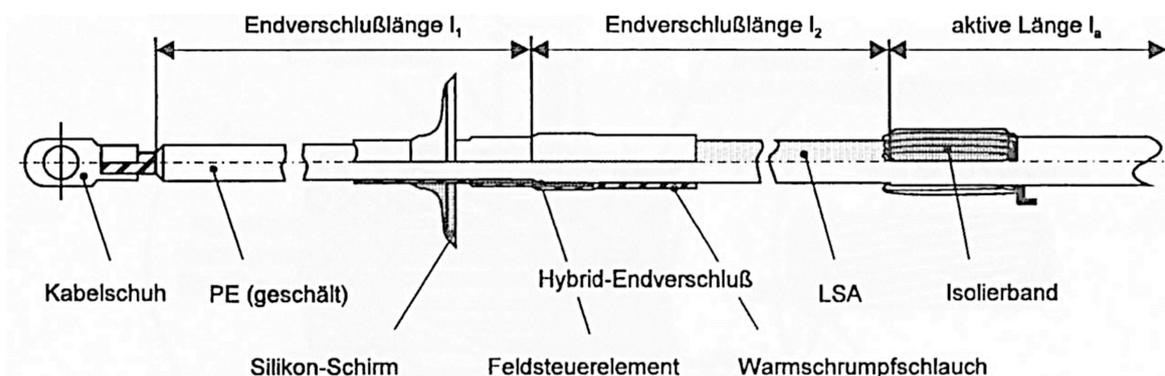


Bild 7.3: Aufbau des Prüfendverschlusses der Prüflinge für DC-Durchschlagsuntersuchungen [13]

Die aktive Länge des Kabelprüflings  $l_a$  beträgt ungefähr 10 m. Zur Prüflingslänge addieren sich die aktive Länge  $l_a$  und die Endverschlusslänge  $l_1$ . Die Endverschlusslänge beschreibt jene Länge, über welche die äußere Leitschicht und alle darüberliegenden Schichten abgesetzt wurden. Das Absetzen der äußeren Leitschicht mit entsprechender Länge erfolgt, um äußere Entladungen über den Endverschlussbereich des Kabels, welcher eine Gleitanordnung darstellt, zu minimieren. Außerdem werden durch das Absetzen der äußeren Leitschicht Kriechströme und äußere Überschläge verhindert. Die äußere Leitschicht muss zumindest auf einer Länge von 0,5 m bis 2 m abgesetzt werden. Die Endverschlusslänge  $l_2$  ist nur bei Stoßspannungsbeanspruchungen relevant. In [13] wurden für die Prüfungen bei einer Gleichspannungsbeanspruchung bis 600 kV Hybrid-Endverschlüsse des Typs CHE-I 10/1 des Herstellers Cellpack eingesetzt. Dieser Endverschluss ist nicht mehr kommerziell erhältlich. In [14] wurden Endverschlüsse des Herstellers Cellpack des Typs CHE-I 24kV 70-240 eingesetzt. Dabei traten die Durchschläge jedoch im Endverschlussbereich auf. Aus diesem Grund werden im Zuge dieser Arbeit weitere Endverschlüsse verwendet und erprobt. Der spezifische Prüfaufbau und der Aufbau der Prüfendverschlüsse der Prüflinge dieser Arbeit, wird in Kapitel 8 beschrieben.

### 7.3 Prüfprozedur

Im Rahmen dieser Arbeit werden, wie bereits erwähnt, Stufen-Tests durchgeführt. Beim Stufen-Test wird die Spannung schrittweise bis zum Durchschlag, oder bis zu einem bestimmten Spannungsniveau, erhöht. Bei den DC-Durchschlagsuntersuchungen ist es wichtig, die Zeitintervalle zwischen den Spannungserhöhungen lang genug zu wählen, damit sich eine resistive Feldverteilung einstellt [14]. In [14] wurde in Simulationen die dafür notwendige Stufendauer ermittelt. Als Konsequenz wurde der Stufen-Test der TU Graz entwickelt, welcher auch in dieser Arbeit zur Anwendung kommt. Da Kabel mit unterschiedlicher Nennspannung und daraus resultierend unterschiedlicher Isolierwandstärke geprüft werden sollen, ist es notwendig, die Spannungsstufen anzupassen. Der verwendete Stufen-Test ist in Bild 7.4 dargestellt, wobei der Betrag der mittleren elektrischen Feldstärke anstelle der Prüfspannung angegeben ist. Dies ist der Fall, da Kabel unterschiedlicher Isolierwandstärken elektrisch äquivalent belastet werden sollen. Die mittlere elektrische Feldstärke  $\bar{E}$  in der Isolierung wird folgendermaßen berechnet:

$$\bar{E} = \frac{U_{DC}}{d} \quad (36)$$

$U_{DC}$ ... Prüfgleichspannung

$d$ ... Isolierwandstärke

Das Prüfprozedere sieht vor, dass die Spannung schrittweise bis zur Durchschlagsspannung erhöht wird. Die ersten zwei Stufen des Stufen-Tests dauern jeweils 15 Minuten und dienen der Vorkonditionierung. Sollten in dieser Phase bereits deutlich wahrnehmbare Entladungen im Endverschlussbereich auftreten, kann der Test noch unterbrochen werden. Die dritte Stufe dauert 60 Minuten und soll sicherstellen, dass die elektrische Feldverteilung in eine stationäre, resistive Verteilung übergeht. Danach folgen alle 15 Minuten weitere

Spannungserhöhungen, bis ein Durchschlag auftritt [14]. Die Spannungshöhe wird grundsätzlich von der maximalen Prüfspannung der verwendeten Greinacher Kaskade begrenzt ( $\pm 1500$  kV, [87]). Bei den verwendeten Kabeln war jedoch ein Durchschlag weit unterhalb der maximalen Prüfspannung der Anlage zu erwarten.

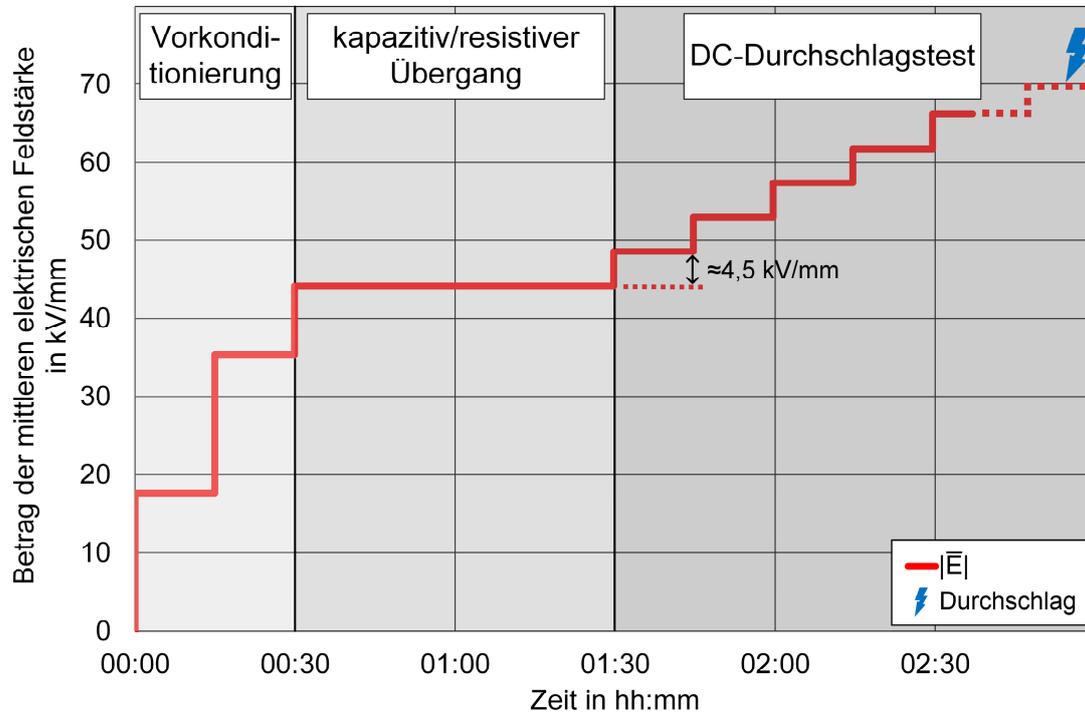


Bild 7.4: Stufen-Test der TU-Graz nach [14]

Wie in Kapitel 4.2 bereits erwähnt wurde, ist die elektrische Leitfähigkeit und damit die Verteilung des elektrischen Feldes in Kabeln, bei Gleichspannungsbeanspruchung, stark temperaturabhängig. Deshalb ist die Ermittlung der Durchschlagsfeldstärke bei unterschiedlichen Kabeltemperaturen von großer Bedeutung. Zu beachten ist der Temperaturgradient zwischen Kabelinnenleiter und Kabelschirm, welcher in der Praxis bei Belastung eines Kabels und einer Wärmeabfuhr über den Kabelmantel immer auftritt. Die Erwärmung von Kabeln kann mit Heiztransformatoren durchgeführt werden. Die Erwärmung von Kabeln mit Heiztransformatoren kommt dem realen Kabelbetrieb, in thermischer Hinsicht, nahe und ist sehr robust. Ein potenzielles Problem bei der Erwärmung von Kabeln mit Heiztransformatoren ist, dass sich das gesamte Kabel und somit auch der Endverschlussbereich erwärmt. Dadurch wird nicht nur die Durchschlagsfestigkeit der aktiven Länge des Kabels, sondern auch jene des Kabelendverschlusses herabgesetzt. Um eine Schwächung der Isolierung des Kabelendverschlusses durch die Kabelerwärmung zu verhindern, kann eine partielle Erwärmung des Kabels, im Bereich der aktiven Länge des Kabels, mit Hilfe von Heizmanschetten durchgeführt werden.

## 7.4 Auswertung von Durchschlagsuntersuchungen

Die Ergebnisse von Durchschlagsuntersuchungen sind teilweise großen Schwankungen unterworfen und hängen sehr stark von den gegebenen Randbedingungen ab. Die ermittelten Durchschlagsspannungen bzw. -feldstärken stellen deshalb eine rein statistische



werden. Anhand der Steigung der resultierenden Linie und anhand des abgelesenen Werts bei der 63,2-%igen-Durchschlagswahrscheinlichkeit, können die Weibull-Parameter ermittelt werden [88, 89]. Diese Methode ist jedoch mit großer Unsicherheit verbunden. Eine kleine Abweichung bei der Anpassung der Referenzlinie an die Summenhäufigkeitspunkte kann, aufgrund der doppellogarithmischen Skalierung, eine große Abweichung der ermittelten Werte hervorrufen. Ein weiterer Nachteil der graphischen Auswertung ist auch, dass keine Konfidenzintervalle für die Weibull-Parameter ermittelt werden können. Grundsätzlich sind graphische Verfahren zur Ermittlung einer ersten Abschätzung der Weibull-Parameter und zur Überprüfung der Übereinstimmung der empirischen Verteilungsfunktion und der Weibull-Verteilung geeignet [89].

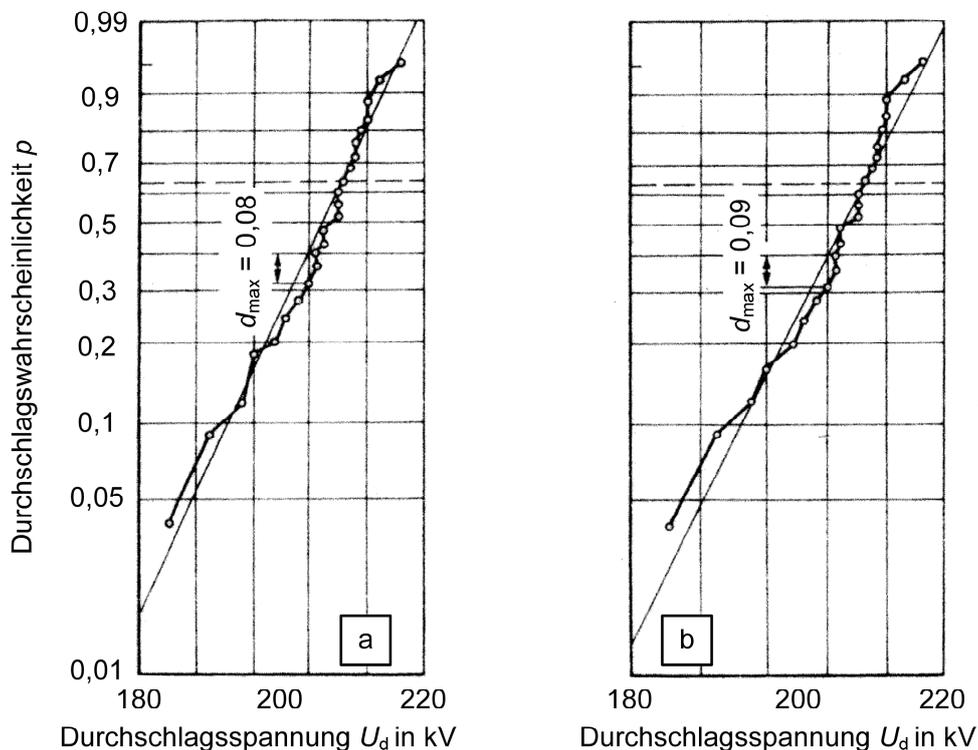


Bild 7.5: Summenhäufigkeitspunkte eines Messdatensatzes im Wahrscheinlichkeitsnetz einer Doppel exponentialverteilung (a) und einer Weibull-Verteilung (b), graphisch konstruierte Ausgleichsgerade wobei  $d_{\max}$  die maximalen Abweichung ist, nach [88]

Zur numerischen Parameterbestimmung wird von der im Rahmen der vorliegenden Arbeit genutzten Software die sogenannte Maximum-Likelihood-Estimation (MLE) verwendet [90]. Dieses Verfahren gehört zu den am besten geeigneten numerischen Berechnungsverfahren zur Bestimmung der Weibull-Parameter. Dabei ist dieses numerische Verfahren den graphischen Verfahren zur Ermittlung der Verteilungs-Parameter hinsichtlich der Genauigkeit eindeutig überlegen. Ein gewisser Nachteil dieses Verfahrens ist, dass eine visuelle Komponente im Auswertungsprozess für den Anwender, anders als bei den graphischen Verfahren, entfällt [89].

## 8 Durchschlagsuntersuchungen an VPE-isolierten Mittelspannungskabeln bei Gleichspannungsbeanspruchung

### 8.1 Untersuchte Mittelspannungskabel und Probenvorbereitung

Im Zuge der experimentellen Untersuchungen wurden herkömmliche, in der Mittelspannungsebene eingesetzte, VPE-isolierte-Mittelspannungs-AC-Kabel verwendet. Die DC-Durchschlagsuntersuchungen wurden einerseits an einem 12/20-kV-AC-VPE-Kabel (Silec NA2XS(F)2Y 1x150/25 RM, Datenblatt eines vergleichbaren Kabels in Bild C.3 und Bild C.4 im Anhang C) mit einer Isolierwandstärke von 5,3 mm und einem Querschnitt des Innenleiters von 150 mm<sup>2</sup> durchgeführt. Des Weiteren wurde ein 6/10-kV-AC-VPE-Kabel (Cable NA2XS(F)2Y 1 x 50/16 RM, Datenblatt in Bild G.1 und Bild G.2 im Anhang G) mit einer Isolierwandstärke von 3,4 mm und einem Leiterquerschnitt von 50 mm<sup>2</sup> den DC-Durchschlagsuntersuchungen unterzogen. Die Isolierwandstärke beider untersuchter Kabel wurde anhand von mikroskopischen Aufnahmen, welche am Ende dieses Kapitels dargestellt sind, ermittelt. Aufgrund des geringeren Leiterquerschnitts des 6/10-kV-AC-VPE-Kabels gegenüber dem 12/20-kV-AC-VPE-Kabel, ist die Überhöhung der elektrischen Feldstärke am Rand des Innenleiters des 6/10-kV-AC-VPE-Kabels größer. Wird eine konstante elektrische Leitfähigkeit innerhalb der Kabelisolierungen angenommen kann die Berechnung der elektrischen Feldstärke in der Isolierung anhand von Gleichung 9 erfolgen. Wenn an beiden Kabeln die gleiche Spannung anliegt, ergibt sich am Rand des Innenleiters des 6/10-kV-AC-VPE-Kabels eine 1,6-mal höhere elektrische Feldstärke verglichen mit dem 12/20-kV-AC-VPE-Kabel. In Folge der größeren elektrischen Belastung erhöht sich die Wahrscheinlichkeit eines Durchschlags im aktiven Teil des 6/10-kV-AC-VPE-Kabels. Grundsätzlich könnte die Prüfendverschlusslänge des 6/10-kV-AC-VPE-Kabels kürzer als jene des 12/20-kV-AC-VPE-Kabel gewählt werden. Der Grund hierfür ist, dass die Durchschlagsuntersuchungen des 6/10-kV-AC-VPE-Kabels mit wesentlich niedrigeren Spannungen durchgeführt werden. Die niedrigere Prüfspannung im Falle des 6/10-kV-AC-VPE-Kabels, ergibt sich aufgrund der geringeren Isolierwandstärke des Kabels, wodurch bei gleichbleibender Spannung die mittlere elektrische Feldstärke steigt.

Die zu untersuchenden Kabelprüflinge wiesen im Falle des 12/20-kV-AC-VPE-Kabels eine Gesamtlänge von 16 m auf. Die 6/10-kV-AC-VPE-Kabelprüflinge wiesen eine Gesamtlänge von 11 bzw. 12 m auf. Die Endverschlusslänge aller Prüflinge wurde mit 3 m je Seite gewählt (Bild 8.1). Im Zuge der Präparierung der Prüflinge wurden, über die gesamte Endverschlusslänge, der Mantel und der Kabelschirm inklusive der zwischenliegenden Schichten, abgesetzt.

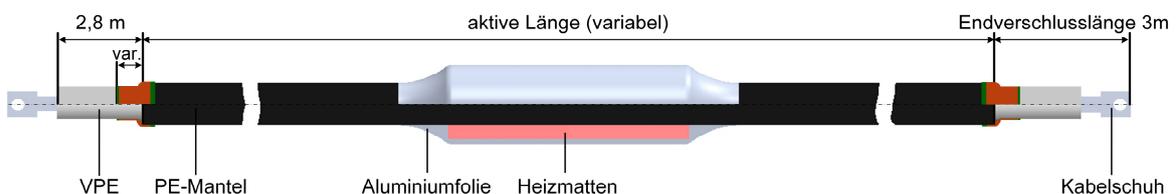


Bild 8.1: Kabelprüfling für Durchschlagsversuche mit einem Prüfendverschluss mit nichtlinearer Feldsteuerung

Anschließend erfolgte die Entfernung der äußeren halbleitenden Schicht. Um die hohen elektrischen Feldstärken am Übergang von der äußeren halbleitenden Schicht zur VPE-Isolierung zu beherrschen, wurden Kabelendverschlüsse eingesetzt.

Eine Übersicht über die eingesetzten Prüfendverschlüsse ist in Tabelle 8.1 dargestellt. Die eingesetzten Prüfendverschlüsse mitsamt den Ergebnissen der Durchschlagsuntersuchungen sind in Tabelle E.1 im Anhang aufgelistet, die Datenblätter sind in Bild G.1 im Anhang G zu finden.

Tabelle 8.1: Auflistung geprüfter Kabel mit eingesetzten Prüfendverschlüssen

Kabel	Prüfendverschluss/Feldsteuerelement			
	CHE-I 24kV 70-240	Scapa 2527	IXSU-F3121/F5131	FSE Type 03
6/10-kV-AC-VPE-Kabel	x	✓	✓	x
12/20-kV-AC-VPE-Kabel	✓	✓	✓	✓

Prüfendverschlüsse/Feldsteuerelemente

**12/20-kV-AC-VPE-Kabel**

- Cellpack CHE-I 24kV 70-240: Die Komponenten dieses Endverschlusses (Datenblatt in Bild G.3 und Bild G.4 im Anhang G) des Herstellers Cellpack sind ein geometrisches Feldsteuerelement, ein warschrumpfender Schlauch und Schirmkappen zur Verlängerung des Kriechweges. In [14] wurde dieser Endverschluss für 12/20-kV-AC-VPE-Kabel mit einer Isolierwandstärke von 5,5 mm eingesetzt, jedoch traten hier Durchschläge im Bereich des Prüfendverschlusses bei maximalen Feldstärken von 72 kV/mm auf. Zu beachten ist, dass bei den DC-Durchschlagsuntersuchungen in [14] der gesamte Prüfling inklusive des Prüfendverschlusses erwärmt wurde, wodurch auch die Durchschlagsfestigkeit des Kabelendverschlusses herabgesetzt wurde. Im Rahmen dieser Arbeit wurde der Endverschluss im Zuge der DC-Durchschlagsuntersuchungen nicht erwärmt. Zusätzlich wurde der Prüfendverschluss nach der Montage einer Wärmebehandlung (24-stündige Lagerung bei einer Temperatur von 65 °C) unterzogen. Durch diese Wärmebehandlung sollen Lufteinschlüsse reduziert werden, wodurch die dielektrische Festigkeit der Prüfendverschlüsse erhöht werden soll.
- NKT FSE Type 03: Dieses Feldsteuerelement des Herstellers NKT (Datenblatt in Bild C.6 und Bild C.7 im Anhang C) besteht aus einem Aufschiebekörper aus Silikon, welcher eine geometrische Feldsteuerung enthält.

**12/20-kV-AC-VPE-Kabel und 6/10-kV-AC-VPE-Kabel**

- Scapa 2527: Es wurden Prüfendverschlüsse mit einem Spannungskontrollband des Herstellers Scapa des Typs 2527 (Datenblatt in Bild G.5 im Anhang G) mit einem spezifischen Widerstand von  $5 \cdot 10^{11} \Omega \cdot m$  realisiert. Dabei wurde das Band über eine Länge von 30 bis 70 cm halbüberlappend auf den Endverschlussbereich des jeweiligen Prüflings gewickelt (Bild 8.2a). Das Spannungskontrollband wirkt resistiv feldsteuernd.

In [14] wurde ein Endverschluss bestehend aus einer resistiven Schicht mit einem spezifischen Widerstand von  $1 \cdot 10^{11} \Omega \cdot m$  multiphysikalisch simuliert. Die Simulationen ergaben, dass das elektrische Feld nach einer Endverschlusslänge von 30 cm als abgesteuert betrachtet werden kann.

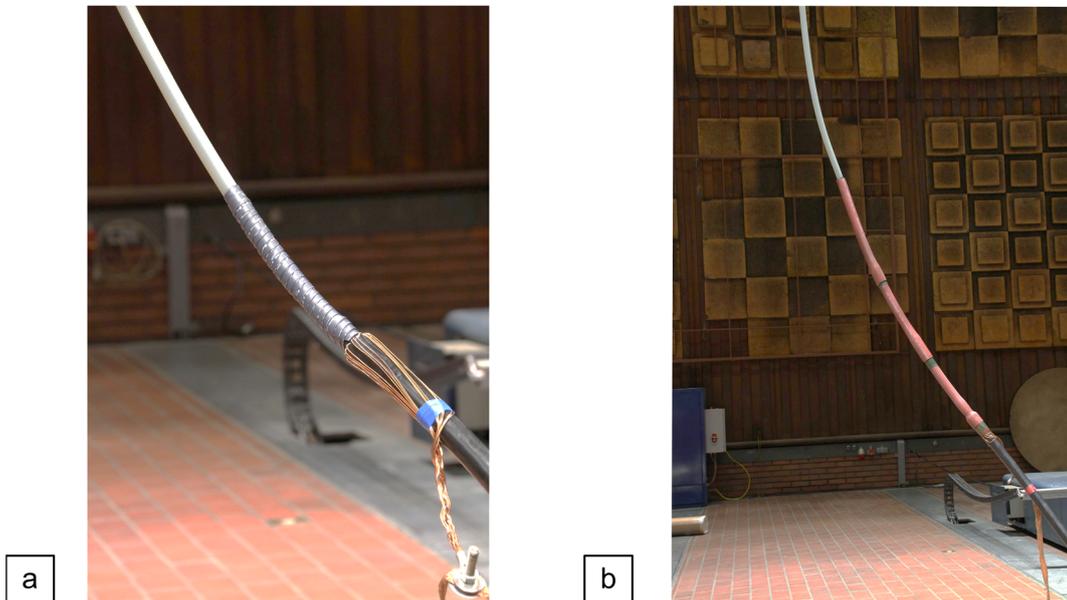


Bild 8.2: Endverschlussbereich untersuchter Kabelprüflinge mit installierten Prüfendverschlüssen: Spannungskontrollband Scapa 2527 (a), dreifach-kaskadierter Prüfendverschluss IXSU-F3121 (b)

- TE Connectivity Raychem IXSU-F3121/IXSU-F5131: Der Endverschluss des Herstellers TE Connectivity besteht aus einem 30 cm langen warschrumpfenden Schlauch, welcher eine nichtlinear feldsteuernde Schicht aus Zinkoxid enthält (Datenblatt in Bild G.6 und Bild G.7 im Anhang G) [91]. Der Endverschluss wurde einzeln, oder wenn es die elektrische Belastung erforderte und das elektrische Feld über eine längere Strecke abgesteuert werden musste, mehrfach-kaskadiert (Bild 8.2b), verwendet. Der Typ IXSU-F5131 wurde, dreifach-kaskadiert, als Prüfendverschluss für einen 12/20-kV-AC-VPE-Kabelprüfling verwendet. Der Typ IXSU-F3121 wurde als Prüfendverschluss für 6/10-kV-AC-VPE-Kabelprüflinge verwendet.

#### Isolierwandstärken des 12/20-kV-AC-VPE-Kabels und des 6/10-kV-AC-VPE-Kabels

Die Isolierwandstärke der Kabel wurde per Objektmikrometer im Zuge einer Mikroskopie von dünnen Kabelstücken gemessen (Bild 8.3). Die Dicke der Isolierung wurde an 8 gleichmäßig über dem Umfang verteilten Stellen gemessen und anschließend gemittelt (Ergebnisse in Tabelle E.4 im Anhang E). Die Vermessung des 6/10-kV-AC-VPE-Kabels ergab eine mittlere Isolierwandstärke von 3,4 mm. An der dünnsten Stelle wurden 3,3 mm und an der dicksten Stelle 3,5 mm gemessen. Das 12/20-kV-AC-VPE-Kabel weist eine mittlere Isolierwandstärke von 5,3 mm auf. Die dünnste Stelle misst 5,1 mm und die dickste Stelle misst 5,4 mm. Die ermittelten mittleren Isolierwandstärken wurden zur Berechnung der mittleren elektrischen Feldstärken herangezogen.

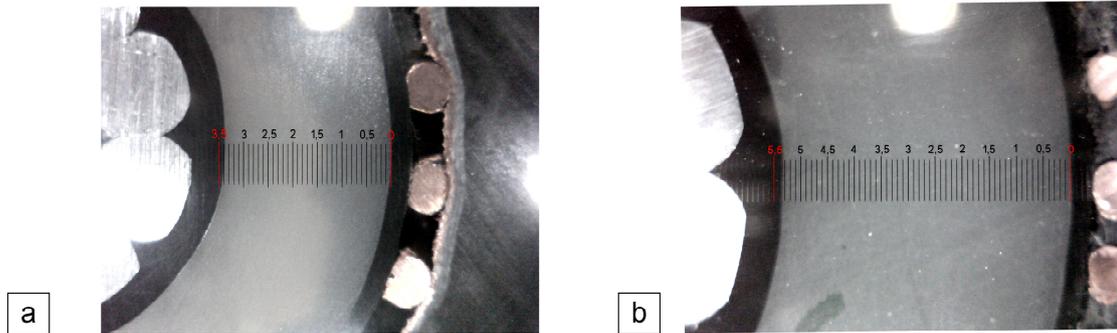


Bild 8.3: Mikroskopie mit Objektmikrometer (eine Längeneinheit entspricht 0,1 mm), 6/10-kV-AC-VPE-Kabel (a), 12/20-kV-AC-VPE-Kabel (b)

## 8.2 Versuchsanordnung im Labor

Die Durchführung der DC-Durchschlagsuntersuchungen erfolgte im Nikola Tesla Labor der TU Graz (Bild 8.4). Die Gleichspannung wird mit einer Greinacher-Kaskade erzeugt. Beim Laboraufbau der DC-Durchschlagsuntersuchungen wurde der Innenleiter der Kabelprüflinge beidseitig mit der Hochspannungselektrode verbunden. Der Kabelschirm wurde beidseitig geerdet. Die beidseitige Erdung des Kabels ist in diesem Fall möglich, da keine Erwärmung mit einem Heiztransformator durchgeführt wurde. Um den Endverschlussbereich der Kabelprüflinge nicht thermisch zu belasten, wurde in dieser Arbeit eine partielle Erwärmung der Kabelprüflinge im aktiven Teil des Kabels vorgenommen.

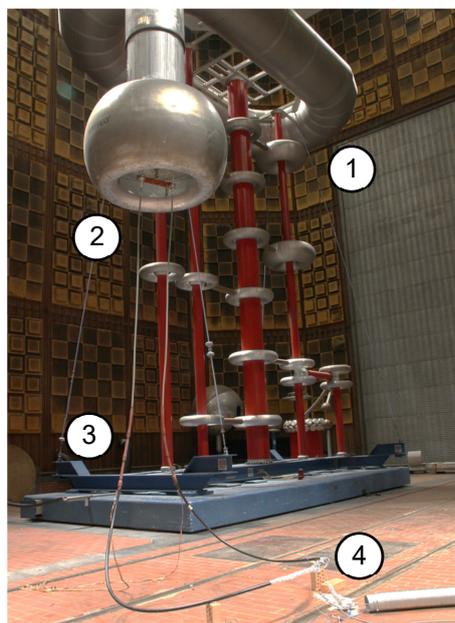


Bild 8.4: Prüfaufbau im Nikola Tesla Labor bei DC-Durchschlagsuntersuchungen eines 6/10-kV-AC-VPE-Kabelprüflings, 1: Greinacher-Kaskade, 2: Hochspannungselektrode, 3: Prüfendverschluss (Raychem IXSU-F3121), 4: Heizbereich

Die partielle Erwärmung des Kabels wurde mit zwei Heizmatten und einer entsprechenden Heizregelung realisiert. Die Heizmatten wiesen Abmessungen von 460 mm x 150 mm und eine Nennleistung von 1175 W auf. Im aktiven Teil, in der Mitte der Kabelprüflinge, wurden

die Heizmatten auf einer Länge von ungefähr 1 m angebracht. Die Anbringung erfolgte durch Umwicklung des Kabels mit den Heizmatten und einer anschließenden Fixierung. Ein Pt100-Temperaturfühler wurde zwischen Heizmatte und Kabelmantel angebracht. Die Heizmatten wurden zusätzlich mit Aluminiumfolie umwickelt (Bild 8.5). Einerseits um eine Schirmung der elektrischen Komponenten zu erreichen und andererseits, um die Abkühlung durch Konvektion am Kabelmantel zu verhindern. Damit der Heizbereich des Kabelprüflings auf eine stabile Temperatur erwärmt werden kann, wurde im Zuge dieser Arbeit eine Heizregelung entworfen und gefertigt. Die Kernkomponenten sind ein PID-Zweipunkt-Temperaturregler und ein Halbleiterrelais, welches die Heizmatten ein- bzw. ausschaltet. Aufgrund der elektromagnetischen Belastung bei Über- bzw. Durchschlägen, wurden entsprechende Schutzvorkehrungen getroffen. Die Heizmatten und der PT100-Temperaturfühler wurden per geschirmter Kabel mit der Heizregelung verbunden. Die geschirmten Kabel wurden so lang gewählt, dass die Heizregelung in ausreichendem Abstand zu Hochspannungselektrode und Kabelprüfling platziert werden konnten. Als Überspannungs- und Überstromschutzkomponenten wurden Suppressor-Dioden, Varistoren und Feinsicherungen im Gehäuse der Heizregelung verbaut. Das Gehäuse der Heizregelung ist aus Aluminium gefertigt.



Bild 8.5: Vorbereitung des Kabelprüflings für die DC-Durchschlagsuntersuchungen mit partieller Erwärmung

Mit der Erwärmung der Kabelprüflinge wurde bereits 4 Stunden vor dem Beginn der Prüfprozedur der DC-Durchschlagsuntersuchungen begonnen. Innerhalb dieser Zeit sollte das Kabel im gesamten Heizbereich gleichmäßig durcherwärmt sein und eine stabile Temperatur aufweisen [76]. Die Erwärmung erfolgte auf eine Temperatur von  $\vartheta = 90 \text{ }^\circ\text{C}$ . Aufgrund der gleichmäßigen Erwärmung des gesamten Kabelvolumens im Heizbereich, ist kein Temperaturgradient in der Isolierung vorhanden.

### 8.3 Untersuchung der thermischen Instabilität und des thermischen Durchschlags

Im Zuge der DC-Durchschlagsuntersuchungen an einem 6/10-kV-AC-VPE-Kabelprüfling trat bei Gleichspannungsbelastung mit negativer Polarität eine thermische Instabilität, die mit einem thermischen Durchschlag endete, auf (Bild 8.6). Nachdem die Reproduzierbarkeit der thermischen Instabilität bei den gegebenen Bedingungen bestätigt wurde, sollte die Entwicklung von thermischen Instabilitäten und des daraus resultierenden thermischen Durchschlags näher untersucht werden. Dadurch sollten weitere Erkenntnisse über diese

Phänomene erlangt werden. Von besonderem Interesse war der Temperaturanstieg in Abhängigkeit der anliegenden Prüfspannung.



Bild 8.6: Abgeschmolzener Kabelmantel im Bereich des Durchschlags von Kabelprüfling P9 nach thermischem Durchschlag

Um die thermischen Instabilitäten zu untersuchen, wurde ein 6/10-kV-AC-VPE-Kabelprüfling mit mehreren Temperatursensoren (Thermoelemente) versehen (Bild 8.7) und anschließend der Prüfprozedur unterzogen. Die Temperatursensoren wurden auf dem Mantel des Kabelprüflings platziert. Die Untersuchungen des thermischen Durchschlags wurden bei einer Erwärmung von  $\vartheta = 70\text{ °C}$  und einer Erwärmung von  $\vartheta = 90\text{ °C}$  durchgeführt. Um den gleichen Prüfling ein zweites Mal untersuchen zu können, wurde die Prüfprozedur vor einem erwarteten Durchschlag und vor dem Erreichen von einer Temperatur, die irreversible Schäden hervorruft, abgebrochen.

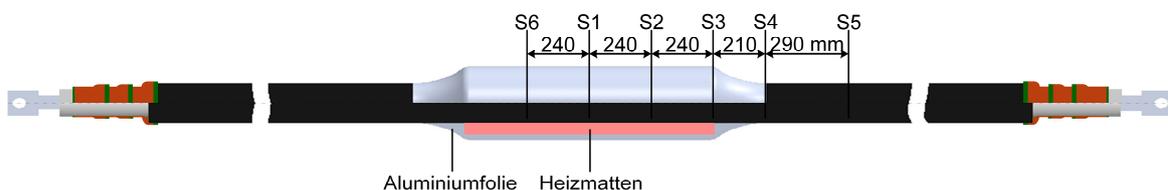


Bild 8.7: Mit Temperatursensoren ( $S_1 \dots S_6$ ) versehener Kabelprüfling im Rahmen der Untersuchung der thermischen Instabilitäten und des thermischen Durchschlags

## 8.4 Auswertung der Messergebnisse

Sämtliche in dieser Arbeit durchgeführte DC-Durchschlagsuntersuchungen und deren Ergebnisse sind in der Tabelle E.2 und Tabelle E.3 im Anhang E detailliert dargestellt.

### DC-Durchschlagsuntersuchungen des 6/10-kV-AC-VPE-Kabels

Im Rahmen der DC-Durchschlagsuntersuchungen traten, bei Gleichspannung mit positiver Polarität, Durchschläge im aktiven Teil des 6/10-kV-AC-VPE-Kabels auf. 6 Durchschläge traten bei einer Prüfspannung von  $U_{DC} = 210\text{ kV}$  und ein weiterer Durchschlag bei  $U_{DC} = 195\text{ kV}$  auf. Es wurden auch 6/10-kV-AC-VPE-Kabelprüflinge mit Gleichspannung mit negativer Polarität beansprucht. Dabei traten thermische Durchschläge und Durchschläge im Endverschlussbereich auf – die Erläuterung dieser Versuche erfolgt am Ende dieses Kapitels. Die Durchschläge im aktiven Teil des 6/10-kV-AC-VPE-Kabels bei Gleichspannung mit positiver Polarität konnten mit unterschiedlichen Prüfendverschlüssen und sogar ohne Prüfendverschluss erreicht werden. Die gemessenen Werte wurden statistisch

ausgewertet. Eine graphische Auswertung wäre anhand der gegebenen Messergebnisse nicht zielführend gewesen. Einerseits da die Zahl an Durchschlägen für eine graphische Auswertung gering ist und andererseits da die vorliegende Verteilung der Durchschläge eine graphische Auswertung zusätzlich erschwert. Die Auswertung wurde somit per numerischer Berechnung der Weibull-Parameter durchgeführt. Mit den ermittelten Weibull-Parametern konnten die Verteilungsfunktion bestimmt und grafisch dargestellt werden (Bild 8.8). Die ermittelte 63,2%-DC-Durchschlagsfeldstärke beträgt  $\bar{E}_{d,63,2} = 61,7$  kV/mm.

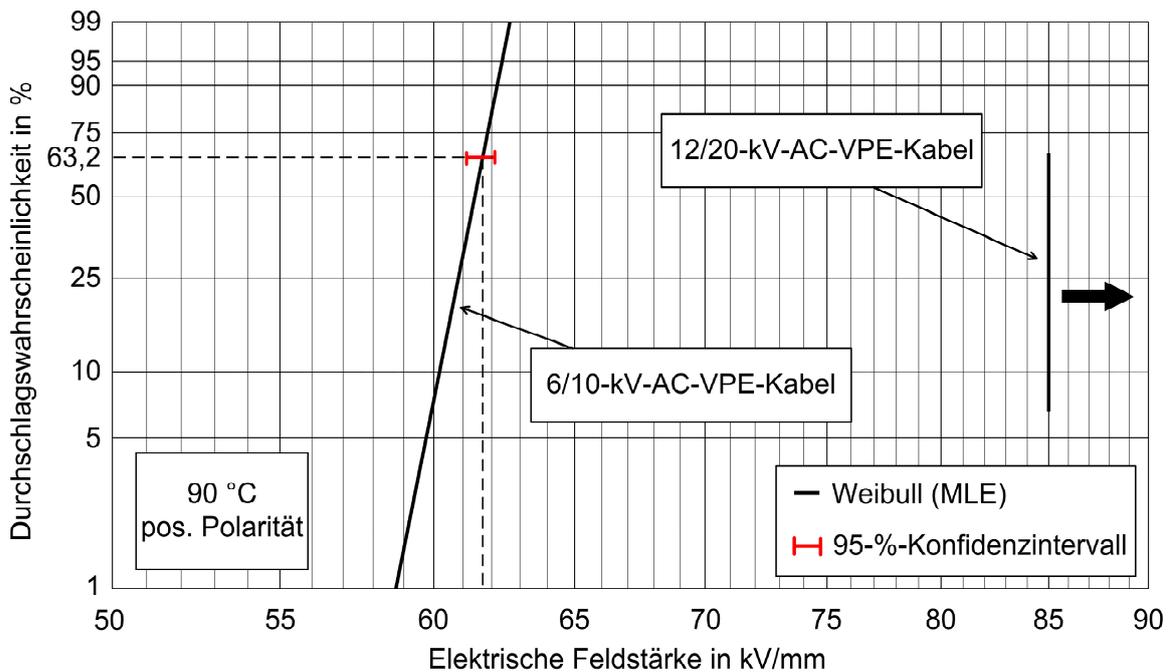


Bild 8.8: Ermittelte Weibull-Wahrscheinlichkeitsverteilung für die Ergebnisse der DC-Durchschlagsuntersuchungen des 6/10-kV-AC-VPE-Kabels und eingetragener maximaler Haltewert des 12/20-kV-AC-VPE-Kabels bei Gleichspannungsbeanspruchung mit positiver Polarität

Die entsprechende Verteilungsfunktion  $F$  ergibt sich infolge der ermittelten Weibull-Parameter folgendermaßen:

$$F(U_{DC}) = 1 - \exp\left(-\left(\frac{U_{DC}}{U_{d,63}}\right)^{\delta_w}\right) = 1 - \exp\left(-\left(\frac{U_{DC}}{209,7}\right)^{94,6}\right) \quad (39)$$

$\delta_w$ ... Streuungsmaß, Weibull-Exponent       $U_{DC}$ ... Prüfgleichspannung  
 $U_{d,63}$ ... 63,2%-Quantil

#### DC-Durchschlagsuntersuchungen des 12/20-kV-AC-VPE-Kabels

Bei den Untersuchungen der DC-Durchschlagsfestigkeit des 12/20-kV-AC-VPE-Kabels bei Gleichspannung mit positiver Polarität konnten Haltewerte ermittelt werden. Der größte Haltewert ist in Bild 8.8 per senkrechter Linie dargestellt und beträgt  $\bar{E}_H = 85$  kV/mm. Bei diesem Kabel traten keine Durchschläge im aktiven Teil des Kabels, sondern nur im Prüfendverschlussbereich auf. Dieses Kabel weist eine höhere Durchschlagsfeldstärke,

verglichen mit dem 6/10-kV-AC-VPE-Kabel, auf. Der höchste Haltewert konnte mit dem wärmebehandelten Prüfendverschluss Cellpack CHE-I 24 kV 70-240 erzielt werden.

#### Vergleich der Durchschlagsfestigkeit der beiden geprüften Kabel

Die unterschiedlichen Durchschlagsfeldstärken der beiden untersuchten Kabel sind auf mehrerlei Gründe zurückzuführen:

- Die beiden Kabel weisen unterschiedliche Innen- und Außendurchmesser der Isolierung auf. Dadurch ist, unter der Annahme gleicher Materialparameter und einer gleichen mittleren elektrischen Feldstärke der VPE-Isolierungen beider Kabel, die Randfeldstärke am Innenleiter des 12/20-kV-AC-VPE-Kabels geringer.
- Da die Kabel von unterschiedlichen Herstellern gefertigt wurden, sind Unterschiede in der Fertigung und unterschiedliche Materialparameter der Kabelisolierung möglich.

#### Prüfendverschlüsse

Bei den DC-Durchschlagsuntersuchungen des 6/10-kV-AC-VPE-Kabels bei Gleichspannung mit negativer Polarität und des 12/20-kV-AC-VPE-Kabels bei Gleichspannung mit positiver Polarität, kam es zu Durchschlägen im Bereich des Prüfendverschlusses. Im Zuge der Untersuchungen des thermischen Durchschlags am 6/10-kV-AC-VPE-Kabel konnte ermittelt werden, dass bei Beanspruchung mit Gleichspannung mit negativer Polarität, unbedingt ein Prüfendverschluss eingesetzt werden muss. Im Falle des 6/10-kV-AC-VPE-Kabels wurde ein Prüfendverschluss mit nichtlinearer Feldsteuerung (Raychem IXSU-F3121) verwendet. Dieser Endverschluss ist kaskadierbar und wurde schließlich dreifach-kaskadiert eingesetzt. In der Folge wurden Durchschläge im aktiven Teil des Kabels erreicht. Beim 12/20-kV-AC-VPE-Kabel wurden unterschiedliche Prüfendverschlüsse eingesetzt. Mit den eingesetzten Prüfendverschlüssen konnte kein Durchschlag im aktiven Teil des Kabels erreicht werden. Mit dem Hybrid-Endverschluss CHE-I von Cellpack wurde der höchste Haltewert der elektrischen Feldstärke erreicht. Dieser Endverschluss bietet ebenso wie das Feldsteuerelement FSE Type 03 eine geometrische Feldsteuerung. Grundsätzlich sind diese beiden Endverschlüsse für Wechselspannungsbeanspruchungen ausgelegt und entwickelt worden. Dies könnte der Grund sein, weshalb das elektrische Feld bei Gleichspannungsbeanspruchung nicht optimal gesteuert wird. Ein weiterer Prüfendverschluss wurde mit dem Spannungskontrollband des Herstellers Scarpa des Typs 2527 realisiert. Dieser Prüfendverschluss kann nicht abschließend beurteilt werden, da er beim 12/20-kV-AC-VPE-Kabel nur einmal zu Einsatz kam und dabei zu lang gewickelt wurde, sodass äußere Überschlüge aufgrund des verkürzten Kriechwegs auftraten. Der letzte verwendete Endverschluss war der Endverschluss des Herstellers TE Connectivity des Typs Raychem IXSU-F5131, welcher eine nichtlineare Feldsteuerung aufweist. Dieser Endverschluss wurde dreifach-kaskadiert verwendet. Trotzdem kam es zu einem Durchschlag im Prüfendverschlussbereich. Abschließend kann festgehalten werden, dass mit den verwendeten Prüfendverschlüssen kein Durchschlag im aktiven Teil des 12/20-kV-AC-VPE-Kabels erreicht wurde. Um bei zukünftigen DC-Durchschlagsuntersuchungen dieses Kabels Durchschläge im aktiven Teil zu gewährleisten, könnten Wasserendverschlüsse oder ölisierte Endverschlüsse verwendet werden.

### Ergebnisse der Untersuchungen der thermischen Instabilität und des thermischen Durchschlags

Neben elektrischen Durchschlägen konnten im Zuge der DC-Durchschlagsuntersuchungen auch thermische Instabilitäten und thermische Durchschläge beobachtet werden. Diese Phänomene traten bei Untersuchungen am 6/10-kV-AC-VPE-Kabels bei Gleichspannung mit negativer Polarität auf. Nach Identifizierung der Phänomene wurden die DC-Durchschlagsversuche, wie in Kapitel 8.3 beschrieben, messtechnisch begleitet. Die Temperatur wurde an unterschiedlichen Stellen des Prüflings mit Temperatursensoren (S1 – S6) gemessen, wobei das Aufnahmegerät den Messbereich auf 100 °C einschränkte. Der Temperaturverlauf über 100 °C wurde deshalb extrapoliert. Die vom Heizregler per Pt100-Temperatursensor gemessene Temperatur, wurde in regelmäßigen Abständen per Hand aufgenommen. Die aufgenommenen Temperaturverläufe sind in Bild 8.9 dargestellt.

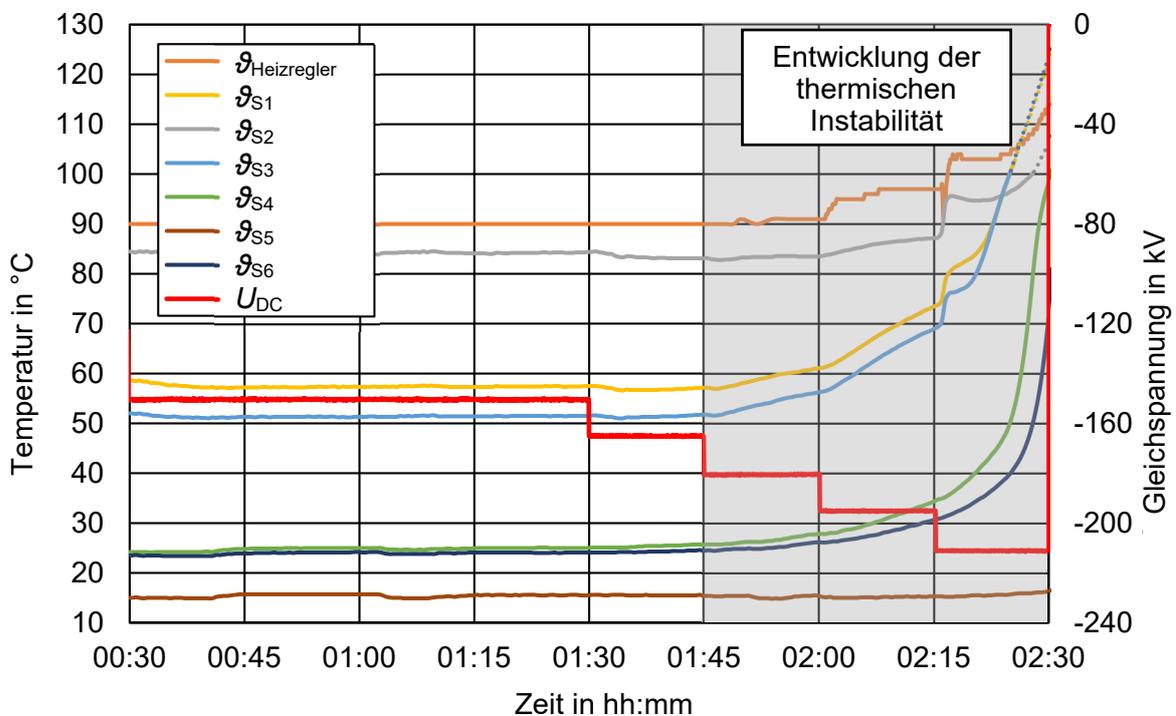


Bild 8.9: Aufnahme des Vorgangs der Entwicklung einer thermischen Instabilität bei einer partiellen Erwärmung des 6/10-kV-AC-VPE-Kabels auf  $\vartheta = 90\text{ °C}$  und einer Beanspruchung mit Gleichspannung negativer Polarität

Den Temperaturverläufen ist zu entnehmen, dass bei einer partiellen Erwärmung des Kabels auf  $\vartheta = 90\text{ °C}$ , ab einer Prüfspannung von  $U_{DC} = -180\text{ kV}$ , eine Erwärmung  $\vartheta > 90\text{ °C}$  auftrat. Eine Prüfspannung von  $U_{DC} = -180\text{ kV}$  entspricht einer mittleren elektrischen Feldstärke von etwa  $\bar{E} \approx -53\text{ kV/mm}$ . Diese Erwärmung ist durch Isolationsströme bedingt und kennzeichnet gleichzeitig den Beginn der Entwicklung einer thermischen Instabilität. Nach weiterer Erhöhung der Prüfspannung beschleunigte sich die Erwärmung. Im Falle der Aufnahme der Entwicklung einer thermischen Instabilität wurde der Versuch nach der Prüfstufe mit  $U_{DC} = -210\text{ kV}$  abgebrochen, um einen thermischen Durchschlag zu vermeiden. Mit dem gleichen Kabelprüfling wurde ein weiterer Versuch bei einer Erwärmung auf  $\vartheta = 70\text{ °C}$  durchgeführt (Bild F.1 im Anhang F). Dabei trat ab einer elektrischen

Feldstärke von  $\bar{E} = -53$  kV/mm eine thermische Instabilität auf. Der Durchschlag trat, im aktiven Teil des Kabels, bei einer Prüfspannung von  $U_{DC} = -220$  kV auf. Dies entspricht einer mittleren elektrischen Feldstärke von  $\bar{E} = -65$  kV/mm.

In [34] wurde das im Rahmen dieser Arbeit verwendete 12/20-kV-AC-VPE-Kabel einem PQ-Test für DC-Kabel gemäß CIGRE TB 496 unterzogen. Dabei wurde das Kabel für eine Spannung von  $U_{DC} = \pm 55$  kV, dies entspricht einer mittleren elektrischen Feldstärke in der Größenordnung von  $\bar{E} = 10$  kV/mm, erfolgreich präqualifiziert. Die DC-Durchschlagsfeldstärke bei Gleichspannung mit positiver Polarität und einer partiellen Erwärmung des Kabels auf  $\vartheta = 90$  °C, was thermisch ein Worst-Case-Szenario darstellt, liegt über  $\bar{E} > 85$  kV/mm. Das im Rahmen dieser Arbeit untersuchte 6/10-kV-AC-VPE-Kabel könnte bei einer Nennspannung von  $U_{DC} = \pm 34$  kV betrieben werden. Dies würde analog zum 12/20-kV-AC-VPE-Kabel einer mittleren elektrischen Feldstärke von  $\bar{E} = 10$  kV/mm entsprechen. Die 63,2%-DC-Durchschlagsfeldstärke bei einer Erwärmung des Kabels auf  $\vartheta = 90$  °C beträgt  $\bar{E}_{d,63,2} = 61,7$  kV/mm. Anhand der Durchschlagsfeldstärke  $\bar{E}_{d,63,2}$ , der Dauer bis zum Durchschlag, der elektrischen Feldstärke im Betrieb von  $\bar{E} = 10$  kV/mm und unter Berücksichtigung eines Lebensdauerexponenten lässt sich eine Lebensdauer für das 6/10-kV-AC-VPE-Kabel gemäß der in Kapitel 3.3 beschriebenen Gesetzmäßigkeit berechnen. Die Dauer bis zum Durchschlag wird unter Berücksichtigung der durchgeführten DC-Durchschlagsuntersuchungen mit 0,1 h angenommen. Der Lebensdauerexponent wird gemäß des in [38] ermittelten Lebensdauerexponenten für AC-VPE-Isolierstoff bei Gleichspannungsbeanspruchung und einer Temperatur von  $\vartheta = 90$  °C gewählt. Unter den beschriebenen Voraussetzungen resultiert eine Lebensdauer von etwa  $2 \cdot 10^5$  Jahren. Auch wenn dies eine unrealistisch hohe Zahl ist, deutet dies auf eine ausreichend hohe elektrische Festigkeit der Isolierung des Kabels hin. Da der gewählte Lebensdauerexponent anhand von dünnen Plattenproben ermittelt wurde, ist bei den untersuchten Kabeln jedoch ein kleinerer Lebensdauerexponent denkbar. Aufgrund der Tatsache, dass die elektrische Festigkeit des 12/20-kV-AC-VPE-Kabels bei Gleichspannungsbeanspruchung über jenem des 6/10-kV-AC-VPE-Kabels liegt, ist von einer höheren Lebensdauer des 12/20-kV-AC-VPE-Kabels auszugehen. Ein weiterer Aspekt der bei der Gleichspannungsbeanspruchung von AC-Kabeln zu beachten ist, ist das Auftreten von thermischen Instabilitäten. Im Zuge dieser Arbeit traten beim 6/10-kV-AC-VPE-Kabel bei Gleichspannungsbeanspruchung mit negativer Polarität, thermische Instabilitäten bis hin zum thermischen Durchschlag auf. Die Entwicklung der thermischen Instabilitäten erfolgte jedoch erst ab einer elektrischen Feldstärke von  $\bar{E} = 53$  kV/mm und einer partiellen Vorerwärmung auf  $\vartheta = 90$  °C. Deshalb dürfte die Wahrscheinlichkeit, dass eine thermische Instabilität im realen Betrieb auftritt, gering sein. Abschließend kann schlussgefolgert werden, dass die elektrische Festigkeit der untersuchten Kabel für den Einsatz in der Mittelspannungs-Gleichstrom-Übertragung als ausreichend erscheint. Für das 6/10-kV-AC-VPE-Kabel ist die zulässige Betriebstemperatur gegebenenfalls auf 70 °C zu begrenzen. Um eine umfassende Beurteilung der Eignung der untersuchten Mittelspannungs-AC-VPE-Kabel für den Einsatz bei den genannten Nennspannungen fällen zu können, sind weitere Untersuchungen notwendig. Insbesondere ist dabei der Lebensdauerexponent für diese Kabel zu bestimmen.

## 9 Ausblick

Nachfolgend sollen einige offene Frage- und Aufgabenstellungen angeführt werden, die im Rahmen zukünftiger Arbeiten zu untersuchen sind.

### TE-Messung

- **Durchführung weiterer TE-Messungen zur Sammlung weiterer Messdaten:** Zur Sammlung weiterer Messdaten und um unterschiedliche Modelle von AC-Kabelmuffen zu untersuchen, ist ein Messaufbau mit mehreren Muffen für zukünftige Untersuchungen vorzunehmen. Dabei können auch mehrere Muffen innerhalb einer Kabelstrecke integriert werden.
- **Optimierung der Signalverarbeitung:** Um den Grundstörpegel zu verringern und dadurch eine höhere Messempfindlichkeit zu erreichen, ist eine Optimierung der Komponenten der Signalverarbeitung notwendig. Bei dieser Arbeit konnte der zur Subtraktion herangezogene Instrumentierungsverstärker als Hauptquelle für die Erhöhung des Grundstörpegels identifiziert werden. Passive Additions- bzw. Subtraktionsschaltungen oder eine optimierte Operationsverstärkerschaltung könnten für eine Verringerung des Grundstörpegels sorgen.
- **Erprobung von Messprinzip 1:** Im Rahmen zukünftiger Arbeiten könnte das im Zuge dieser Arbeit vorgestellte Messprinzip 1 erprobt und verifiziert werden. Dabei wäre ein Vergleich mit dem bei dieser Arbeit eingesetzten differenziellen Messprinzip sinnvoll.
- **Erhöhung der elektrischen Beanspruchung der Kabelmuffe:** Das grundsätzliche Ziel der TE-Messungen ist einerseits die Beantwortung der Frage, ob und bei welcher elektrischen und thermischen Belastung der Kabelmuffe TE aus der Muffe auftreten und andererseits wie und in welcher Anzahl potenzielle TE auftreten. Eine Möglichkeit, um die Wahrscheinlichkeit des Auftretens von TE zu erhöhen, wäre die Erhöhung der elektrischen Beanspruchung. Untersuchungen zeigen, dass eine Erhöhung der Prüfgleichspannung über die bei dieser Arbeit eingestellte Spannung von  $U_{DC} = \pm 55$  kV möglich sein sollte, ohne die Muffe zu zerstören. So wurde eine Kabelmuffe des in dieser Arbeit verwendeten Typs im Zuge von Präqualifikationstests mit einer Gleichspannung von  $U_{DC} = \pm 80$  kV belastet [34].
- **Sättigung der HFCT während aktiver Beheizung der Kabelmuffe:** Während der aktiven Beheizung der Muffe mit Heiztransformatoren werden die Ferritkerne der HFCT aufgrund der Heizströme in Sättigung getrieben. In der Folge ist eine TE-Messung mit den HFCT während Heizphasen nicht möglich. Um eine TE-Messung während der Heizphasen zu ermöglichen, sind mehrere Lösungen denkbar. Einerseits wäre eine Modifikation der HFCT möglich. Dabei könnten andere Kernmaterialien eingesetzt oder Luftspalte in den Ferritkernen eingebracht werden. Auch die Verwendung von TE-Messprinzip 1 könnte Abhilfe schaffen, da die Messung mit den HFCT bei diesem Messprinzip im Erdfad erfolgt.

### DC-Durchschlagsuntersuchungen

- **Durchführung weiterer Durchschlagsuntersuchungen bei unterschiedlichen thermischen und elektrischen Beanspruchungen des Kabels zur Erstellung einer Lebensdauergerade:** Um eine Lebensdauergerade für die untersuchten VPE-isolierten-Mittelspannungs-AC-Kabel erstellen zu können sind weitere DC-Durchschlagsuntersuchungen notwendig. Dabei sind diese Untersuchungen bei unterschiedlichen elektrischen Belastungen durchzuführen. Die DC-Durchschlagsfestigkeit der VPE-isolierten-Mittelspannungs-AC-Kabel sollte außerdem bei unterschiedlichen thermischen Bedingungen untersucht werden. Bei dieser Arbeit wurden bereits Untersuchungen bei einer Erwärmung der Kabelprüflinge auf  $\vartheta = 90\text{ °C}$  vorgenommen. Es sind jedoch weitere DC-Durchschlagsuntersuchungen einer statistisch relevanten Menge an Kabelprüflingen, bei unterschiedlichen Erwärmungstemperaturen  $\vartheta < 90\text{ °C}$ , durchzuführen. Des Weiteren ist auch die Untersuchung bei unterschiedlichen Temperaturgradienten in der VPE-Isolierung, insbesondere hinsichtlich des Phänomens der Feldinversion, von großer Bedeutung. Um einen Temperaturgradienten zu erhalten, ist eine vom Innenleiter ausgehende Erwärmung durchzuführen. Dies könnte beispielsweise mit Heiztransformatoren realisiert werden. Dabei ist jedoch die zusätzliche thermische Belastung der Prüfendverschlüsse zu beachten.
- **Entwicklung eines Konzepts zur Beherrschung der hohen elektrischen Feldstärken im Bereich des Übergangs von der äußeren halbleitenden Schicht zur VPE-Isolierung bei 12/20-kV-AC-VPE-Kabelprüflingen:** Da bei dieser Arbeit kein Durchschlag im aktiven Teil des 12/20-kV-AC-VPE-Kabels erreicht werden konnte, ist ein Konzept zur Beherrschung der hohen elektrischen Feldstärken im Endverschlussbereich notwendig. Hierzu könnte beispielsweise ein Wasserprüfendverschluss eingesetzt werden. Eine weitere Möglichkeit stellt die Nutzung eines ölgefüllten Prüfendverschlusses dar.
- **Durchführung von DC-Durchschlagsuntersuchungen bei Gleichspannung mit überlagerter Stoßspannung:** Insbesondere hinsichtlich der Raumladungsbildung bei Gleichspannungsbeanspruchung stellen Durchschlagsuntersuchungen bei Überlagerung der Gleichspannung mit Stoßspannungen wichtige Untersuchungen dar.

## 10 Zusammenfassung

Aufgrund der zukünftigen Anforderungen an die elektrischen Übertragungs- und Verteilnetze wird der Gleichstromübertragung eine immer wichtigere Rolle zukommen. Auch in der Mittelspannungsebene wird sich die Gleichstromübertragung künftig etablieren. Insbesondere die Integration von erneuerbaren Energieträgern in das elektrische Netz stellt im Zuge der Energiewende eine wichtige zukünftige Herausforderung dar. Die Mittelspannungs-Gleichstrom-Übertragung ist eine Möglichkeit zur Bewältigung dieser Aufgabe. Um die MGÜ zukünftig erfolgreich einsetzen zu können sind entsprechende Betriebsmittel, allen voran Kabel und Kabelgarnituren, erforderlich. Im Optimalfall ist eine Verwendung von AC-Kabeln und AC-Kabelgarnituren, deren Herstellungsprozesse schon ausgereift und optimiert sind, möglich. Aus diesem Grund ist die Erprobung und Untersuchung von AC-Kabeln und AC-Kabelgarnituren bei Gleichspannungsbeanspruchung notwendig.

Eine in der Wechselspannungstechnik etablierte Technik zur Diagnose und zur Qualitätssicherung von Betriebsmitteln stellt die Teilentladungsmessung und -diagnose dar. Bei der TE-Messung an Kabelmuffen bei Gleichspannungsbeanspruchung sind verschiedene Aspekte zu beachten:

- Eine Auskopplung von TE-Impulsen aus einer Kabelmuffe ist mit einem konventionellen TE-Messkreis gemäß DIN EN 60270 prinzipiell möglich. Die Unterscheidung von Impulsen innerhalb der Muffe, von Störimpulsen und Impulsen außerhalb der Muffe, beispielsweise aus dem Kabel, ist jedoch nicht ohne weiteres möglich.
- Mit induktiven Sensoren sind Messmethoden, die eine entsprechende Identifizierung des Impulsursprunges ermöglichen, realisierbar. Die induktive Auskopplung kann mit Hochfrequenz-Stromwandler, sogenannten HFCT, umgesetzt werden. Anhand des Kernmaterials, der Bewicklung und der Beschaltung kann das Übertragungsverhalten der HFCT festgelegt werden.

In der Literatur wurden zwei Messprinzipien zur Identifizierung von TE aus einer Kabelmuffe vorgefunden:

- Ein Messprinzip funktioniert gemäß einer differenziellen Messmethodik und wurde bei dieser Arbeit angewendet. Dabei werden zwei HFCT je Kabelmuffe verwendet. Die Signale der HFCT werden einer Subtraktion zugeführt. Zur Subtraktion wurde ein Instrumentierungsverstärker herangezogen. Dabei ist der Grundstörpegel zu beachten.
- Die relative Permeabilität von Kernmaterialien wie „Siferrit N30“ weist eine Toleranz von  $\pm 25\%$  auf. Für das gewählte Messprinzip wurde deshalb eine Optimierung des Übertragungsverhaltens der HFCT vorgenommen. Zur Angleichung des Übertragungsverhaltens der HFCT wurde eine Selektierung von Ferritkernen durchgeführt. Des Weiteren wurden einstellbare Messwiderstände verwendet. Die HFCT wiesen eine Windungszahl von  $n = 4$  auf.
- Nach einer Optimierung der HFCT, war eine Identifizierung von TE aus der Muffe möglich. Eine zusätzliche TE-Messung an einem Koppelkondensator, diente als norm-

konforme Referenz. Die am Koppelkondensator gemessenen TE-Messdaten wurden zusätzlich zur eindeutigen Identifizierung von TE aus der Muffe herangezogen.

Das TE-Verhalten einer 12/20-kV-Mittelspannungs-AC-Kabelmuffe bei Gleichspannungsbeanspruchung wurde mit dem beschriebenen Messprinzip untersucht.

- Es wurden Prüfzyklen mit einer Gleichspannung von  $U_{DC} = \pm 55$  kV durchgeführt, wobei auch Polaritätsumkehrungen vorgenommen wurden. Zur thermischen Belastung der Kabelmuffe wurden Heizzyklen mit unterschiedlichen Zeitintervallen durchgeführt. Dabei wurde eine Leitertemperatur von  $\vartheta_L = 70$  °C eingestellt. Die AC-Heizströme rufen eine Sättigung der Ferritkerne der HFCT hervor. In der Folge konnte die TE-Messung nur in Abkühlphasen durchgeführt werden. Es wurden Referenzmessungen mit Wechsellspannungsbeanspruchung durchgeführt. Der gesamte Prüfaufbau war bis zu einer Spannung von  $U_{AC} = 30$  kV TE-frei.

Zur Identifizierung von TE aus der Muffe mussten die TE-Messdaten adäquat ausgewertet werden. Prinzipiell sind beim gegebenen Prüfaufbau in zwei Fällen TE aus der Muffe identifizierbar:

- TE-Impulse werden nur anhand des Differenzsignals der HFCT, aber nicht am Koppelkondensator gemessen. In diesem Fall wurden die HFCT-Messdaten mit dem PDDC-Analyzer analysiert. Durch die Klassifikation der NoDi\*-Diagramme war eine Identifizierung von TE in der Muffe möglich.
- Die TE-Impulse werden anhand des Differenzsignals der HFCT und am Koppelkondensator gemessen. In der Folge war eine zeitliche Korrelation der gemessenen Impulse möglich. Zusätzlich wurde ein Vergleich der gemessenen Ladungen durchgeführt.
- Anhand beider Szenarien wurde ein Auswertalgorithmus entwickelt.

Die Auswertung der TE-Messungen an der Mittelspannungs-AC-Muffe hat folgende Erkenntnisse geliefert:

- Es traten 20 Impulse mit  $|q| > 30$  pC und 140 Impulse mit  $|q| \leq 30$  pC auf.

Ein weiteres wichtiges Diagnoseverfahren in der Hochspannungstechnik stellen Durchschlagsuntersuchungen dar. Aufgrund der langen geplanten Lebensdauer von elektrischen Anlagen ist es essenziell, dass die Isolierung von Kabeln eine hohe Zuverlässigkeit aufweist. Es wurde die Durchschlagsfestigkeit herkömmlicher Mittelspannungs-AC-VPE-Kabel bei Gleichspannungsbeanspruchung untersucht.

- Um praxisrelevante Ergebnisse zu erzielen, müssen DC-Durchschlagsversuche bei unterschiedlichen thermischen Beanspruchungen durchgeführt werden. Eine Erwärmung auf 90 °C stellt ein Worst-Case-Szenario dar.
- Es wurde eine partielle Erwärmung in der aktiven Länge des Kabels von außen durchgeführt. Da das Kabel über 4 Stunden gleichmäßig erwärmt wird, entsteht kein Temperaturgradient entlang der Isolierung.

Bei DC-Durchschlagsuntersuchungen ist besonderer Wert auf die Prüfprozedur und auf die verwendeten Prüfendverschlüsse zu legen:

- Um praxisnahe Ergebnisse zu erhalten, soll sich eine stationäre resistive Feldverteilung einstellen.
- Aus diesem Grund wurde der Stufen-Test der TU Graz angewendet.

Es wurden zwei Mittelspannungs-AC-VPE-Kabel Durchschlagsuntersuchungen bei Gleichspannung unterzogen:

- Ein 6/10-kV-AC-VPE-Kabel (Cablel NA2XS(F)2Y 1 x 50/16 RM) mit einem 50 mm<sup>2</sup> Aluminiumleiter und einer mittleren Isolierwandstärke von 3,4 mm.
- Beim 6/10-kV-AC-VPE-Kabel wurden unterschiedliche Prüfendverschlüsse mit unterschiedlichen Feldsteuertechnologien erprobt. Ein kaskadierbarer Prüfendverschluss mit nichtlinearer Feldsteuerung wurde erfolgreich erprobt.
- Ein 12/20-kV-AC-VPE-Kabel (Silec NA2XS(F)2Y 1 x 150/25 RM) mit einem 150 mm<sup>2</sup> Aluminiumleiter und einer mittleren Isolierwandstärke von 5,3 mm.
- Kommerziell verfügbare Endverschlüsse haben sich im Rahmen dieser Arbeit, bei der Prüfung eines 12/20-kV-AC-VPE-Kabels, als unzureichend erwiesen.

Ergebnisse von Durchschlagsuntersuchungen stellen eine rein statistische Größe dar. Aus diesem Grund ist eine entsprechende statistische Auswertung vorzunehmen:

- Als Wahrscheinlichkeitsverteilung der Durchschlagsfeldstärken wurde eine Weibull-Verteilung angenommen. Die Parameter der Verteilung wurden mit der Software MATLAB ermittelt, wobei die Software die Parameter der Weibull-Verteilung per Maximum-Likelihood-Method (MLE) bestimmt.

Die DC-Durchschlagsuntersuchungen haben folgende Ergebnisse geliefert:

- Es traten Durchschläge im aktiven Teil des 6/10-kV-AC-VPE-Kabels bei Gleichspannungsbeanspruchung mit positiver Polarität auf. Die mittlere 63,2%-DC-Durchschlagsfeldstärke beträgt  $\bar{E}_{d,63,2} = 62$  kV/mm.
- Es wurden Haltewerte von  $\bar{E}_H = 85$  kV/mm des 12/20-kV-AC-VPE-Kabels bei Gleichspannungsbeanspruchung mit positiver Polarität ermittelt.
- Es traten thermische Durchschläge des 6/10-kV-AC-VPE-Kabels bei Gleichspannungsbeanspruchung mit negativer Polarität auf. Die Untersuchungen wurden bei den Temperaturen  $\vartheta = 90$  °C und  $\vartheta = 70$  °C durchgeführt. Es wurde festgestellt, dass der Prozess der thermischen Instabilität ab einer mittleren elektrischen Feldstärke von  $\bar{E} = -53$  kV/mm eingeleitet wurde.

## Literaturverzeichnis

- [1] Hoppe: *Geschichte der Elektrizität*. Johann Ambrosius Barth, 1884
- [2] Heuck, Dettman, Schulz: *Elektrische Energieversorgung*. Springer Vieweg, 9. Auflage, 2013
- [3] Schwab: *Elektroenergiesysteme*. Springer Vieweg, 5. Auflage, 2017
- [4] Okba et al.: *High voltage direct current transmission - A review, part I*. 2012 IEEE Energytech, Cleveland, Ohio, USA, 2012
- [5] Crastan: *Elektrische Energieversorgung 1*. Springer Vieweg, 4. Auflage, 2015
- [6] Cigre WG C6.31: *Medium voltage direct current (MVDC) grid feasibility study*. Cigre Technical Brochure TB 793, 2020
- [7] Reed et al.: *Ship to Grid: Medium-Voltage DC Concepts in Theory and Practice*. IEEE Power and Energy Magazine, Vol. 10, Issue 6, pp. 70 - 79, 2012
- [8] Küchler: *Hochspannungstechnik, Grundlagen - Technologie - Anwendungen*. Springer Vieweg, 4. Auflage, 2017
- [9] Mazzanti, Marzinotto: *Extruded cables for high-voltage direct-current transmission*. John Wiley & Sons, Inc., Hoboken, New Jersey, USA, 2013
- [10] Liu, Cao, Fu: *The Upgrading Renovation of an Existing XLPE Cable Circuit by Conversion of AC Line to DC Operation*. IEEE Transactions on Power Delivery, Vol. 32, Issue 3, pp. 1321 - 1328, 2017
- [11] Yu et al.: *Initial designs for the ANGLE DC project; converting existing AC cable and overhead line into DC operation*. 13<sup>th</sup> IET International Conference on AC and DC Power Transmission (ACDC 2017), Manchester, Großbritannien, Report A1.1, 2017
- [12] Pays, Louis: *Extruded synthetic insulations for development of HVDC energy cables*. CIGRE Session, Paris, Frankreich, Report 21-07, 1987
- [13] Riechert: *Eignung von Polyethylen für Gleichspannungs-Energiekabel*. Dissertation, Technische Universität Dresden, 2001
- [14] Ratheiser: *Multiphysikalische Simulationen und experimentelle Untersuchungen an extrudierten DC-Kabeln und Kabelgarnituren*. Masterarbeit, Institut für Hochspannungstechnik und Systemmanagement, Technische Universität Graz, 2020
- [15] Guarnieri: *The Alternating Evolution of DC Power Transmission*. IEEE Industrial Electronics Magazine, Vol. 7, Issue 3, pp. 60 - 63, 2013
- [16] Crastan, Westermann: *Elektrische Energieversorgung 3*. Springer Vieweg, 2. Auflage, Band 3, 2017
- [17] Siemens AG: [Online]. *High Voltage Direct Current Transmission - Proven Technology for Power Exchange*. Deutschland, 2011
- [18] ABB AB: [Online]. *The early HVDC development - The key challenge in the HVDC technique*. Schweden, 2012
- [19] Byggeth et al.: *The development of an extruded HVDC cable system and its first application in the Gotland HVDC light project*. 5<sup>th</sup> International Conference on Power Insulated Cables (Jicable'19), Versailles, Frankreich, Report B7.5, 1999

- [20] Igi et al.: *Qualification, installation and commissioning of world's first DC 400kV XLPE cable system*. 10<sup>th</sup> International Conference on Insulated Power Cables (Jicable'19), Versailles, Frankreich, Report A6-1, 2019
- [21] TransnetBW: [Online]. Link: <https://www.transnetbw.de/de/ultranet>. [Zugriff am 09 April 2021]
- [22] TenneT: [Online]. Link: <https://www.tennet.eu/de/unsere-netz/onshore-projekte-deutschland/suedlink/technik-und-bau/erdkabel/>. [Zugriff am 31 März 2020]
- [23] TenneT: [Online]. Link: <https://www.tennet.eu/de/news/news/suedlink-auftrag-fuer-kunststoffisolierte-525-kilovolt-erdkabel-vergeben/>. [Zugriff am 31 Mai 2021]
- [24] Cigre WG B1.32: *Recommendations for Testing DC Extruded Cable Systems for Power Transmission at a Rated Voltage up to 500 kV*. Cigre Technical Brochure TB 496, 2012
- [25] NKT: 23 Februar 2020 [Online]. Link: <https://www.nkt.com/news-press-releases/nkt-qualifies-525-kv-high-voltage-dc-power-cable-for-the-german-corridor-projects-a-milestone-in-the-european-green-energy-transformation>. [Zugriff am 21 November 2020]
- [26] Hjorth: *NKT*, 15 Mai 2020 [Online]. Link: <https://www.nkt.com/news-press-releases/525-kv-xlpe-dc-cable-systems-a-key-contributor-in-the-green-transformation>. [Zugriff am 21 November 2020]
- [27] Bathurst, Hwang, Tejwani: *MVDC - The New Technology for Distribution Networks*. 11<sup>th</sup> IET International Conference on AC and DC Power Transmission, Birmingham, Großbritannien, 2015
- [28] Yu et al.: *Developments in the Angle-DC project; conversion of a medium voltage AC cable and overhead line circuit to DC*. CIGRE Session, Paris, Frankreich, Report B4-202, 2018
- [29] Steinke et al.: *MVDC Applications und Technology*. International Exhibition and Conference for Power Electronics, Intelligent Motion, Renewable Energy and Energy Management (PCIM Europe 2019), Nürnberg, Deutschland, 2019
- [30] Carmeli et al.: *MVDC connection of Offshore Wind Farms to the Transmission System*. SPEEDAM 2010, Pisa, Italien, 2010
- [31] Xiao et al.: *Review of hybrid HVDC systems combining line communicated converter and voltage source converter*. International Journal of Electrical Power and Energy Systems, Vol. 129, 2021
- [32] Oeding, Oswald: *Elektrische Kraftwerke und Netze*. Springer Vieweg, 8. Auflage, 2016
- [33] Buchner, Schichler: *Application of extruded MVAC Cables for DC Power Transmission*. 10<sup>th</sup> International Conference on Insulated Power Cables (Jicable'19), Versailles, Frankreich, Report A8-4, 2019
- [34] Buchner: *Prequalification Test on HVDC Cables*. Masterarbeit, Institut für Hochspannungstechnik und Systemmanagement, Technische Universität Graz, 2018
- [35] SP Energy Networks: *SP Energy Networks*. Angle DC - The UK's first DC link using existing distribution network 33kV AC circuits (Year One Project Summary), 2016
- [36] Ratheiser, Buchner, Schichler: *Übertragungskapazität von MGÜ-Kabelstrecken bei Verwendung von extrudierten AC-Mittelspannungskabeln*. VDE Hochspannungstechnik - ETG-Fachtagung, online, 2020

- [37] Khalil: *International Research and Development Trends and Problems of HVDC Cables with Polymeric Insulation*. IEEE Electrical Insulation Magazine, Vol. 13, Issue 6, pp. 35 - 47, 1997
- [38] Murata et al.: *Development of High Voltage DC-XLPE Cable System*. SEI TECHNICAL REVIEW, No. 76, 2013
- [39] Terashima et al.: *Research and Development of  $\pm 250$  kV DC XLPE Cable*. IEEE Transactions on Power Delivery, Vol. 13, Issue 1, pp. 7 - 16, 1998
- [40] Peschke, Olshausen: *Cable Systems for High and Extra-High Voltage: Cable Design and Accessories – Dimensioning, Development and Testing*. Wiley, Deutschland, 2000
- [41] Eigner, Sephir: *50 years of electrical-stress control in cable accessories*. IEEE Electrical Insulation Magazine, Vol. 29, Issue 5, pp. 47 - 55, 2013
- [42] Hinrichsen, K uchler: *Grundlagen der Feldsteuerung. ETG-Workshop: Feldsteuernde Isoliersysteme - Werkstoffe, Design, Pr ufung und Simulation, Deutschland, Darmstadt, pp. 7 - 40*. 2011
- [43] Christen, Donzel, Greuter: *Nonlinear Resistive Electric Field Grading Part 1: Theory and Simulation*. IEEE Electrical Insulation Magazine, Vol. 26, Issue 6, pp. 47 - 59, 2010
- [44] Ye et al.: *Review on HVDC Cable Terminations*. High Voltage, Vol. 3, Issue 2, pp. 79 - 89, 2018
- [45] Ye et al.: *Design Aspects on HVDC Cable Joints*. 12<sup>th</sup> International Conference on the Properties and Applications of Dielectric Materials (ICPADM), pp. 300 - 304, Xi'an, China, Report 9-O-2 Nr. 432, 2018
- [46] TE CONNECTIVITY: 12 Juli 2020 [Online]. Link: [https://www.te.com/commerce/DocumentDelivery/DDEController?Action=showdoc&DocId=Customer+Drawing%7FMV\\_H-S%7F1%7Fpdf%7FEnglish%7FENG\\_CD\\_MV\\_H-S\\_1.pdf%7F691269-011](https://www.te.com/commerce/DocumentDelivery/DDEController?Action=showdoc&DocId=Customer+Drawing%7FMV_H-S%7F1%7Fpdf%7FEnglish%7FENG_CD_MV_H-S_1.pdf%7F691269-011). [Zugriff am 26 Februar 2021]
- [47] S udkabel: [Online]. Link: [https://www.suedkabel.de/wp-content/uploads/2018/06/Garnituren\\_fuer\\_Mittelspannung\\_Endverschluesse\\_und\\_Muffen.pdf](https://www.suedkabel.de/wp-content/uploads/2018/06/Garnituren_fuer_Mittelspannung_Endverschluesse_und_Muffen.pdf). [Zugriff am 31 Mai 2021]
- [48] Mazzanti: *Life Estimation of HVDC Cables under the Time-Varying electrothermal stress associated with load cycles*. IEEE Transactions on Power Delivery, Vol. 30, Issue 2, pp. 931 - 939, 2015
- [49] Jeroense, Morshuis: *Electric Fields in HVDC Paper-Insulated Cables*. IEEE Transactions on Dielectrics and Electrical Insulation, Vol. 5, Issue 2, pp. 225 - 236, 1998
- [50] Hestad, Mauseth, Kyte: *Electrical conductivity of medium voltage XLPE insulated cables*. 2012 IEEE International Symposium on Electrical Insulation, San Juan, Puerto Rico, USA, 2012
- [51] Ratheiser, Schichler: *DC Leakage Current Measurements: Contribution for the Qualification of extruded MVAC Cables for DC Operation*. 2021 International Conference on the Properties and Applications of Dielectric Materials (ICPADM), online, 2021
- [52] Hampton: *Some of the Considerations for Materials Operating Under High-Voltage, Direct-Current Stresses*. IEEE Electrical Insulation Magazine, Vol. 24, Issue 1, pp. 5 - 13, 2008

- [53] Bodega: *Space Charge Accumulation in Polymeric High Voltage DC Cable Systems*. Dissertation, Delft University of Technology, 2006
- [54] Montanari, Morshuis: *Space charge Phenomenology in Polymeric Insulating Materials*. IEEE Transactions on Dielectrics and Electrical Insulation, Vol. 12, Issue 4, 2005
- [55] Yu et al.: *Numerical Analysis of Thermo-Electric Field for AC XLPE Cables with Different Service Times in DC Operation based on Conduction Current Measurement*. IEEE Transactions on Dielectrics and Electrical Insulation, Vol. 23, Issue 3, 2020
- [56] Jeroense: *Charges and Discharges in HVDC Cables in particular in mass-impregnated HVDC cables*. Dissertation, Technical University of Delft, 1997
- [57] Diban, Mazzanti: *The Effect of Insulation Characteristics on Thermal Instability in HVDC Extruded Cables*. Energies, Vol. 14, Issue 550, 2021
- [58] Reddy, Ramu: *On the Intrinsic Thermal Stability in HVDC Cables*. IEEE Transactions on Dielectrics and Electrical Insulation, Vol. 14, Issue 6, pp. 1509 - 1515, 2007
- [59] Schwab: *Hochspannungsmesstechnik, Messgeräte und Messverfahren*. Springer-Verlag, 2. Auflage, 2011
- [60] Kuffel, Zaengl, Kuffel: *High Voltage Engineering*. Newnes, 2000
- [61] Schon: *Hochspannungsmesstechnik Grundlagen - Messgeräte - Messverfahren*. Springer Vieweg, 2016
- [62] DIN EN 60270: *Hochspannungs-Prüftechnik - Teilentladungsmessungen*. VDE, November 2016
- [63] Kästner, Hoek: *MBB1 Measurement Balance Bridge for differential PD measurement with MPD 600*. Omicron, 2018
- [64] Schichler: *Erfassung von Teilentladungen an polymerisolierten Kabeln bei der Vor-Ort-Prüfung und im Netzbetrieb*. Dissertation, Universität Hannover, 1996
- [65] Fromm: *Partial discharge and Breakdown Testing at High DC Voltage*. Dissertation, Delft University of Technology, 1995
- [66] Morshuis, Smit: *Partial Discharges at dc Voltage: Their Mechanism, Detection and Analysis*. IEEE Transactions on Dielectrics and Electrical Insulation, Vol. 12, Issue 2, pp. 328 - 340, 2005
- [67] Seri et al.: *Partial Discharge Inception Voltage in DC insulation systems: a comparison with AC voltage supply*. 2019 IEEE Electrical Insulation Conference (EIC), Calgary, Alberta, Kanada, 2019
- [68] Pirker: *Messung und Darstellung von Teilentladungen bei Gleichspannung zur Identifikation von Defekten gasisolierter Systeme*. Dissertation, Technische Universität Graz, 2020
- [69] Schober: *Software zur Erstellung von Live NoDi\*-Diagrammen bei Teilentladungsmessungen mit Gleichspannung*. Masterarbeit, Institut für Hochspannungstechnik und Systemmanagement, Technische Universität Graz, 2018
- [70] Schober, Schichler: *Feature-Analyse zur Klassifikation von Teilentladungen bei Gleichspannungsbeanspruchung mit Machine Learning*. VDE Hochspannungstechnik - ETG-Fachtagung, online, 2020

- [71] Pirker, Schichler: *Partial Discharge Measurement at DC Voltage - Evaluation and Characterization by NoDi\* Pattern*. IEEE Transactions on Dielectrics and Electrical Insulation, Vol. 25, Issue 3, pp. 883 - 891, 2018
- [72] Esterl, Plath: *Sensitive and selective partial discharge measurement method for DC and AC cable joints*. 10<sup>th</sup> International Conference on Insulated Power Cables (Jicable'19), Versailles, Frankreich, Report D2-4, 2019
- [73] Gross: *Acquisition and location of partial discharge – esp. in transformers*. Dissertation, Technische Universität Graz, 2017
- [74] Ranninger, Gebhardt: *Onsite PD measurement on MV and HV cables*. Omicron, 2016
- [75] CENELEC HD 629-1-S3: *Test requirements for accessories for use on power cables of rated voltage from 3,6/6(7,2) kV up to 20,8/36(42) kV - Part 1: Accessories for cables with extruded insulation*. 2019
- [76] Buchner, Schichler: *Review of CIGRE TB 496 regarding Prequalification Test on Extruded MVDC Cables*. NORD-IS 19, Tampere, Finnland, Report Nr. 162, 2019
- [77] Rothleitner: *Grafische Auswertung von Teilentladungsmessungen bei hoher Gleichspannung*. Bachelorarbeit, Institut für Hochspannungstechnik und Systemmanagement, Technische Universität Graz, 2015.
- [78] Khan et al.: *Investigation of Attenuation Characteristics of PD Pulse During Propagation in XLPE Cable*. IEEE Power & Energy Society General Meeting, Vancouver, British Columbia, Kanada, 2019
- [79] Selle: *Durchschlagverhalten von Kunststoffisolationen bei Überlagerung von Gleich- und Stoßspannung*. Dissertation, Universität Hannover, 1987
- [80] Grzybowski, McMellon: *Electrical Breakdown Strength of XLPE Cables under combined AC-DC Voltage*. IEEE Southeastcon '95. Visualize the Future, Raleigh, North Carolina, USA, 1995
- [81] Li et al.: *Space Charge Modulated Electrical Breakdown*. Nature Scientific Reports, Scientific Report 6, 2016
- [82] Selle: *Electrical Breakdown of EPR-Insulated Cables at DC and Impulse Voltages*. IEEE Transactions on Electrical Insulation, Vol. EI-22, Issue 2, pp. 139 - 143, 1987
- [83] Hirai et al.: *Roles of cumyl alcohol and crosslinked structure in homocharge trapping in crosslinked polyethylene*. Annual Report Conference on Electrical Insulation and Dielectric Phenomena, Albuquerque, New Mexico, USA, 2003
- [84] Ieda, Nagao, Hikita: *High-field conduction and breakdown in insulating polymers. Present situation and future prospects*. IEEE Transactions on Dielectrics and Electrical Insulation, Vol. 1, Issue 5, pp. 934 - 945, Oktober 1994
- [85] Naidu, Kamaraju: *High Voltage Engineering*. McGraw-Hill, 2. Auflage, 1995
- [86] Beyer et al.: *Hochspannungstechnik, Theoretische und praktische Grundlagen für die Anwendung*. Springer-Verlag Berlin Heidelberg New York Paris Tokyo, 1986
- [87] Institut für Hochspannungstechnik und Systemmanagement der TU Graz: [Online]. Link: [https://www.tugraz.at/fileadmin/user\\_upload/Institute/HSPT/Dokumente/20190220\\_Folder\\_IHS\\_A4\\_Deutsch\\_komprimiert.pdf](https://www.tugraz.at/fileadmin/user_upload/Institute/HSPT/Dokumente/20190220_Folder_IHS_A4_Deutsch_komprimiert.pdf). [Zugriff am 15 März 2021]
- [88] Hauschild, Mosch: *Statistik für Elektrotechniker*. VEB Verlag Technik, 1984
- [89] Stone, van Heeswijk: *Parameter Estimation For The Weibull Distribution*. IEEE Transactions on Electrical Insulation, Vol. EI-12, Issue 4, pp. 253 - 261, 1977

- [90] The MathWorks, Inc.: [Online]. Link: <https://www.mathworks.com/help/stats/weibull-distribution.html>. [Zugriff am 09 Juni 2021]
- [91] Strobl et al.: *Evolution of stress control systems in medium voltage cable accessories*. IEEE/PES Transmission and Distribution Conference and Exposition. Developing New Perspectives (Cat. No.01CH37294), Atlanta, Georgia, USA, 2001.

## Bildverzeichnis

Bild 2.1:	Geplante HGÜ-Trassen in Deutschland nach [21].....	5
Bild 2.2:	Netzabschnitt in welchem das ANGLE-DC-Projekt (roter Kreis) realisiert wird, bestehende AC-Verbindungen: grün = 33 kV, blau = 400 kV, schwarz = 132 kV, nach [11].....	6
Bild 2.3:	Prinzipschaltbild eines monopolen DC-Systems mit und ohne metallischen Rückleiter [16] .....	8
Bild 2.4:	Prinzipschaltbild eines bipolaren DC-Systems mit optionalem metallischen Rückleiter [16] .....	8
Bild 3.1:	Aufbau eines VPE-isolierten-Hochspannungskabels [8].....	12
Bild 3.2:	Forschung und Entwicklung von kunststoffisolierten DC-Kabeln nach [9] .....	14
Bild 3.3:	Ermittelte Lebensdauergeraden von VPE-Plattenproben bei einer Temperatur von $\vartheta = 90 \text{ °C}$ nach [38].....	16
Bild 3.4:	Darstellung einer Isolierstoffplatte zwischen zwei Elektroden: Anordnung mit hohen tangentialen elektrischen Feldstärken (a) und Anordnung mit hoher normaler elektrischer Feldstärke im Tripel-Punkt der Grenzflächen von Elektrode - Luft - Isolierstoffplatte (b) [8] .....	16
Bild 3.5:	Feldsteuerungstechnologien am Beispiel von Kabelenden [8] .....	18
Bild 3.6:	Kabelmuffe MXSU-5131 des Herstellers TE Connectivity nach [46] .....	19
Bild 3.7:	Innenraum-Kabelendverschluss für VPE-isolierte-Mittelspannungskabel nach [47] .....	20
Bild 4.1:	Aufbau eines Kabels und Darstellung des elektrischen Feldstärkeverlaufs bei AC-Beanspruchung mit konstanter Dielektrizitätskonstante und bei DC-Beanspruchung mit konstanter elektrischer Leitfähigkeit.....	22
Bild 4.2:	Messwerte und anhand unterschiedlicher Modelle angepasste Kurven von Isolationsstrommessungen an einem VPE-isolierten-AC-Mittelspannungskabel bei konstanter elektrischer Feldstärke und konstanter Innenleitertemperatur nach [51] .....	24
Bild 4.3:	Feldinversion am Beispiel eines VPE-isolierten 12/20-kV-AC-Kabels (240 mm <sup>2</sup> , NA2XS2Y) bei $U_{DC} = \pm 55 \text{ kV}$ und $\vartheta_{\text{Leiter}} = 70 \text{ °C}$ [14].....	26
Bild 4.4:	Darstellung einer homopolaren Raum- und Flächenladungsansammlung mit dem dazugehörigen Verlauf des elektrischen Feldes (a), Darstellung einer heteropolaren Raum- und Flächenladungsansammlung mit dem dazugehörigen Verlauf des elektrischen Feldes (b) [9].....	27
Bild 4.5:	Darstellung der Stromdichte des Isolationsstroms in Abhängigkeit der elektrischen Feldstärke bei unterschiedlichen Temperaturen, die Knickpunkte der Kennlinien entsprechen dem Schwellenwert der elektrischen Feldstärke $E_T$ , nach [55].....	28
Bild 4.6:	Darstellung der intrinsischen (a) und der interaktiven (b) thermischen Stabilität nach [58].....	30

Bild 5.1:	Isolieranordnung mit Teilentladung im gasgefüllten Hohlraum (a), Ersatzschaltbild der Anordnung mit Funkenstrecke F (b) nach [61] .....	31
Bild 5.2:	TE-Messkreis als Parallelankopplung nach DIN EN 60270 [62] .....	32
Bild 5.3:	TE-Messkreis mit einer Brückenschaltung nach DIN EN 60270 [62] .....	33
Bild 5.4:	Schematische Darstellung eines HFCT mit durchgeführtem stromdurchflossenem Leiter, der Schnittebene S und dem zugehörigen Ersatzschaltbild nach [64] .....	35
Bild 5.5:	Ersatzschaltbild für innere Teilentladungen bei Gleichspannungsbeanspruchung nach [61] .....	37
Bild 5.6:	PRPD-Pattern einer Spitze-Platte-Anordnung [69] .....	38
Bild 5.7:	NoDi*-Diagramme eines Hohlraums in einer gasisolierten Schaltanlage bei Gleichspannungsbeanspruchung mit 1,2-facher Einsetzspannung und einer Messdauer von 1 h [71] .....	39
Bild 6.1:	Schematische Darstellung des Aufbaus von Messprinzip 1 an einer Kabelmuffe mit dem zugehörigen Ersatzschaltbild nach [72] .....	40
Bild 6.2:	Beispiel einer Teilentladung in der Muffe, wobei die Kapazität der Muffe $C_M$ von den Kabelkapazitäten $C_L$ und $C_R$ geladen wird (a) und Beispiel einer Teilentladung in der Kabelkapazität $C_R$ , wobei $C_R$ von den Kapazitäten $C_L$ und $C_M$ geladen wird (b) nach [72] .....	41
Bild 6.3:	Prinzip des differentiellen Messprinzips zur Bestimmung von TE in der Muffe und realer Aufbau mit zwei HFCT an einer Kabelmuffe und Komponenten zur Signalverarbeitung, 1: HFCT, 2: Instrumentierungsverstärker, 3: MPD-600-TE-Messgerät, 4: Spannungsversorgung des Instrumentierungsverstärkers .....	43
Bild 6.4:	Messbare Spannungen an gegensinnig bewickelten HFCT bei Einspeisung eines Impulses von innerhalb der Muffe (a) und bei Einspeisung eines Impulses am Endverschluss (b) .....	44
Bild 6.5:	Instrumentierungsverstärker-Evaluierungsboard EVAL-CN0273-EB1Z von Analog Devices .....	45
Bild 6.6:	Schaltplan der Spannungsversorgung des Instrumentierungsverstärkers .....	46
Bild 6.7:	Schaltungsaufbau zur Bestimmung des Frequenzverhaltens der Transferimpedanz $Z_T$ der HFCT .....	46
Bild 6.8:	Transferimpedanz von HFCT mit unterschiedlicher Windungszahl $n$ und unterschiedlichen Abmessungen des Ferritkerns, in Abhängigkeit der Frequenz, HFCT 1 wies Abmessungen von 30 mm x 19,5 mm x 18,8 mm und HFCT 2 – 5 wiesen Abmessungen von 51 mm x 33 mm x 15 mm auf ....	47
Bild 6.9:	HFCT mit den Abmessungen 30 mm x 19,5 mm x 18,8 mm ( $r_a \times r_{in} \times b$ ) und der Windungszahl $n = 4$ .....	49
Bild 6.10:	Prinzipschaltbild eines HFCT mit Platine .....	49

Bild 6.11:	Schematische Darstellung des Versuchsaufbaus der TE-Messungen bei Gleichspannungsbeanspruchung, die strichliert eingezeichnete Spitzen-Platte-Anordnung stellt eine optionale Funkenstrecke dar.....	50
Bild 6.12:	Prüfaufbau der TE-Messungen im Labor bei Gleichspannungsbeanspruchung, 1: DC-Anlage, 2: verbundene Kabelenden, 3: Koppelkondensator mit Messkomponenten, 4: HFCT mit Messkomponenten, 5: Heiztransformatoren, 6: Rogowskispulen, 7: Referenzschleife .....	51
Bild 6.13:	Einspeisung von TE-Kalibrierimpulsen in Kabelmuffe .....	52
Bild 6.14:	Ersatzschaltbild des aufgebauten TE-Messkreises bei Wechselfspannungsbeanspruchung .....	53
Bild 6.15:	Kalibrierung des TE-Messsystems (1) mit den HFCT an der Muffe (a) und Kalibrierung des Messsystems (2) am Koppelkondensator sowie Abgleich der HFCT (b).....	54
Bild 6.16:	Durchgeführte Intervalle des Prüfzyklus 3 mit $U_{DC} = 55$ kV und 6 h/6 h-Heizzyklen.....	57
Bild 6.17:	Vorgehensweise bei der Auswertung der HFCT-Messdaten .....	59
Bild 6.18:	Angewandtes Zeitkriterium bei der Auswertung der TE-Messungen .....	59
Bild 6.19:	Angewandtes Ladungskriterium bei der Auswertung der TE-Messungen .....	60
Bild 6.20:	NoDi*-Diagramme der anhand von $u_{\Delta HFCT}$ gemessenen Entladungen einer Funkenstrecke mit Spitze-Platte-Anordnung bei $U_{DC} = 32$ kV.....	61
Bild 6.21:	Gegenüberstellung des Betrags der mittleren anhand des Differenzsignals der HFCT und am Koppelkondensator gemessenen Ladungen bei äußerer TE einer Funkenstrecke bei unterschiedlichen DC-Spannungen (* entspricht Grundstörpegel).....	62
Bild 6.22:	Anhand der subtrahierten Signale der HFCT und am Koppelkondensator gemessene Ladungen, bei Einspeisung von TEK-Impulsen in der Muffe (a) und am Endverschluss (b) .....	63
Bild 6.23:	PRPD-Pattern der Referenzmessung bei AC-Beanspruchung vor (a) und nach (b) den DC-Prüfzyklen bei einer Wechselfspannungsbeanspruchung von $U_{AC} = 30$ kV über eine Dauer von 5 min .....	64
Bild 6.24:	Anhand des Differenzsignals der HFCT gemessene Impulse bei Intervall 2 des Prüfzyklus 2.....	64
Bild 6.25:	Am Koppelkondensator gemessene Impulse bei Intervall 2 des Prüfzyklus 2	64
Bild 6.26:	Anhand des Differenzsignals der HFCT gemessene Impulse bei Intervall 2 des Prüfzyklus 2 nach zeitlicher Korrelation mit an $C_k$ gemessenen Impulsen.....	65
Bild 6.27:	Anhand des Differenzsignals der HFCT gemessene Impulse bei Intervall 2 des Prüfzyklus 2 nach Anwendung des Ladungskriteriums.....	65

Bild 6.28:	NoDi*-Diagramme der bei Intervall 2 des Prüfzyklus 2 anhand des Differenzsignals der HFCT gemessenen Impulse, welche zeitlich nicht mit an $C_k$ gemessenen Impulsen korreliert werden konnten.....	66
Bild 7.1:	Durchschlagstheorien für feste Isolierstoffe [84] .....	69
Bild 7.2:	Durchschlagsmechanismen bei $\tan(\delta) \approx 10^{-2}$ (a) und $\tan(\delta) \approx 10^{-4}$ (b) gemäß [86] .....	71
Bild 7.3:	Aufbau des Prüfendverschlusses der Prüflinge für DC-Durchschlagsuntersuchungen [13].....	72
Bild 7.4:	Stufen-Test der TU-Graz nach [14].....	74
Bild 7.5:	Summenhäufigkeitspunkte eines Messdatensatzes im Wahrscheinlichkeitsnetz einer Doppelsexponentialverteilung (a) und einer Weibull-Verteilung (b), graphisch konstruierte Ausgleichsgerade wobei $d_{max}$ die maximalen Abweichung ist, nach [88] .....	76
Bild 8.1:	Kabelprüfling für Durchschlagsversuche mit einem Prüfendverschluss mit nichtlinearer Feldsteuerung.....	77
Bild 8.2:	Endverschlussbereich untersuchter Kabelprüflinge mit installierten Prüfendverschlüssen: Spannungskontrollband Scapa 2527 (a), dreifach-kaskadierter Prüfendverschluss IXSU-F3121 (b).....	79
Bild 8.3:	Mikroskopie mit Objektmikrometer (eine Längeneinheit entspricht 0,1 mm), 6/10-kV-AC-VPE-Kabel (a), 12/20-kV-AC-VPE-Kabel (b).....	80
Bild 8.4:	Prüfaufbau im Nikola Tesla Labor bei DC-Durchschlagsuntersuchungen eines 6/10-kV-AC-VPE-Kabelprüflings, 1: Greinacher-Kaskade, 2: Hochspannungselektrode, 3: Prüfendverschluss (Raychem IXSU-F3121), 4: Heizbereich .....	80
Bild 8.5:	Vorbereitung des Kabelprüflings für die DC-Durchschlagsuntersuchungen mit partieller Erwärmung .....	81
Bild 8.6:	Abgeschmolzener Kabelmantel im Bereich des Durchschlags von Kabelprüfling P9 nach thermischem Durchschlag .....	82
Bild 8.7:	Mit Temperatursensoren ( $S_1 \dots S_6$ ) versehener Kabelprüfling im Rahmen der Untersuchung der thermischen Instabilitäten und des thermischen Durchschlags .....	82
Bild 8.8:	Ermittelte Weibull-Wahrscheinlichkeitsverteilung für die Ergebnisse der DC-Durchschlagsuntersuchungen des 6/10-kV-AC-VPE-Kabels und eingetragener maximaler Haltewert des 12/20-kV-AC-VPE-Kabels bei Gleichspannungsbeanspruchung mit positiver Polarität .....	83
Bild 8.9:	Aufnahme des Vorgangs der Entwicklung einer thermischen Instabilität bei einer partiellen Erwärmung des 6/10-kV-AC-VPE-Kabels auf $\vartheta = 90$ °C und einer Beanspruchung mit Gleichspannung negativer Polarität .....	85

## **Tabellenverzeichnis**

Tabelle 2.1:	Leistungsverluste bei Wechsel- und Gleichspannungsbeanspruchung eines Kabels, Daten aus [6].....	10
Tabelle 2.2:	Kapazitive Verluste und Schirmverluste bei Wechsel- und Gleichspannungsbeanspruchung eines Kabels, Daten aus [6] .....	10
Tabelle 3.1:	Einsatzmöglichkeiten diverser Feldsteuerungssysteme nach [42].....	17
Tabelle 4.1:	Grundmodelle zur Berechnung der elektrischen Stromdichte bzw. der elektrischen Leitfähigkeit in Dielektrika nach [50].....	24
Tabelle 6.1:	Gegebene, berechnete und gemessene Kennwerte diverser HFCT, die Transferimpedanz stellt den Maximalwert im linearen Frequenzbereich von 100 kHz bis 15 MHz dar .....	47
Tabelle 6.2:	Berechnete und gemessene Kennwerte eines HFCT mit finaler Dimensionierung und variablem Messwiderstand .....	48
Tabelle 8.1:	Auflistung geprüfter Kabel mit eingesetzten Prüfendverschlüssen .....	78

## Symbolverzeichnis

$\bar{E}_{d,63,2}$	.....	mittlere elektrische 63,2%-DC-Durchschlagsfeldstärke
$\bar{E}$	.....	mittlere elektrische Feldstärke
$P_{AC}$	.....	Übertragungskapazität bei Wechselspannung
$U_{AC}$	.....	Nennspannung (Wechselspannung)
$U_{AC,ph}$	.....	Phasenspannung (Wechselspannung)
$I_{AC}$	.....	Nennstrom (Wechselstrom)
$\cos(\varphi)$	.....	Leistungsfaktor
$P_{DC}$	.....	Übertragungskapazität bei Gleichspannung
$U_{DC}$	.....	Amplitude der Gleichspannung
$N$	.....	Lebensdauerexponent
$x$	.....	Faktor der Spannungserhöhung
$I_{DC}$	.....	Effektivwert des Wechselstroms
$m$	.....	Strangzahl
$\tan(\delta)$	.....	Verlustfaktor
$A$	.....	Querschnittsfläche
$\epsilon_r$	.....	relative Permittivität
$E$	.....	elektrische Feldstärke (vektoriell)
$H$	.....	magnetische Feldstärke (vektoriell)
$J$	.....	Stromdichte (vektoriell)
$D$	.....	elektrische Verschiebungsdichte (vektoriell)
$A$	.....	Fläche (vektoriell)
$t$	.....	Zeit
$E(r)_{AC}$	.....	radiale elektrische Feldstärke
$U$	.....	Spannung
$r$	.....	radiale Position
$r_o$	.....	Radius von der Leitermitte bis zum Rand der Isolierung
$r_i$	.....	Radius von der Leitermitte bis zum Rand des Innenleiters
$\sigma$	.....	elektrische Leitfähigkeit
$f$	.....	Funktion
$\mu_i$	.....	Elektronenmobilität
$Q_i$	.....	Ladung der Elektronen
$n_i, n$	.....	Anzahl freier Ladungsträger pro Volumseinheit
$e$	.....	Elementarladung
$m$	.....	Elektronenmasse
$k_B$	.....	Boltzmann-Konstante
$R$	.....	Reflektionskoeffizient
$\phi$	.....	Höhe der Energiebarriere
$W$	.....	Energieniveau (trap depth)
$T$	.....	Temperatur
$h$	.....	Plancksches Wirkungsquantum

$v$	..... Sprungversuchsfrequenz (engl.: escape frequency)
$N_{\text{eff}}$	..... Zustandsdichte
$n_D$	..... Ladungsträgerdichte
$a$	..... Distanz zwischen Raumladungs-Haftstellen
$N_D$	..... Anzahl an potentiellen Donatoren
$E(r)_{\text{DC}}$	..... radiale elektrische Feldstärke bei Gleichspannung
$\delta$	..... Parameter bei Bestimmung der DC-Feldstärke
$b$	..... Koeffizient bei der Berechnung der DC-Feldstärke
$\alpha$	..... Koeffizient bei der Berechnung der DC-Feldstärke
$\Delta\vartheta$	..... Temperaturdifferenz
$P_V$	..... Verlustleistung
$I_0$	..... Isolationsstrom
$C_p$	..... Parallelkapazität
$C_s$	..... Serienkapazität
$C_0$	..... Kapazität der Isolierung
$C_h$	..... Hohlraumkapazität
$u(t)$	..... Prüfspannung
$u_h(t)$	..... Spannung am Hohlraum
$U_{\sim}$	..... Hochspannungsversorgung
$Z_{\text{mi}}$	..... Eingangsimpedanz des Messsystems
$C_a$	..... Prüflingskapazität
$C_k$	..... Koppelkondensator
MI	..... Messgerät
CD	..... Koppereinheit (AKV)
OL	..... Lichtwellenleiterstrecke
Z	..... Filter
CC	..... Verbindungskabel
$\Delta f$	..... Bandbreite
$f_m$	..... Mittenfrequenz
$K$	..... Kalibrierfaktor
$i_L$	..... Strom durch Leiter
$\varphi$	..... magnetischer Fluss
$u_i$	..... induzierte Spannung
$u_m$	..... Messspannung
$R_m$	..... Messwiderstand
$n$	..... Windungszahl
$b$	..... Breite
$\mu$	..... Permeabilität
$r_a$	..... Außenradius
$r_{\text{in}}$	..... Innenradius
$L$	..... Eigeninduktivität
$Z_T$	..... Transferimpedanz

$\omega$	.....	Kreisfrequenz
$k$	.....	Übertragungsfaktor
$f_{g1}$	.....	untere Grenzfrequenz
$q_i, Q_i$	.....	Impulsladung
$\varphi_i$	.....	Phasenwinkel
$t_i, T_i$	.....	TE-Impuls-Auftrittszeit
$U_i$	.....	Teilentladungseinsetzspannung
$C_M$	.....	Kapazität der Muffe
$C_L$	.....	Kapazität des Kabels auf der linken Seite der Muffe
$C_R$	.....	Kapazität des Kabels auf der rechten Seite der Muffe
$u_{\Delta HFCT}$	.....	Differenzsignal der beiden HFCT
$u_{HFCT1}$	.....	an HFCT 1 gemessene Spannung
$u_{HFCT2}$	.....	an HFCT 2 gemessene Spannung
$q_{HFCT1}$	.....	an HFCT 1 gemessener Ladungswert
$q_{HFCT2}$	.....	an HFCT 2 gemessener Ladungswert
$f_{Center}$	.....	Mittenfrequenz
$t_{dead}$	.....	Totzeit
$t_{\Delta HFCT}$	.....	Erfassungszeitpunkt eines Impulses am Differenzsignal der HFCT
$t_{Ck}$	.....	Erfassungszeitpunkt eines Impulses am Koppelkondensator
$q_{\Delta HFCT}$	.....	anhand des Differenzsignals der HFCT gemessener Ladungswert
$q_{Ck}$	.....	am Koppelkondensator gemessener Ladungswert
$q_{Ck,avg}$	.....	gemittelter am Koppelkondensator gemessener Ladungswert
$q_{\Delta HFCT,avg}$	.....	gemittelter am Differenzsignal der HFCT gemessener Ladungswert
$q_{HFCT1,avg}$	.....	gemittelter an HFCT 1 gemessener Ladungswert
$l_a$	.....	aktive Länge des Kabelprüflings
$l_1$	.....	Endverschlusslänge
$d$	.....	Isolierwandstärke
$F$	.....	Verteilungsfunktion
$\delta_w$	.....	Streuungsmaß
$X$	.....	Realisierung
$x_{63}$	.....	63,2%-Quantil der zugehörigen Verteilung
$U_d$	.....	Prüfgleichspannung
$n$	.....	Stichprobenumfang
$i$	.....	Laufindex
$\vartheta$	.....	Temperatur
$I_{kap}$	.....	kapazitiver Strom
$w$	.....	Kreisfrequenz
$X_C$	.....	kapazitiver Blindwiderstand
$t_{diff}$	.....	Zeitparameter bei Auswertung der TE
$S_1 \dots S_6$	.....	Temperatursensor
$U_{d,63}$	.....	63,2%-Quantil der Durchschlagsspannung
$\bar{E}_H$	.....	mittlere elektrische Feldstärke des Haltewerts

## Abkürzungsverzeichnis

MGÜ	.....	Mittelspannungs-Gleichstrom-Übertragung
TE	.....	Teilentladung(en)
HFCT	.....	Hochfrequenz-Stromwandler (engl.: high frequency current transformer)
AC	.....	Wechselspannung bzw. Wechselstrom (engl.: alternating current)
DC	.....	Gleichspannung bzw. Gleichstrom (engl.: direct current)
VPE	.....	vernetztes Polyethylen
IGBT	....	Bipolartransistor mit isol. Gate-Elekt. (engl.: insulated gate bipolar transistor)
HGÜ	.....	Hochspannungs-Gleichstrom-Übertragung
GTO	.....	GTO-Thyristor (engl.: gate turn-off thyristor)
VSC	.....	selbstgeführter Umrichter (engl.: voltage source converter)
LCC	.....	netzgeführter Umrichter (engl.: line commuted converter)
PE	.....	Polyethylen
PVC	.....	Polyvinylchlorid
LDPE	.....	Polyethylen geringer Dichte (engl.: low density polyethylene)
ZnO	.....	Zinkoxid
EPDM	.....	Ethylen-Propylen-Dien-Monomer-Kautschuk
PEA	....	Verfahren zur Raumladungsmessung (engl.: pulsed electroacoustic method)
AKV	.....	Ankoppelvierpol
S	.....	Schnittebene
FSE	.....	Feldsteuerelement
EPR	.....	Ethylen-Propylen-Copolymer
MLE	.....	Maximum-Likelihood-Estimation

## **Programmcodeverzeichnis**

Programmcode 1:	Auswerteroutine zur Identifizierung von TE mit Ursprung in der Muffe.....	134
Programmcode 2:	Statistische Auswertung der Ergebnisse der Durchschlagsuntersuchungen mit MATLAB.....	155

## Anhang

### A: Tabellen zu den Teilentladungsmessungen

Tabelle A.1: Anhand des Differenzsignals der HFCT, im Zuge von TE-Messungen bei Prüfzyklus 1 mit  $U_{DC} = -55$  kV, erfasste Impulse welche den Kriterien für TE aus der Muffe entsprechen

Intervall	$t$	$q$	Intervall	$t$	$q$
Nr.	s	pC	Nr.	s	pC
1	-	-	16	14,62120	9,8
2	-	-	17	-	-
3	-	-	18	86,74066	8,3
4	75,43519	8,1	19	-	-
5	-	-	20	30,53024	13,2
6	-	-	20	30,53051	-10,9
7	-	-	20	30,53070	16,3
8	-	-	21	-	-
9	-	-	22	26,44383	-11,0
10	-	-	23	69,03094	8,5
11	-	-	24	59,16460	11,1
12	-	-	25	57,71229	-8,4
13	-	-	25	65,66449	-12,0
14	-	-	25	65,66469	-13,3
15	-	-			

Tabelle A.2: Anhand des Differenzsignals der HFCT, im Zuge von TE-Messungen bei Prüfzyklus 1 mit  $U_{DC} = 55$  kV, erfasste Impulse welche den Kriterien für TE aus der Muffe entsprechen

Intervall	$t$	$q$
Nr.	s	pC
1	9,25065	9,3
2	-	-
3	79,40700	10,6
4	-	-
5	5,61426	-16,4
5	5,61428	-8,5
5	5,61434	-8,5
6	-	-
7	-	-
8	-	-
9	-	-
10	-	-
11	-	-
12	-	-
13	-	-
14	40,36400	-28,4

Tabelle A.3: Anhand des Differenzsignals der HFCT, im Zuge von TE-Messungen bei Prüfzyklus 2 mit  $U_{DC} = \pm 55$  kV, erfasste Impulse welche den Kriterien für TE aus der Muffe entsprechen

Intervall Nr.	$t$ s	$q$ pC	Intervall Nr.	$t$ s	$q$ pC
1	40,2002	-10,1	6	94,8482	-15,8
1	71,1967	-18,2	6	94,8482	-17,8
1	71,1972	11,8	6	94,8485	14,8
1	71,1972	-12,0	6	94,8486	-12,8
1	71,3473	247,7	6	94,8486	-9,5
2	6,6942	8,2	6	94,8486	-18,5
2	57,0429	11,0	6	94,8486	-15,5
2	60,4578	70,0	6	94,8487	-11,1
3	94,6145	-10,7	6	94,8487	-17,8
3	94,6146	-12,9	6	94,8487	-14,5
4	18,6316	-10,2	6	94,8487	-12,4
4	65,3771	11,6	6	94,8488	-10,7
5	-	-	6	94,8488	-11,4
6	94,8475	-52,3	6	94,8488	-11,4
6	94,8477	-69,3	6	94,8489	12,7
6	94,8478	-41,0	6	94,8545	-62,2
6	94,8480	-32,5	6	94,8546	-45,9
6	94,8480	-32,4	6	94,8586	-322,2
6	94,8481	-27,5	6	94,9957	-19,7
6	94,8481	-15,7	6	95,1028	8,6
6	94,8481	-14,0	7	30,9397	14,7
6	94,8481	-16,4	7	60,6452	10,4
6	94,8481	-14,2	8	-	-
6	94,8481	-14,6	9	-	-
6	94,8481	-11,5	10	13,4329	-10,4

Tabelle A.4: Anhand des Differenzsignals der HFCT, im Zuge von TE-Messungen bei Prüfzyklus 3 mit  $U_{DC} = 55$  kV, erfasste Impulse welche den Kriterien für TE aus der Muffe entsprechen

Intervall Nr.	$t$ s	$q$ pC
1	-	-
2	-	-
3	-	-
4	-	-
5	-	-
6	-	-
7	-	-
8	-	-
9	-	-
10	-	-

Tabelle A.5: Anhand des Differenzsignals der HFCT, im Zuge von TE-Messungen bei Prüfzyklus 3 mit  $U_{DC} = -55$  kV, erfasste Impulse welche den Kriterien für TE aus der Muffe entsprechen

Intervall	$t$	$q$	Intervall	$t$	$q$
Nr.	s	pC	Nr.	s	pC
1	-	-	3	56,6743	15,3
2	-	-	3	56,6746	17,6
3	56,6652	20,4	3	56,6747	12,0
3	56,6653	16,8	3	56,6775	-14,8
3	56,6653	21,4	3	56,6780	13,5
3	56,6656	-25,4	3	56,6782	-13,4
3	56,6658	19,4	3	56,6794	-21,3
3	56,6658	-23,4	3	56,6795	22,7
3	56,6672	23,2	3	56,6796	-14,5
3	56,6691	-22,5	3	56,6797	-12,6
3	56,6691	19,9	3	56,6805	15,8
3	56,6691	-24,8	3	56,6806	16,5
3	56,6692	-23,4	3	56,8508	18,2
3	56,6692	-26,9	3	81,4158	30,6
3	56,6694	21,3	4	-	-
3	56,6695	-21,9	5	-	-
3	56,6696	-20,9	6	-	-
3	56,6698	20,2	7	-	-
3	56,6698	16,6	8	-	-
3	56,6699	-21,9	9	-	-
3	56,6700	17,1	10	-	-
3	56,6701	20,6	11	-	-
3	56,6701	21,6	12	12,1949	14,0
3	56,6705	12,3	12	45,2184	-10,5
3	56,6707	10,6	13	10,6587	-11,5
3	56,6729	12,1	13	23,7464	10,2
3	56,6735	-15,2	13	51,4840	-10,1
3	56,6738	13,9	14	84,4521	15,8
3	56,6741	-18,2			

Tabelle A.6: Anhand des Differenzsignals der HFCT, im Zuge von TE-Messungen bei Prüfzyklus 4 mit  $U_{DC} = \pm 55$  kV, erfasste Impulse welche den Kriterien für TE aus der Muffe entsprechen

Intervall	$t$	$q$	Intervall	$t$	$q$
Nr.	s	pC	Nr.	s	pC
1	-	-	5	74,2291	-12,4
2	-	-	5	74,2291	-10,6
3	-	-	5	74,2291	-11,8
4	63,6014	-9,3	5	74,2291	-13,8
4	95,5045	9,3	5	74,2291	-11,9
5	70,8565	9,2	5	74,2348	-70,5
5	70,8764	8,8	5	86,4295	8,6
5	70,8869	-11,5	6	51,0684	-9,7
5	74,2283	-31,7	6	54,4221	50,2
5	74,2283	-36,5	6	54,4228	-38,8
5	74,2283	-63,7	6	54,4228	-39,0
5	74,2284	-55,1	6	54,4228	-62,6
5	74,2285	-42,5	6	54,4228	-23,8
5	74,2285	-15,2	6	54,4229	-20,0
5	74,2289	14,1	6	54,4229	-27,6
5	74,2289	-15,5	6	54,4232	-15,1
5	74,2289	-14,2	6	54,4232	-18,3
5	74,2289	-13,5	6	54,4233	-10,3
5	74,2289	-27,3	6	54,4233	-19,7
5	74,2290	-28,3	6	54,4233	21,1
5	74,2290	-9,9	6	54,4233	-12,7
5	74,2290	21,2	6	54,4234	-22,5
5	74,2290	-16,0	6	54,4234	-24,3
5	74,2290	-8,2	6	54,4234	-20,2
5	74,2290	-12,2	6	54,5704	21,9
5	74,2290	-14,1	6	54,5704	-13,2
5	74,2290	-26,0			

Tabelle A.7: Ergebnisse der Erprobung des TE-Messprinzips mit einer Funkenstrecke

	Auskopplung	Spannung	Polarität	$q_{IEC} (q_{WTD})$	$q_{peak}$	$q_{avg}^*$	$q_{grundst.}$	$q_{Ck,peak}/q_{\Delta HFCT,peak}$	$q_{Ck,avg}/q_{\Delta HFCT,avg}$
	-	kV	-	pC	pC	pC	pC	1	1
$\Delta f = 800 \text{ kHz}$	HFCT, 50 $\Omega$	33	neg.	8,8	13,6	8,8	~5,0	22,4	22,3
	Koppelkondensator	33	neg.	203,8	305,3	195,9	~2,0		
	HFCT, 50 $\Omega$	35	pos.	3,6	413,0	42,1	~5,0	22,8	21,1
	Koppelkondensator	35	pos.	15,4	9404,0	888,0	~2,0		
	1 HFCT, 50 $\Omega$	33	neg.	22,2	928,9	24,8	~5,0	1,9	6,2
	Koppelkondensator	33	neg.	125,5	1754,0	154,3	~2,0		
	HFCT, TEK-angepasst*	29	neg.	5,0	8,1	5,1**	~5,0	20,9	5,9
	Koppelkondensator	29	neg.	116,2	169,5	60,4	~2,0		
	HFCT, TEK-angepasst*	32	neg.	5,0	921,5	5,2**	~5,0	4,6	27,5
	Koppelkondensator	32	neg.	142,0	4199,0	142,2	~2,0		
	HFCT, TEK-angepasst*	32	pos.	5,0	27,1	6,2	~5,0	276,0	133,3
	Koppelkondensator	32	pos.	29,0	7485,0	826,4	~2,0		
HFCT, TEK-angepasst	34	pos.	18,8	35,2	15,5	~5,0	262,4	259,0	
Koppelkondensator	34	pos.	5412,0	9236,0	4014,0	~2,0			
$\Delta f = 3 \text{ MHz}$	HFCT, TEK-angepasst*	29	neg.	2,5	512,0	2,7**	~2,5	0,4	17,7
	Koppelkondensator	29	neg.	41,3	228,6	47,0	~2,5		
	HFCT, TEK-angepasst	32	pos.	9,7	16,2	8,4	~3,0	220,5	182,4
	Koppelkondensator	32	pos.	1453,0	3568,0	1532,0	~3,0		

\*  $q_{avg}$  wurde mit dem PDDC-Analyser bestimmt

\*\* $q_{avg}$  entspricht dem Grundstörpegel

Tabelle A.8: Einspeisung von TE-Kalibrierimpulsen positiver Polarität, mit der eingestellten Ladung  $q_{\text{TEK}}$ , in Kabelmuffe zwischen Leiterverbinder und Schirmgeflecht, die TE-Messung erfolgte mit dem differentiellen Messprinzip ( $q_{\Delta\text{HFCT}}$ ) und konventionell ( $q_{\text{CK}}$ )

Eingestellt	Gemessen	
	$q_{\Delta\text{HFCT}}$	$q_{\text{CK}}$
$q_{\text{TEK}}$	$q_{\Delta\text{HFCT}}$	$q_{\text{CK}}$
pC	pC	pC
10	9	11
20	17	20
50	42	52
100	83	103
200	164	205
500	410	515
1000	810	1025

Tabelle A.9: Einspeisung von TE-Kalibrierimpulsen negativer Polarität, mit der eingestellten Ladung  $q_{\text{TEK}}$ , in Kabelmuffe zwischen Leiterverbinder und Schirmgeflecht, die TE-Messung erfolgte mit dem differentiellen Messprinzip ( $q_{\Delta\text{HFCT}}$ ) und konventionell ( $q_{\text{CK}}$ )

Eingestellt	Gemessen	
	$q_{\Delta\text{HFCT}}$	$q_{\text{CK}}$
$q_{\text{TEK}}$	$q_{\Delta\text{HFCT}}$	$q_{\text{CK}}$
pC	pC	pC
10	9	10
20	17	21
50	42	52
100	83	103

Tabelle A.10: Einspeisung von TE-Kalibrierimpulsen positiver Polarität, mit der eingestellten Ladung  $q_{\text{TEK}}$ , am Endverschluss, die TE-Messung erfolgte mit dem differentiellen Messprinzip ( $q_{\Delta\text{HFCT}}$ ) und konventionell ( $q_{\text{CK}}$ )

Eingestellt	Gemessen	
	$q_{\Delta\text{HFCT}}$	$q_{\text{CK}}$
$q_{\text{TEK}}$	$q_{\Delta\text{HFCT}}$	$q_{\text{CK}}$
pC	pC	pC
10	7*	10
20	7*	19
50	7*	48
100	7*	95
200	7	190
500	15	476
1000	25	950

\*entspricht Grundstörpegel

Tabelle A.11: Einspeisung von TE-Kalibrierimpulsen negativer Polarität, mit der eingestellten Ladung  $q_{\text{TEK}}$ , am Endverschluss, die TE-Messung erfolgte mit dem differentiellen Messprinzip ( $q_{\Delta\text{HFCT}}$ ) und konventionell ( $q_{\text{CK}}$ )

Eingestellt	Gemessen	
	$q_{\Delta\text{HFCT}}$	$q_{\text{CK}}$
$q_{\text{TEK}}$	$q_{\Delta\text{HFCT}}$	$q_{\text{CK}}$
pC	pC	pC
10	7*	10
20	7*	19
50	7*	48
100	7*	95
200	7*	190
500	16	476
1000	34	950

\*entspricht Grundstörpegel

## B: Bilder zu den Teilentladungsmessungen

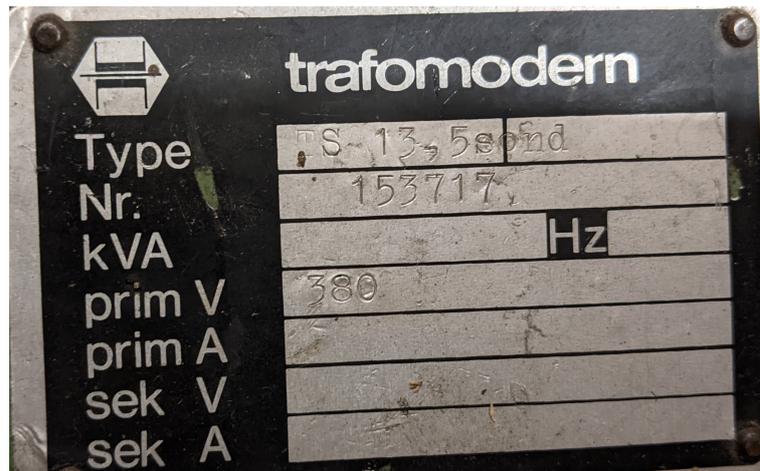


Bild B.1: Typenschild der im Zuge der TE-Prüfzyklen eingesetzten Heiztransformatoren des Herstellers trafomodern

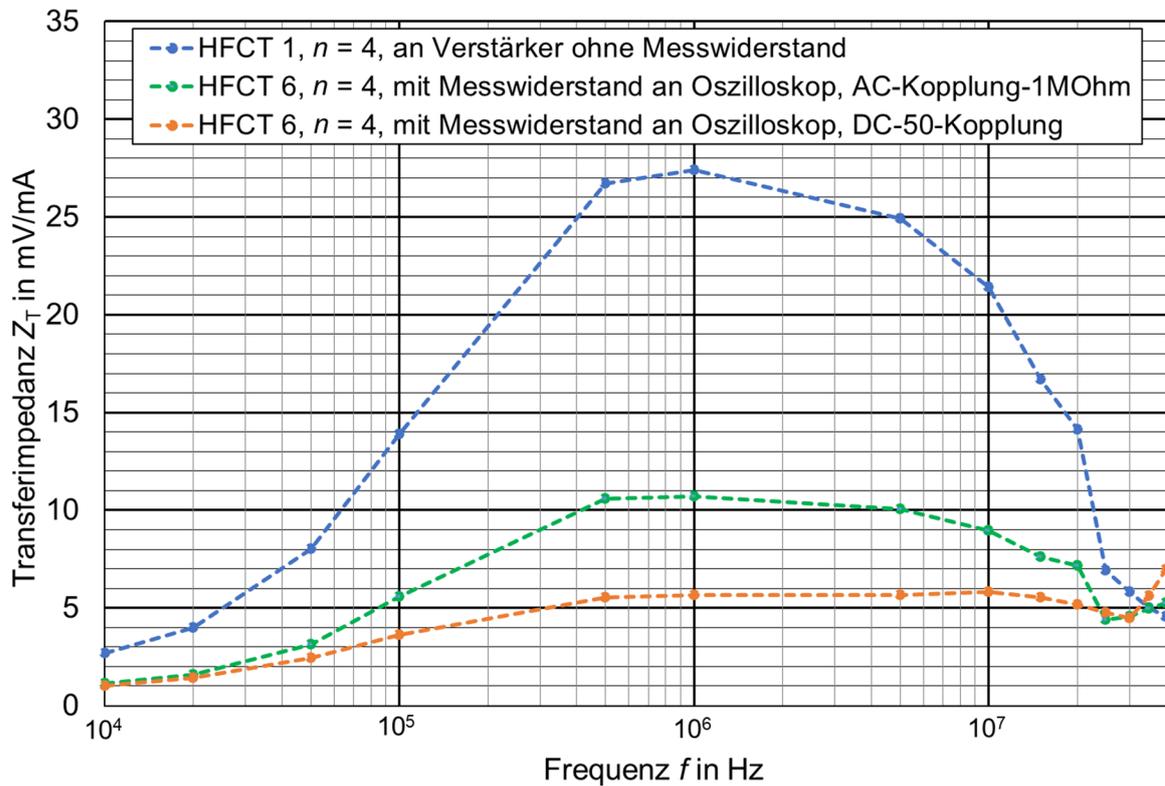


Bild B.2: Transferimpedanz von HFCT mit den Maßen 30 mm x 19,5 mm x 18,8 mm bei unterschiedlichen Messwiderstands-Konfigurationen

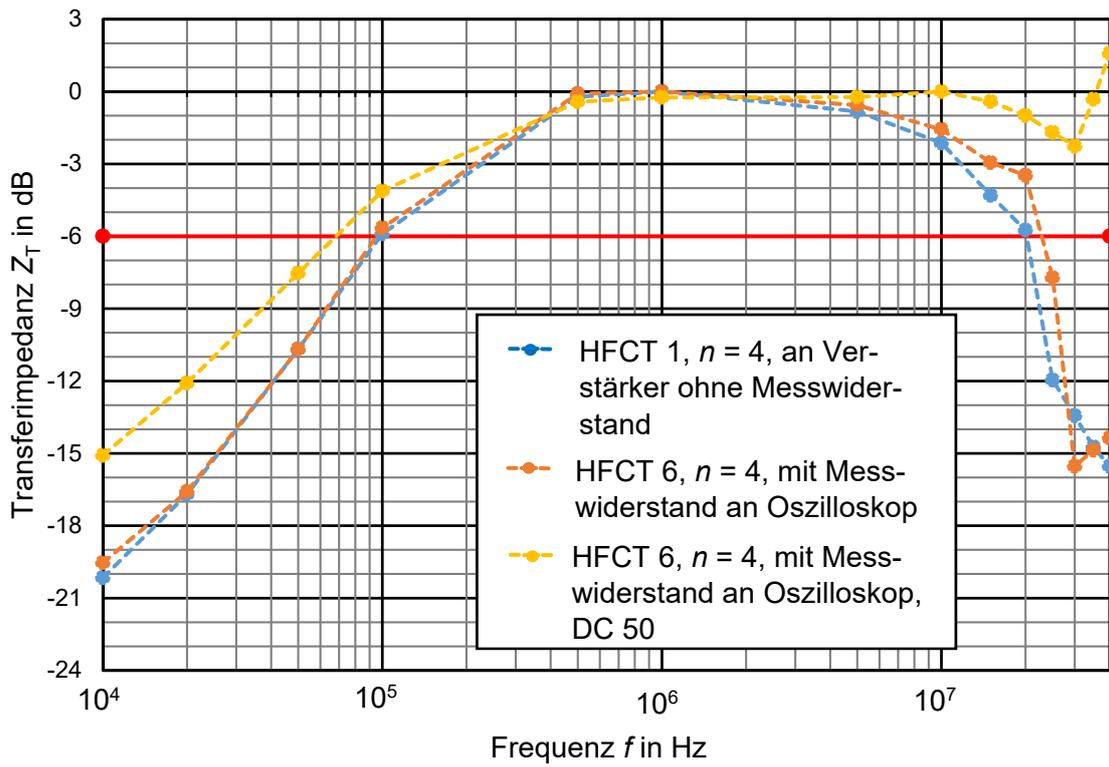


Bild B.3: Transferimpedanz von HFCT mit den Maßen 30 mm x 19,5 mm x 18,8 mm in doppellogarithmischer und normierter Darstellung bei unterschiedlichen Messwiderstandskonfigurationen, die Normierung erfolgte auf das Maximum der Transferimpedanz im linearen Bereich

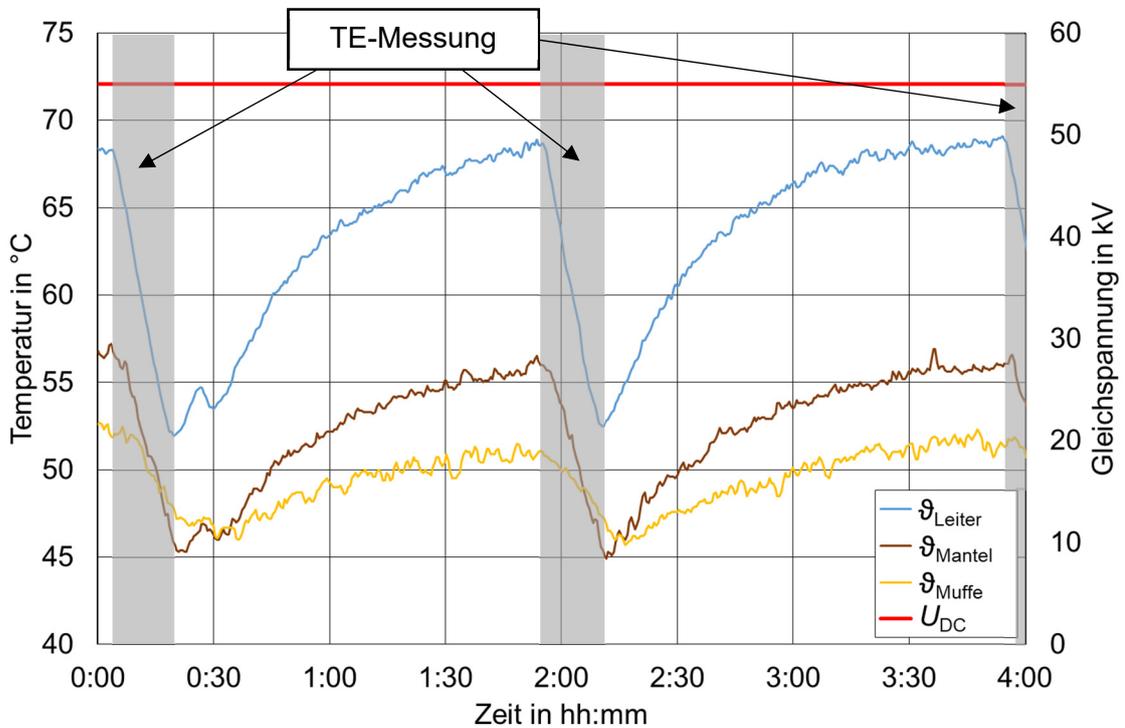


Bild B.4: Durchgeführter DC-Prüfzyklus: Prüfzyklus 1

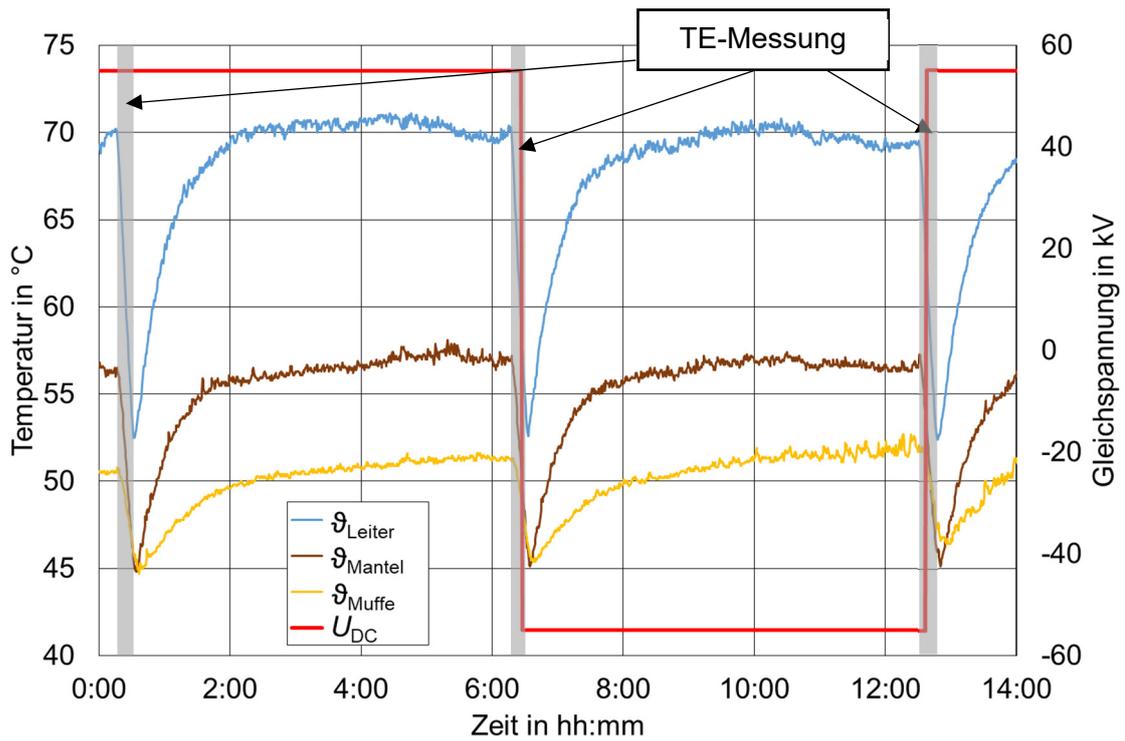


Bild B.5: Durchgeführter DC-Prüfzyklus: Prüfzyklus 2

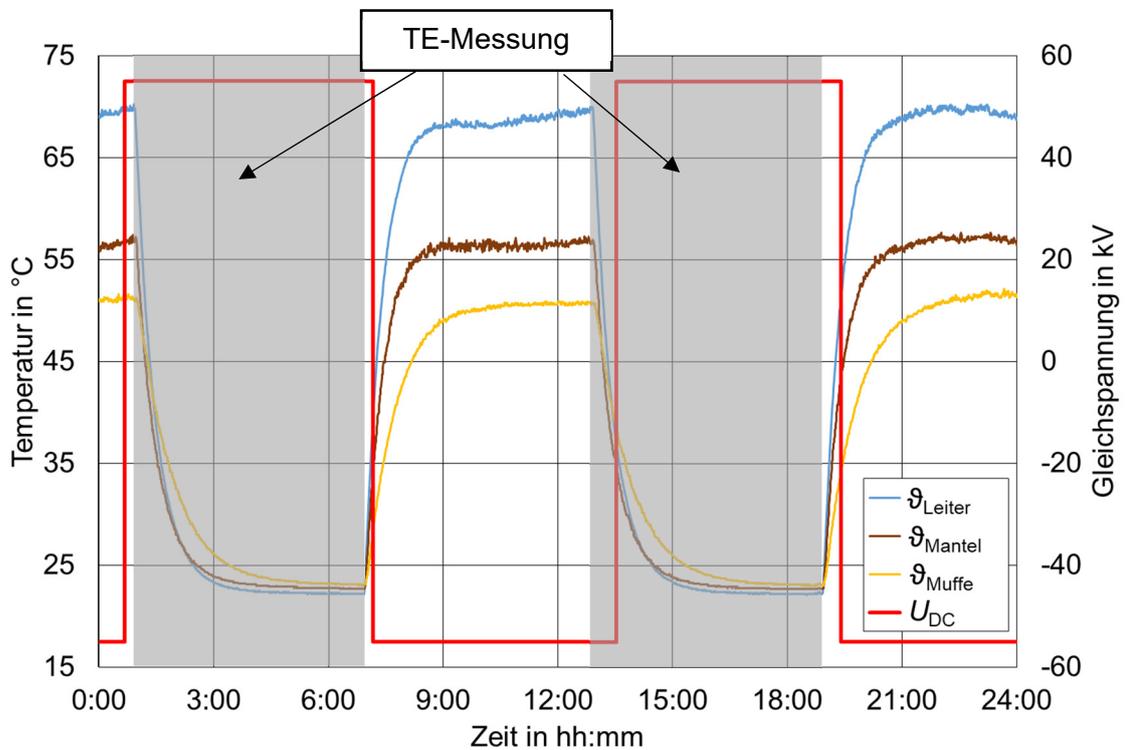


Bild B.6: Durchgeführter DC-Prüfzyklus: Prüfzyklus 4



Bild B.7: Prüfaufbau der TE-Messungen bei Wechselspannungsbeanspruchung

## C: Datenblätter zu den Teilentladungsmessungen



SIFERRIT materials			
N30			
<b>Material properties</b>			
Preferred application		Broadband transformers	
Material		N30	
Base material		MnZn	
	Symbol	Unit	
Initial permeability (T = 25 °C)	$\mu_i$		4300 ±25%
Meas. field strength	H	A/m	1200
Flux density (near saturation) (f = 10 kHz)	$B_S$ (25 °C)	mT	380
	$B_S$ (100 °C)	mT	240
Coercive field strength (f = 10 kHz)	$H_c$ (25 °C)	A/m	12
	$H_c$ (100 °C)	A/m	8
Optimum frequency range	$f_{min}$	MHz	0.01
	$f_{max}$	MHz	0.40
Relative loss factor	at $f_{min}$	$\tan \delta/\mu_i$	$10^{-6}$
	at $f_{max}$		$10^{-6}$
Hysteresis material constant	$\eta_B$	$10^{-6}/mT$	<1.1
Curie temperature	$T_C$	°C	>130
Relative temperature coefficient at 25 ... 55 °C at 5 ... 25 °C	$\alpha_F$	$10^{-6}/K$	—
			—
Mean value of $\alpha_F$ at 25 ... 55 °C		$10^{-6}/K$	0.6
Density (typical values)		kg/m <sup>3</sup>	4900
Disaccommodation factor at 25 °C	DF	$10^{-6}$	—
Resistivity	$\rho$	$\Omega m$	0.5
Core shapes	RM, P, EP, E, Toroid, Double-aperture		

Please read *Cautions and warnings* and *Important notes* at the end of this document.

Bild C.1: Auszug aus Datenblatt der Ferritkerne mit dem Material SIFERRIT N30

Joining System MXSU



Meets international performance standards including CENELEC HD 629 or IEC 60502-4 for joints.

PRODUCT SELECTION INFORMATION: DIMENSIONS IN MM							
Description	Cross Section Range [mm <sup>2</sup> ]				Diameter Conductor	Diameter Over Core Insulation	Diameter Cable Over Sheath
	12 kV	17.5 kV	24 kV	36 kV			
MXSU-3111	25 - 95	-	-	-	5.2 - 12.0	13.2 - 21.8	23 - 32
MXSU-3121	70 - 150	-	-	-	8.7 - 15.0	17.6 - 24.3	25 - 38
MXSU-3131	95 - 240	-	-	-	10.3 - 19.2	18.6 - 29.4	26 - 41
MXSU-3132	150 - 300	-	-	-	12.9 - 21.6	21.6 - 31.4	29 - 43
MXSU-3141	240 - 400	-	-	-	17.8 - 24.6	25.0 - 34.6	33 - 47
MXSU-3151	500	-	-	-	25.5 - 27.6	33.8 - 37.2	44 - 50
MXSU-3161	630	-	-	-	27.9 - 32.5	39.9 - 40.0	47 - 54
MXSU-3171	800	-	-	-	32.5 - 35.3	38.5 - 42.6	52 - 57
MXSU-3181	1000	-	-	-	38.5 - 39.2	45.0 - 47.6	59 - 64
MXSU-4111	-	50 - 95	-	-	7.2 - 12.0	17.6 - 24.0	24 - 38
MXSU-4121	-	70 - 150	-	-	8.7 - 15.0	19.9 - 27.5	28 - 39
MXSU-4131	-	120 - 240	-	-	11.0 - 19.2	22.0 - 31.6	28 - 44
MXSU-4132	-	150 - 300	-	-	12.9 - 21.6	23.5 - 32.6	31 - 45
MXSU-4141	-	240 - 400	-	-	17.8 - 24.6	28.4 - 36.8	35 - 50
MXSU-4151	-	500	-	-	25.5 - 27.6	36.2 - 39.6	48 - 56
MXSU-5111	-	-	25 - 95	-	5.2 - 12.0	17.9 - 26.0	24 - 38
MXSU-5121	-	-	50 - 150	-	7.2 - 15.0	19.5 - 29.5	27 - 41
MXSU-5131	-	-	95 - 240	-	10.3 - 19.2	22.5 - 33.6	31 - 44
MXSU-5132	-	-	150 - 300	-	12.9 - 21.6	25.0 - 34.6	32 - 46
MXSU-5141	-	-	240 - 400	-	17.8 - 24.6	29.4 - 38.8	38 - 50
MXSU-5151	-	-	500	-	25.5 - 27.6	37.2 - 41.6	48 - 54
MXSU-5161	-	630	630	-	27.9 - 32.5	39.2 - 44.7	50 - 58
MXSU-5171	-	-	800	-	32.5 - 35.3	44.2 - 46.9	58 - 61
MXSU-5181	-	-	1000	-	38.5 - 39.2	49.4 - 53.2	64 - 67
MXSU-6111	-	-	-	35 - 95	6.0 - 12.0	24.0 - 30.0	32 - 43
MXSU-6121	-	-	-	70 - 150	8.7 - 15.0	26.2 - 34.5	34 - 44
MXSU-6131	-	-	-	150 - 300	13.9 - 21.6	31.1 - 39.6	38 - 53
MXSU-6141	-	-	-	240 - 400	17.8 - 24.6	36.2 - 42.8	40 - 54
MXSU-6151	-	-	-	500	25.5 - 29.2	40.1 - 46.6	44 - 60
MXSU-6161	-	-	-	630	29.0 - 32.5	45.8 - 50.5	55 - 68
MXSU-6171	-	-	-	800	32.5 - 35.3	50.1 - 53.4	62 - 66
MXSU-6181	-	-	-	1000	38.5 - 39.2	55.7 - 58.8	69 - 73

[te.com/energy](http://te.com/energy)

©2018 TE Connectivity. All Rights Reserved. EPP-2241-10/18-EN

Raychem, TE Connectivity and TE Connectivity (logo) are trademarks. Other logos, product and/or company names might be trademarks of their respective owners. While TE has made every reasonable effort to ensure the accuracy of the information in this brochure, TE does not guarantee that it is error-free, nor does TE make any other representation, warranty or guarantee that the information is accurate, correct, reliable or current. TE reserves the right to make any adjustments to the information contained herein at any time without notice. TE expressly disclaims all implied warranties regarding the information contained herein, including, but not limited to, any implied warranties of merchantability or fitness for a particular purpose. The dimensions in this catalog are for reference purposes only and are subject to change without notice. Specifications are subject to change without notice. Consult TE for the latest dimensions and design specifications.

**FOR MORE INFORMATION:  
TE Technical Support Centers**

USA: +1 800 327 6996  
 Canada: +1 (905) 475-6222  
 Mexico: +52 (0) 55-1106-0800  
 Latin/S. America: +54 (0) 11-4733-2200  
 France: +33 380 583 200  
 UK: +44 0870 870 7500  
 Germany: +49 896 089 903  
 Spain: +34 916 630 400  
 Italy: +39 333 250 0915  
 Benelux: +32 16 508 695  
 Russia: +7 495-790 790 2-200  
 China: +86 (0) 400-820-6015

ENERGY /// JOINTING SYSTEM MXSU



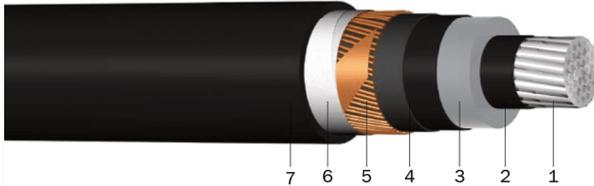
Bild C.2: Datenblatt der Mittelspannungs-AC-Muffe des Herstellers TE-Connectivity des Typs MXSU-5131



## NA2XS(F)2Y

Erdkabel mit VPE-Isolation und HDPE-Mantel, längswasserdicht

### AUFBAU



- 1 | Aluminiumleiter, rund mehrdrähtig verdichtet (RM)
- 2 | Innere Leitschicht (leitfähiges VPE)
- 3 | Aderisolation (VPE)
- 4 | Äußere Leitschicht (leitfähiges VPE) und eine Bebanderung mit einem leitfähigen Band
- 5 | Schirmung (blanke Kupferdrähte und Querleitwendel)
- 6 | Quellvlies unter und über der Schirmung
- 7 | Mantel (HDPE schwarz, UV-beständig)

### TECHNISCHE DATEN

- Norm:**  
DIN VDE 0276-620 (HD 620)
- Nennspannung:**  
6/10 12/20 18/30 kV
- Prüfspannung:**  
18 36 48 kV/50 Hz
- Temperaturbereich:**  
bei Verlegung: min. -20 °C  
Betriebstemperatur: -50 °C bis +90 °C  
Leitertemperatur: max. +90 °C  
Kurzschlussstemperatur am Leiter: max. +250 °C/5 s
- Biegeradius (mind.):**  
15 x Ø des Kabels

### ANWENDUNG

Zur festen Verlegung für hohe Anforderungen in Innenräumen, im Erdreich bei äußerer Einwirkung von Feuchtigkeit, im Freien und in Kabelkanälen für Industrie- und Verteilernetze – gemäß den jeweils gültigen Errichtungsvorschriften – bei starker mechanischer Beanspruchung bei Verlegung und Betrieb.

Aderanzahl x Nennquerschnitt / Schirmquerschnitt (mm <sup>2</sup> )	Betriebskapazität (µF/km)	Max. Leiterwiderstand (Ω/km)	Strombelastbarkeit im Erdreich <sup>1)</sup> (A)	Strombelastbarkeit in der Luft <sup>1)</sup> (A)	Außendurchmesser (mm) ca.	Al-Zahl (kg/km)	Cu-Zahl (kg/km)	Gesamtgewicht (kg/km) ca.	Standardlängen / Aufmachung (m)	Preis (EUR/km)
<b>NA2XS(F)2Y 6/10 kV</b>										
1x35RM/16	0,24	0,8680	145	153	26	103	190	650	500 T, 1000 T	12175,70
1x50RM/16	0,26	0,6410	171	183	27	147	190	750	500 T, 1000 T	13024,10
1x70RM/16	0,30	0,4430	208	228	28	206	190	850	500 T, 1000 T	14389,40
1x95RM/16	0,31	0,3200	248	278	30	279	190	950	500 T, 1000 T	17624,60
1x120RM/16	0,34	0,2530	283	321	32	353	190	1 100	500 T, 1000 T	18697,20
1x150RM/25	0,39	0,2060	315	364	33	441	295	1 300	500 T, 1000 T	20835,70
1x185RM/25	0,42	0,1640	357	418	35	544	295	1 450	500 T, 1000 T	22124,40
1x240RM/25	0,47	0,1250	413	494	38	706	295	1 600	500 T, 1000 T	25456,30
1x300RM/25	0,51	0,1000	466	568	40	882	295	1 850	500 T, 1000 T	30399,10
1x400RM/35	0,57	0,0778	529	660	43	1176	410	2 350	500 T, 1000 T	36167,40

Bild C.3: Datenblatt eines 12/20-kV-AC-VPE-Kabels mit einem Leiter.- bzw. Schirmdurchmesser von 1x150/25 RM und der Bezeichnung NA2XS(F)2Y, Seite 1/2



Aderanzahl x Nennquerschnitt/Schirmquerschnitt (mm <sup>2</sup> )	Betriebskapazität (µF/km)	Max. Leiterwiderstand (Ω/km)	Strombelastbarkeit im Erdreich <sup>1)</sup> (A)	Strombelastbarkeit in der Luft <sup>1)</sup> (A)	Außendurchmesser (mm) ca.	Al-Zahl (kg/km)	Cu-Zahl (kg/km)	Gesamtgewicht (kg/km) ca.	Standardlängen/Aufmachung (m)	Preis (EUR/km)
<b>NA2XS(F)2Y 12/20 kV</b>										
1x35RM/16	0,16	0,8680	146	155	30	103	190	850	500 T, 1000 T	17035,30
1x50RM/16	0,18	0,6410	172	185	31	147	190	900	500 T, 1000 T	17584,40
1x70RM/16	0,20	0,4430	210	231	33	206	190	1 050	500 T, 1000 T	18698,50
1x95RM/16	0,22	0,3200	251	280	35	279	190	1 150	500 T, 1000 T	21269,30
1x120RM/16	0,24	0,2530	285	323	36	353	190	1 300	500 T, 1000 T	23107,10
1x150RM/25	0,26	0,2060	319	366	37	441	295	1 500	500 T, 1000 T	25417,40
1x185RM/25	0,27	0,1640	361	420	39	544	295	1 650	500 T, 1000 T	27567,90
1x240RM/25	0,31	0,1250	417	496	42	706	295	1 850	500 T, 1000 T	30929,30
1x300RM/25	0,33	0,1000	471	569	44	882	295	2 100	500 T, 1000 T	35190,20
1x400RM/35	0,37	0,0778	535	660	47	1 176	410	2 550	500 T, 1000 T	42062,00
<b>NA2XS(F)2Y 18/30 kV</b>										
1x50RM/16	0,14	0,6410	174	187	36	147	190	1 150	500 T, 1000 T	22347,30
1x70RM/16	0,15	0,4430	213	232	38	206	190	1 300	500 T, 1000 T	23265,50
1x95RM/16	0,17	0,3200	254	282	40	279	190	1 450	500 T, 1000 T	26053,60
1x120RM/16	0,18	0,2530	289	325	41	353	190	1 550	500 T, 1000 T	26728,90
1x150RM/25	0,19	0,2060	322	367	42	441	295	1 800	500 T, 1000 T	30232,60
1x185RM/25	0,21	0,1640	364	421	44	544	295	1 950	500 T, 1000 T	32855,70
1x240RM/25	0,23	0,1250	422	496	47	706	295	2 200	500 T, 1000 T	35771,40
1x300RM/25	0,25	0,1000	476	568	49	882	295	2 500	500 T, 1000 T	40812,20
1x400RM/35	0,27	0,0778	541	659	52	1 176	410	3 000	500 T	48776,30

<sup>1)</sup> Basisbemessungsstrom gemäß DIN VDE 0276 Teil 620 (HD 620)  
Technische Änderungen vorbehalten. Alle Zahlenangaben sind daher ohne Gewähr.

Bild C.4: Datenblatt eines 12/20-kV-AC-VPE-Kabels mit einem Leiter.- bzw. Schirmdurchmesser von 1x150/25 RM und der Bezeichnung NA2XS(F)2Y, Seite 2/2



**Technische Daten**

**Verwendungszweck**

**TEO 100/10 Einphasen-Wechselspannungs-Prüftransformator**  
 Übersetzung: 2x220V/100kV/220V als Erregertransformator mit Kopplungs-  
 Nennstrom (DB): 2x11,4A/50mA/15,2A wicklung, für Kaskadenschaltungen zur  
 Leistung: 5 kVA DB Wechsel-, Gleich- und Stoßspannungser-  
 zeugung  
 10 kVA KB 60 min (siehe auch Listenblatt P1/6)  
 Kurzschlußspannung: ca. 4 %  
 Frequenz: 50 Hz und 60 Hz  
 Teilentladung bei 80 kV ≤ 1pC  
 bei 100 kV ≤ 2 pC  
 Gewicht: 200 kg

Einspei- sung bei	Primär		Verbindung	Sekundär		Leistung (kVA)	Kurzschluß- spannung %
	Spannung (V)	Abnahme zwischen		Spannung (kV)	Abnahme zwischen		
u - v	220	u <sub>a</sub> mit u <sub>b</sub> v <sub>a</sub> mit v <sub>b</sub>	U - V	100	5	4	
u - v	220	u <sub>b</sub> mit v <sub>a</sub>	U - V	50	2,5	8	

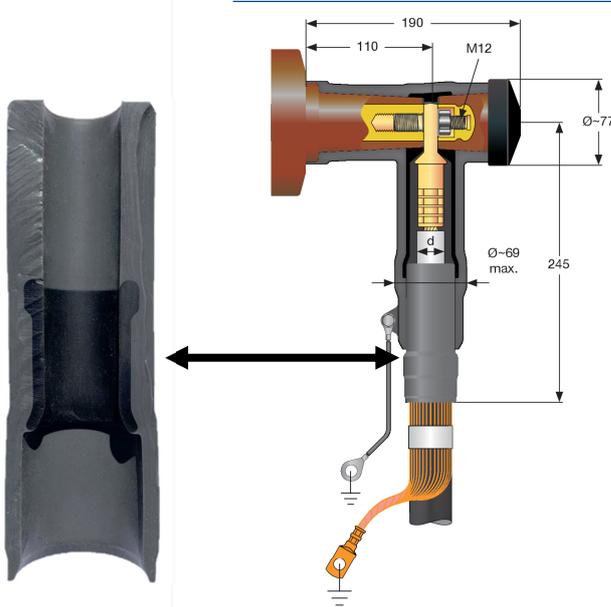
Bild C.5: Technische Daten des MWB TEO 100/10 Prüftransformators

CB 24-630

## Abzweig-Kabelsteckteil

Branch connector

NKT



### Anwendung:

Application:

Der CB 24-630 ist ein geschirmtes 20 kV- Kabelsteckteil aus Silikonkautschuk zum Anschluss von kunststoffisolierten Kabeln bis 24 kV an Schaltanlagen und Transformatoren mit Geräteanschlussteilen Typ C1 (630 A) und C2 (1250 A) gemäß EN 50180 und EN 50181. Der CB 24-630 ist auch mit Metallgehäuse erhältlich.

CB 24-630 is a 20 kV- branch connector made of silicone rubber for connection to switchgears and transformers up to 24 kV with bushings according to EN 50180 and EN 50181, connection type C1 (630A) and C2 (1250 A). The CB24-630 is also available with metal housing.

- schnelle und einfache Montage  
quick and easy assembly
- Schirmung durch äußere Leitschicht  
screening by outer conductive layer
- verschiedene Anlusstechniken:  
use of various cable lug types
  - Schraubtechnik  
screw type
  - Sechskantpressung  
hexagonal pressing
  - Tiefnutpressung  
deep indent pressing
- Kabelmantelprüfung ohne Lösen des Steckers  
cable sheath testing without dismantling of connector
- kapazitiver Messpunkt  
capacitive measuring point
- Laschenbreite des Kabelschuhs = 28 mm  
width of the cable lug = 28 mm

### Eigenschaften:

Properties:

Maximale Systemspannung Maximal system voltage	24 kV
Dauerennstrom Continuous nominal current	630 A
Teilentladung bei $2 U_0$ Partial discharge at $2 U_0$	< 5 pC
Wechselspannung (AC, 5 min.) Alternating withstand voltage (AC, 5 min.)	57 kV
Gleichspannung (DC, 15 min.) Direct withstand voltage (DC, 15 min.)	76 kV
Stoßspannung Impulse withstand voltage	125 kV

### Lieferumfang:

Scope of delivery:

Steckerkörper inkl. Schirmleitungen mit Kabelschuhen Cable connectors	3
Feldsteuerkörper Stress cones	3
Leiterkabelschuhe Conductor cable lugs	3
Erdungskabelschuhe Earthing cable lugs	3
Montageanleitung Assembly instructions	1
Zubehör Accessories	

Bild C.6: Datenblatt des Endverschlusses CB 24-630 des Herstellers NKT, welcher das Feldsturelement FSE Type 03 des Herstellers NKT ergänzt mit der Darstellung eines auseinandergeschnittenen Feldsturelements, Seite 1/2

CB 24-630



**Technische Details für die Bestellung für 6/10(12) kV Kabel**

Technical details for order for 6/10(12) kV cables

**CB 24-630 inkl. Presskabelschuhe für den Leiter und den Schirmdrähten**

CB 24-630 incl. crimp type cable lugs for conductor and screening wires

Querschnitt Cross section	Größe des Feldsteuerkörpers Size of stress cone	Ø der geschälten Aderisolation (d) Ø of core insulation (d)	Bestellnummer Ref. No.	
mm <sup>2</sup>		mm	Al	Cu
25	TYPE 02	12.7 – 25.0	26 323 51	26 323 01
35			26 323 52	26 323 02
50			26 323 53	26 323 03
70			26 323 54	26 323 04
95			26 323 55	26 323 15
120			26 323 56	26 323 16
150			26 323 57	26 323 17
185	TYPE 03	21.2 – 34.6	26 323 58	26 323 08
240			26 323 59	26 323 09
300			26 323 60	26 323 10
95	TYPE 23	17.0 – 32.6	26 321 35	26 321 75
120			26 321 36	26 321 76
150			26 321 37	26 321 77
185			26 321 38	26 321 78
240			26 321 39	26 321 79
300			26 321 40	26 321 80

**CB 24-630 inkl. Schraubkabelschuhe für den Leiter und den Schirmdrähten**

CB 24-630 incl. screw type cable lugs for conductor and screening wires

Querschnitt Cross section	Größe des Feldsteuerkörpers Size of stress cone	Ø der geschälten Aderisolation (d) Ø of core insulation (d)	Bestellnummer Ref. No.
mm <sup>2</sup>		mm	
25 – 95	TYPE 02	12.7 – 25.0	26 321 42
95 – 240	TYPE 23	17.0 – 32.6	26 321 43 / 26 321 63
185 – 240	TYPE 03	21.2 – 34.6	26 321 44 / 26 321 64
185 – 300			26 321 53

Die Angaben dienen lediglich der Information und stellen keine Zusicherung oder rechtsverbindliche Erklärung dar. Vertragliche Verpflichtungen entstehen erst mit Abschluss eines schriftlichen Vertrages unter ausdrücklicher Benennung der geltenden Vertragsinhalte. Eine Haftung für die Richtigkeit der übermittelten Informationen ist ausgeschlossen. Die Weitergabe an Dritte oder Veröffentlichung ist untersagt. Urheber- und gewerbliche Schutzrechte bleiben bei NKT und sind geschützt.

This data was prepared for informational purposes only and does not contain any representations, legally binding declarations or guarantees. Contractual obligations shall only come into effect after a written contract, detailing the terms and conditions, has been signed. A liability of NKT for the correctness of the information contained herein is excluded. The data shall not be handed out to third parties or disclosed in public documents. Any intellectual property rights remain with NKT and are reserved.

Bild C.7: Datenblatt des Endverschlusses CB 24-630 des Herstellers NKT, welcher das Feldsteuerelement FSE Type 03 des Herstellers NKT enthält, Seite 2/2



# Circuit Note CN-0273

**Circuits from the Lab™**  
Reference Circuits

Circuits from the Lab™ reference circuits are engineered and tested for quick and easy system integration to help solve today's analog, mixed-signal, and RF design challenges. For more information and/or support, visit [www.analog.com/CN0273](http://www.analog.com/CN0273).

Devices Connected/Referenced	
ADA4817-2	Low Noise, 1 GHz FastFET Dual Op Amp
ADA4830-1	High Speed Difference Amplifier with Input Short-to-Battery Protection

## High Speed FET Input Instrumentation Amplifier with Low Input Bias Current and High AC Common-Mode Rejection

### EVALUATION AND DESIGN SUPPORT

#### Circuit Evaluation Boards

[CN-0273 Circuit Evaluation Board \(EVAL-CN0273-EB1Z\)](#)

#### Design and Integration Files

[Schematics](#), [Layout Files](#), [Bill of Materials](#)

### CIRCUIT FUNCTION AND BENEFITS

The circuit shown in Figure 1 is a high speed FET input, gain-of-5 instrumentation amplifier (in-amp) with a wide bandwidth (35 MHz) and excellent ac common-mode rejection, CMR, (55 dB at 10 MHz). The circuit is ideal for applications where a high input impedance, fast in-amp is required, including RF, video, optical signal sensing, and high speed instrumentation. The high CMR and bandwidth also makes it ideal as a wideband differential line receiver.

Most discrete in-amps require expensive matched resistor networks to achieve high CMR; however, this circuit uses an integrated difference amplifier with on-chip matched resistors to improve performance, reduce cost, and minimize printed circuit board (PCB) layout area.

The composite in-amp circuit shown in Figure 1 has the following performance:

- Offset voltage: 4 mV maximum
- Input bias current: 2 pA typical
- Input common-mode voltage: -3.5 V to +2.2 V maximum
- Input differential voltage:  $\pm 3.5 \text{ V/G1}$  maximum, where G1 is the gain of the first stage
- Output voltage swing: 0.01 V to 4.75 V typical with 150  $\Omega$  load
- Bandwidth (-3 dB): 35 MHz typical for G = 5
- Common-mode rejection: 55 dB at 10 MHz typical
- Input voltage noise: 10 nV/ $\sqrt{\text{Hz}}$  at 100 kHz RTI typical
- Harmonic distortion: -60 dBc at 10 MHz, G = 5,  $V_{\text{OUT}} = 1 \text{ V p-p}$ ,  $R_L = 1 \text{ k}\Omega$ .

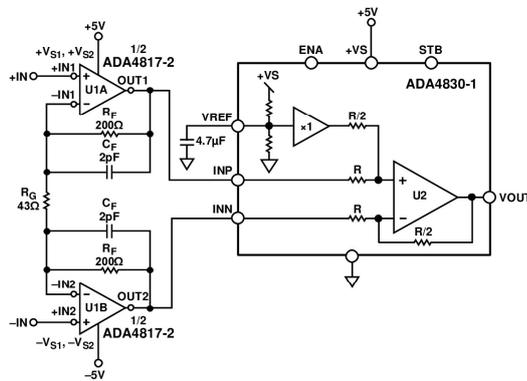


Figure 1. High Speed FET Input Instrumentation Amplifier (Note: Power Supply Decoupling Not Shown)

Rev. B  
Circuits from the Lab™ circuits from Analog Devices have been designed and built by Analog Devices engineers. Standard engineering practices have been employed in the design and construction of each circuit, and their function and performance have been tested and verified in a lab environment at room temperature. However, you are solely responsible for testing the circuit and determining its suitability and applicability for your use and application. Accordingly, in no event shall Analog Devices be liable for direct, indirect, special, incidental, consequential or punitive damages due to any cause whatsoever connected to the use of any Circuits from the Lab circuits. (Continued on last page)

One Technology Way, P.O. Box 9106, Norwood, MA 02062-9106, U.S.A.  
Tel: 781.329.4700 [www.analog.com](http://www.analog.com)  
Fax: 781.461.3113 ©2012–2013 Analog Devices, Inc. All rights reserved.

**CN-0273**

**Circuit Note**

Most fully integrated in-amps are fabricated on bipolar or complementary bipolar processes and are optimized for low frequency applications with high CMR at 50 Hz or 60 Hz. However, there is a growing need for wide bandwidth in-amps for video and RF systems to amplify high speed signals and provide common-mode rejection of unwanted high frequency signals.

When a very high speed, wide bandwidth in-amp is needed, one common approach is to use two discrete op amps with high input impedance to buffer and amplify the differential input signal in the first stage, and then configure a single amplifier as a difference amplifier in the second stage to provide a differential-to-single-ended conversion. This configuration is known generally as a 3-op-amp in-amp. This approach requires four relatively expensive precision-matched resistors for good CMR. Errors in matching produce errors at the final output.

The circuit shown in Figure 1 solves this problem by using the ADA4830-1 integrated high speed difference amplifier. The laser-trimmed thin film resistors are matched to very high precision, thereby eliminating the need for four relatively expensive precision-matched external resistors.

In addition, the use of the high speed, dual ADA4817-2 as the input stage amplifier allows the composite in-amp to provide a bandwidth as high as 80 MHz when the overall gain of the circuit is 2.5.

The use of the dual ADA4817-2 amplifiers in a single 4 mm × 4 mm LFCSP package and the integrated ADA4830-1 difference amplifier significantly reduces board space, thereby reducing design costs for large systems.

The circuit can be used in noisy environments because both the ADA4817-2 and ADA4830-1 offer low noise and excellent CMR performance at high frequencies.

**CIRCUIT DESCRIPTION**

The circuit is based on the traditional 3-op-amp in-amp topology with two op amps for the input gain stage and a difference amplifier for the output stage. The circuit has a gain of 5 and a bandwidth of 35 MHz.

**FET Amplifier Input Gain Stage**

The ADA4817-2 (dual) FastFET amplifiers are unity-gain stable, ultrahigh speed voltage feedback amplifiers with FET inputs. These amplifiers are fabricated on Analog Devices, Inc., proprietary eXtra Fast Complementary Bipolar (XFCB) process, which allows the amplifiers to achieve ultralow noise as well as very high input impedances and high speed, making it ideal for applications where high speed and high source impedances are required.

The ADA4817-2 op amps are configured so that they share the  $R_G$  gain resistor. The circuit has a gain of  $1 + 2R_G/R_C$  for the differential inputs. When the inputs are common-mode, there is no current flowing through the  $R_G$  gain resistor. Thus, the circuit acts as a buffer for the common-mode inputs. The

common-mode inputs are then effectively removed by the second stage difference amplifier.

The ADA4817-2 has a unity-gain bandwidth product,  $f_u$ , of 410 MHz. Its close-loop bandwidth can be approximated by

$$f_{-3dB} = f_u/GI$$

where  $GI$  is the gain of the first stage.

For this circuit, with a first stage closed-loop gain of 10, the -3 dB bandwidth is estimated to be 41 MHz. This is very close to the tested bandwidth of 35 MHz.

Parasitic capacitance in the PCB boards and capacitive loads can cause the first gain stage to oscillate. This issue can be alleviated by using low value feedback resistors, and the use of feedback capacitance.

For this circuit, a feedback resistor of 200 Ω was chosen. The feedback capacitor,  $C_f$ , was 2 pF for the best bandwidth flatness.

**Difference Amplifier and CMR**

The ADA4830-1 is high speed difference amplifier with a wide common-mode voltage range. It combines high speed and precision. It offers a fixed gain of 0.5 V/V, and -3 dB bandwidth of 84 MHz. The on-chip, laser-trimmed resistors yield a typical CMR of 55 dB at 10MHz.

CMR is a very important specification for in-amps and depends mostly on the ratio matching of the four resistors used in the second stage difference amplifier, as is shown in Figure 2.

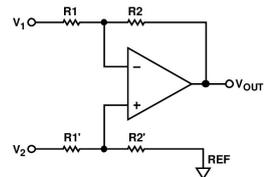


Figure 2. Difference Amplifier

In general, the worst-case CMR is given by

$$CMR (dB) = 20 \log \left[ \frac{1 + R2/R1}{4Kr} \right]$$

where  $Kr$  is the individual resistor tolerance in fractional form. The previous equation shows that the worst-case CMR for four resistors with the same nominal values (1% tolerance) is 34 dB. Instead of using discrete resistors, this circuit uses a monolithic ADA4830-1 difference amplifier with on-chip, laser-trimmed thin film resistors, thereby providing excellent CMR and saving PCB space. The CMR is 65 dB at dc and 55 dB at 10 MHz.

Circuit Note

CN-0273

**Differential and Common-Mode Voltage Considerations**

To maximize the input voltage range and simplify the power supply requirements, the first stage of the circuit operates on  $\pm 5$  V, whereas the second stage operates at +5 V. The maximum differential input range is determined by the output swing of the ADA4817-2. With a  $\pm 5$  V supply, the ADA4817-2 has an output swing of  $\pm 3.5$  V. Therefore, the maximum allowable differential input is  $\pm 3.5$  V/G1, where G1 is the gain of the first stage. Note that there is a tradeoff between the maximum allowable differential input and the closed-loop gain of the first stage.

The next step is to analyze the common-mode voltage restrictions. The common-mode voltage at the input to the ADA4817-2 must fall between  $-V_S$  to  $+V_S - 1.8$  V, or  $-5$  V to  $+2.2$  V for  $\pm 5$  V supplies. The output swing of the ADA4817-2 is limited to  $\pm 3.5$  V when operating on  $\pm 5$  V supplies (refer to the ADA4817-2 data sheet). The negative input common-mode voltage of the circuit is therefore limited to  $-3.5$  V by the output swing of the ADA4817-2. Therefore, the allowable input common-mode range for the composite circuit is  $-3.5$  V to  $+2.2$  V.

To achieve high performance from this circuit, excellent layout, grounding, and decoupling techniques must be applied. See MT-031 Tutorial, MT-101 Tutorial, and the A Practical Guide to High-Speed Printed-Circuit-Board Layout article for more detailed information regarding PCB layout. In addition, there are layout guidelines within the ADA4817-2 datasheet and the ADA4830-1 data sheet.

**Circuit Performance**

The four most important parameters of this composite circuit, CMR,  $-3$  dB bandwidth, input referred noise, and harmonic distortion, are tested, and the results are shown in Figure 3 to Figure 6.

Figure 3 shows that the CMR of the composite circuit is  $-65$  dB at dc and  $-55$  dB at 10 MHz. Figure 4 shows that the bandwidth is 35 MHz at a gain of 5 and an output load of 100  $\Omega$ . Figure 5 shows that the composite circuit only has 10 nV/ $\sqrt{\text{Hz}}$  input-referred noise at 100 kHz and a flatband noise of 8 nV/ $\sqrt{\text{Hz}}$  at higher frequencies. Figure 6 shows that the circuit has a THD of 60 dBc at 10 MHz, with  $V_{\text{OUT}} = 1$  V p-p and  $R_L = 1$  k $\Omega$ .

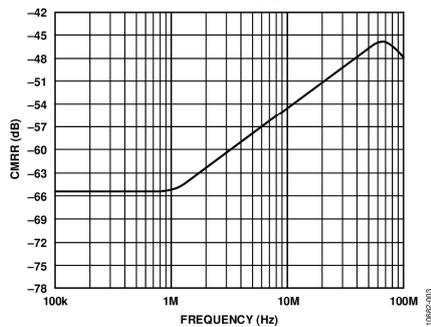


Figure 3. CMR of the CN-0273

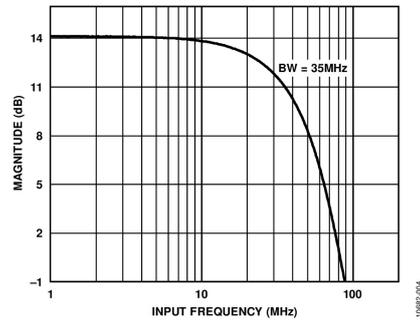


Figure 4. Frequency Response of Composite Circuit,  $V_{\text{OUT}} = 1$  V p-p,  $R_L = 100 \Omega$

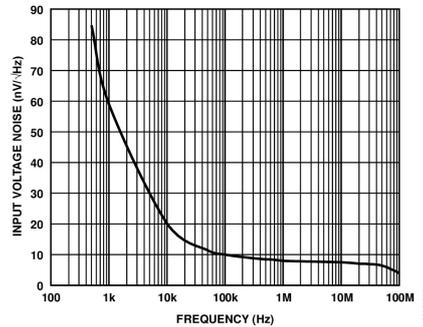


Figure 5. Input Referred Voltage Noise of Composite Circuit

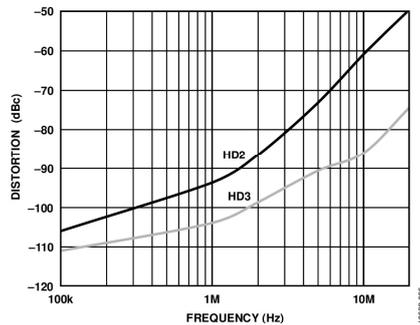


Figure 6. Second (HD2) and Third (HD3) Harmonic Distortion,  $V_{\text{OUT}} = 1$  V p-p,  $R_L = 1$  k $\Omega$

## CN-0273

## Circuit Note

### COMMON VARIATIONS

The overall gain of this circuit can be easily configured by the value of the gain resistor,  $R_G$ , shown in Figure 1. Note that with a larger overall gain, the bandwidth of this circuit decreases.

The difference amplifier at the second stage can be replaced by the AD8274 in lower speed applications. The AD8274 difference amplifier offers a fixed gain of 2. Therefore, a larger overall gain can be achieved.

To increase the input common-mode and differential range, a rail-to-rail high speed FET input amplifier, such as the AD8065/AD8066 that operates on  $\pm 12$  V supplies and has a unity-gain bandwidth of 145 MHz, can be used.

### CIRCUIT EVALUATION AND TEST

The circuit can be easily evaluated using a signal generator and an oscilloscope. The board is tested with traditional amplifier test methods using a network analyzer. For complete schematics and PCB layout, refer to the [CN0273-Design Support package](#). A photo of the board is shown in Figure 7.

Note that the CMRR data in Figure 3 was taken for a differential input voltage of 0 V. The bandwidth data in Figure 4 and the distortion data in Figure 6 were taken using a balanced differential drive source with a common-mode voltage of 0 V.



Figure 7. Photo of the EVAL-CN0273-EB1Z Evaluation Board

Circuit Note

CN-0273

**LEARN MORE**

- CN-0273 Design Support package:  
<http://www.analog.com/CN0273-DesignSupport>
- Ardizzone, John. *A Practical Guide to High-Speed Printed-Circuit-Board Layout*, Analog Dialogue 39-09, September 2005.
- MT-031 Tutorial, *Grounding Data Converters and Solving the Mystery of "AGND" and "DGND"*, Analog Devices.
- MT-061 Tutorial, *Instrumentation Amplifier (In-Amp) Basics*, Analog Devices.
- MT-063 Tutorial, *Basic Three Op Amp In-Amp Configurations*, Analog Devices.
- MT-064 Tutorial, *In-Amp DC Sources*, Analog Devices.
- MT-068 Tutorial, *Difference and Current Sense Amplifiers*, Analog Devices.
- MT-101 Tutorial, *Decoupling Techniques*, Analog Devices.
- A Designer's Guide to Instrumentation Amplifiers, Analog Devices.

**Data Sheets and Evaluation Boards**

- CN-0273 Circuit Evaluation Board (EVAL-CN0273-EB1Z)
- ADA4817-2 Data Sheet
- ADA4830-1 Data Sheet

**REVISION HISTORY**

- 8/13—Rev. A to Rev. B  
Changes to Figure 7 ..... 4
- 5/13—Rev. 0 to Rev. A  
Changes to Circuit Evaluation and Test Section ..... 4
- 10/12—Rev. 0: Initial Version

(Continued from first page) Circuits from the Lab circuits are intended only for use with Analog Devices products and are the intellectual property of Analog Devices or its licensors. While you may use the Circuits from the Lab circuits in the design of your product, no other license is granted by implication or otherwise under any patents or other intellectual property by application or use of the Circuits from the Lab circuits. Information furnished by Analog Devices is believed to be accurate and reliable. However, Circuits from the Lab circuits are supplied "as is" and without warranties of any kind, express, implied, or statutory including, but not limited to, any implied warranty of merchantability, noninfringement or fitness for a particular purpose and no responsibility is assumed by Analog Devices for their use, nor for any infringements of patents or other rights of third parties that may result from their use. Analog Devices reserves the right to change any Circuits from the Lab circuits at any time without notice but is under no obligation to do so.

©2012–2013 Analog Devices, Inc. All rights reserved. Trademarks and registered trademarks are the property of their respective owners.  
CN10682-0-8/13(B)



Rev. B | Page 5 of 5

Bild C.12: Datenblatt des Instrumentierungsverstärkers CN-0273 des Herstellers Analog Devices, Seite 5/5



# Data Sheet

## Coaxial Relay CX-230



### MECHANICAL CHARACTERISTICS :

Contact Arrangement	.....	SPDT
Operational Temperature	.....	- 25°C to + 50°C
Max Temperature Rise	.....	20°C
Weight	.....	Approx. 230 g
Mounting	.....	Two screws
Cable Connections	.....	3 BNC Type female connectors

### ELECTRICAL CHARACTERISTICS :

Impedance	.....	50 Ohms
Nominal Voltage	.....	12 V DC
Voltage Range	.....	10 V DC - 14 V DC
Current	.....	136 mA @12 V DC 20°C
Coil Resistance	.....	88 ±10% Ohms @ 20°C

### RF-PROPERTIES :

Frequency MHz	VSWR max	Isolation -dB(min)	Ins. Loss -dB(max)	RF Power input W
50	1.05	56	0.05	300
150	1.10	42	0.05	300
500	1.15	30	0.10	300
1000	1.30	24	0.20	200

### ACTUATION DATA :

Pull In	.....	10 V DC - 14 V DC (12 V DC nominal)
Drop Out	.....	3 V DC min.

### SWITCHING TIME :

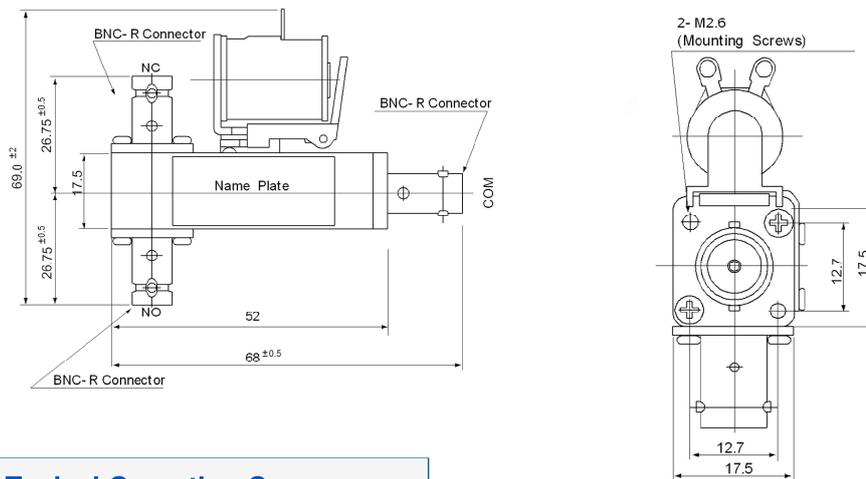
Pull In	.....	20 ms typical
Drop Out	.....	15 ms typical
Life Expectancy	.....	1.000.000 Operations min.

All technical data are subject to change

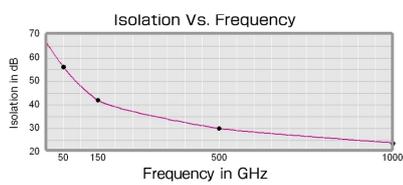
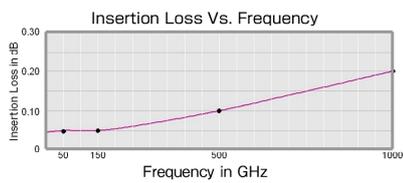
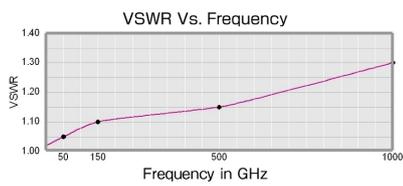
2009/07 **TOHTSU®**

## Coaxial Relay CX-230

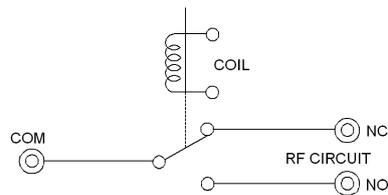
### DIMENSIONS :



### Typical Operating Curves :



### Schematic:



All technical data are subject to change

2009/07 **TOHTSU®**

Bild C.14: Datenblatt des Koaxial-Relais Tohtsu CX-230, Seite 2/2

## D: Programmcode zu den Teilentladungsmessungen

Programmcode 1: Auswerteroutine zur Identifizierung von TE mit Ursprung in der Muffe

Initialisierung

```
threshold = 0; %Setzen einer Trigger-Schwelle in pC
time_diff_max = 0.0000005; %maximale Zeitdifferenz in s bei Feststellung des
    %Vorhandenseins zeitlich naher Impulse an ck und hfct
time_diff = 0.0000005; %maximale angenommene Zeitdifferenz in s
    %von an Ck und an den HFCT gemessenen TE von der
    %Muffe

%verschiedene weerte in txt-file bzw. als excel-sheet speichern 0 = nein,
%1 = ja
write_file = 0;
write_file_1 = 0;
write_file_2 = 0;

%Auswahl der Zyklen: funkenstr;
%           konstant_spg; zyklus_kurz_pos; zyklus_kurz_neg;
% zyklus_lang_pos; zyklus_lang_neg; pr_zyklus; kalibrierimpuls
zyklus = 'zyklus_lang_neg';

%Erstellen des Filenamens zum Einlesen der Messfiles aller durchgefuehrter
%Zyklen eines Prüfzykluses
number_files = 2;

filename_ck = string(zeros(1,1000));
filename_hfct = string(zeros(1,1000));

parts = strsplit(pwd, '\');
path = "";

%Iteratoren
i = 1;
it = 1;
while it < length(parts)
    part = parts{it};
    if it == 1
        path = part;
    else
        path = [path, '\', part];
    end
    it = it + 1;
end
it = 1;
%Festlegen der Namen der CSV-Messfiles
switch zyklus
    case 'zyklus_kurz_neg'
        ordner_pfad = '\zyklen_CSV_Daten\kurzer zyklus\dc-';
        while i <= number_files
            number_files = 25;
            filename_ck(i) = convertCharsToStrings([path, ordner_pfad...
                , '\DC-_zyklus_', num2str(i), '_zyklus_kurz_-55_kv_ck.txt']);

            filename_hfct(i) = convertCharsToStrings([path, ordner_pfad...
                , '\DC-_zyklus_', num2str(i), '_zyklus_kurz_-55_kv_HFCT.txt']);
```

```
        i = i + 1;
    end

    case 'zyklus_kurz_pos'
        number_files = 20;
        ordner_pfad = '\zyklen_CSV_Daten\kurzer zyklus\dc+';
        while i <= number_files
            filename_ck(i) = convertCharsToStrings([path,ordner_pfad...
                ,'\DC+_zyklus_',num2str(i),'_zyklus_kurz_55_kv_ck.txt']);

            filename_hfct(i) = convertCharsToStrings([path,ordner_pfad...
                ,'\DC+_zyklus_',num2str(i),'_zyklus_kurz_55_kv_HFCT.txt']);

            i = i +1;
        end

    case 'zyklus_lang_pos'
        number_files = 10;
        number_files_1 = 6;
        ordner_pfad = '\zyklen_CSV_Daten\langer zyklus\DC+';
        it = 1;
        iter = 1;
        while i <= number_files_1
            if i == 1 || i == 2 || i == 4 || i == 6
                while it <= 2
                    filename_ck(iter) = convertCharsToStrings([path,...
                        ordner_pfad,'\zyklus_',num2str(i),'_',num2str(it),...
                        '_','ck_lang_dc+.txt']);

                    filename_hfct(iter) = convertCharsToStrings([path,...
                        ordner_pfad,'\zyklus_',num2str(i),'_',num2str(it),...
                        '_','HFCT_lang_dc+.txt']);
                    it = it +1;
                    iter = iter + 1;
                end
            else
                filename_ck(iter) = convertCharsToStrings([path,ordner_pfad...
                    ,'\zyklus_',num2str(i),'_','ck_lang_dc+.txt']);

                filename_hfct(iter) = convertCharsToStrings([path,...
                    ordner_pfad,'\zyklus_',num2str(i),'_','HFCT_lang_dc+.txt']);
                iter = iter + 1;
            end
            i = i + 1;
            it = 1;
        end

    case 'zyklus_lang_neg'
        number_files = 14;
        number_files_1 = 8;
        ordner_pfad = '\zyklen_CSV_Daten\langer zyklus\DC-';
        it = 1;
        iter = 1;
        while i <= number_files_1
            if i == 1 || i == 3 || i == 4 || i == 5 || i == 6 || i == 8
                while it <= 2
                    filename_ck(iter) = convertCharsToStrings([path,...
```

```
        ordner_pfad, '\zyklus_', num2str(i), '_', num2str(it), ...
        '_', 'DC-_lang_ck.txt']);

        filename_hfct(iter) = convertCharsToStrings([path, ...
        ordner_pfad, '\zyklus_', num2str(i), '_', num2str(it), ...
        '_', 'DC-_lang_hfct.txt']);
        it = it + 1;
        iter = iter + 1;
    end
else
    filename_ck(iter) = convertCharsToStrings([path, ...
    ordner_pfad, '\zyklus_', num2str(i), '_', 'DC-_lang_ck.txt']);

    filename_hfct(iter) = convertCharsToStrings([path, ...
    ordner_pfad, '\zyklus_', num2str(i), '_', ...
    'DC-_lang_hfct.txt']);
    iter = iter + 1;
end
i = i + 1;
it = 1;
end

case 'pr_zyklus'
    ordner_pfad = '\zyklen_CSV_Daten\PR Zyklen';
    number_files = 16;
    number_files_1 = 10;
    number_files_2 = 6;
    i = 1;
    while i <= number_files_1
        filename_ck(i) = convertCharsToStrings([path, ordner_pfad...
        , '\zyklus_', num2str(i), ...
        '_PolarityReversal_55kv_5_45h_15min_Ck.txt']);

        filename_hfct(i) = convertCharsToStrings([path, ordner_pfad...
        , '\zyklus_', num2str(i), ...
        '_PolarityReversal_55kv_5_45h_15min_HFCT.txt']);

        i = i + 1;
    end
    i = 1;
    it = 11;
    while i <= (number_files_2)
        if i == 1 || i == 2 || i == 3 || i == 5
            filename_ck(i+10) = convertCharsToStrings([path, ...
            ordner_pfad, '\zyklus_', num2str(it), '_', num2str(it+1), ...
            '_PolarityReversal_55kv_6h_6h_Ck.txt']);

            filename_hfct(i+10) = convertCharsToStrings([path, ...
            ordner_pfad, '\zyklus_', num2str(it), '_', num2str(it+1), ...
            '_PolarityReversal_55kv_6h_6h_HFCT.txt']);
            it = it + 2;
        elseif i == 4
            filename_ck(i+10) = convertCharsToStrings([path, ...
            ordner_pfad, ...
            '\zyklus_17_PolarityReversal_55kv_6h_6h_Ck.txt']);

            filename_hfct(i+10) = convertCharsToStrings([path, ...
            ordner_pfad, ...
            '\zyklus_17_PolarityReversal_55kv_6h_6h_HFCT.txt']);
        end
    end
end
```

```
        it = it + 1;
    elseif i == 6
        filename_ck(i+10) = convertCharsToStrings([path,...
            ordner_pfad,...
            '\Zyklus_20_PolarityReversal_55kv_6h_6h_Ck.txt']);

        filename_hfct(i+10) = convertCharsToStrings([path,...
            '\Zyklen_CSV_Daten\PR_Zyklen'...
            ,'\Zyklus_20_PolarityReversal_55kv_6h_6h_HFCT.txt']);
    end
    i = i +1;
end

case 'konstant_spg'
    number_files = 4;
    ordner_pfad = '\Zyklen_CSV_Daten\konstant_spg\CSV files';
    filename_ck(1) = convertCharsToStrings([path,ordner_pfad...
        '\Konstantspannung_0kv_16h_ohneErdung_'...
        'Messwiderstand_auf_1nC_ImpulsvonAussenankabel_ck.txt']);

    filename_hfct(1) = convertCharsToStrings([path,ordner_pfad...
        '\Konstantspannung_0kv_16h_ohneErdung_'...
        'Messwiderstand_auf_1nC_ImpulsvonAussenankabel_hfct.txt']);

    filename_ck(2) = convertCharsToStrings([path,ordner_pfad...
        '\Konstantspannung_0kv_24h_mitErdung_Messwiderstand'...
        '_auf_100pC_ImpulsvonAussenmitDraht_Ck.txt']);

    filename_hfct(2) = convertCharsToStrings([path,ordner_pfad...
        '\Konstantspannung_0kv_24h_mitErdung'...
        '_Messwiderstand_auf_100pC_ImpulsvonAussenmitDraht_hfct.txt']);

    filename_ck(3) = convertCharsToStrings([path,ordner_pfad...
        '\Konstantspannung_55kv_positivePolaritaet_24h_ck_1.txt']);

    filename_hfct(3) = convertCharsToStrings([path,ordner_pfad...
        '\Konstantspannung_55kv_positivePolaritaet_24h_hfct_1.txt']);

    filename_ck(4) = convertCharsToStrings([path,ordner_pfad...
        '\Konstantspannung_55kv_positivePolaritaet_24h_ck_2.txt']);

    filename_hfct(4) = convertCharsToStrings([path,ordner_pfad...
        '\Konstantspannung_55kv_positivePolaritaet_24h_hfct_2.txt']);

case 'funkenstr'
    number_files = 3;
    ordner_pfad = '\Zyklen_CSV_Daten\Funkenstrecke';
    %beide HFCT
    filename_ck(1) = convertCharsToStrings([path,ordner_pfad...
        '\beide_hfct\35_kv_DC_positivePolaritaet_Corona_AuBen_'...
        'Funkenstrecke_Nadel_Platte_50 Ohm_Platine_ck.txt']);

    filename_hfct(1) = convertCharsToStrings([path,ordner_pfad...
        '\beide_hfct\35_kv_DC_positivePolaritaet_Corona_AuBen'...
        '_Funkenstrecke_Nadel_Platte_50 Ohm_Platine_hfct.txt']);

    %beide HFCT auf TEK abgeglichen
    filename_ck(2) = convertCharsToStrings([path,ordner_pfad...
        '\beide_hfct_auf_tek_angepasst\'...

```

```
'32_kV_DC_positivePolaritaet_Corona_AuBen_Funkenstrecke'...
'_Nadel_Platte_Potentiometer_Platine_beide_HFCT_ck.txt']);

filename_hfct(2) = convertCharsToStrings([path,ordner_pfad...
'\beide hfct auf tek angepasst'\...
'32_kV_DC_positivePolaritaet_Corona_AuBen_Funkenstrecke'...
'_Nadel_Platte_Potentiometer_Platine_beide_HFCT_hfct.txt']);

%ein hfct
filename_ck(3) = convertCharsToStrings([path,ordner_pfad...
'\ein hfct\33_kV_DC_negativePolaritaet_Corona_AuBen_'...
'Funkenstrecke_Nadel_Platte_50 Ohm_Platine_ein_HFCT_ck.txt']);

filename_hfct(3) = convertCharsToStrings([path,ordner_pfad...
'\ein hfct\33_kV_DC_negativePolaritaet_Corona_AuBen_'...
'Funkenstrecke_Nadel_Platte_50 Ohm_Platine_ein_HFCT_hfct.txt']);

case 'kalibrierimpuls'
ordner_pfad = '\zyklen_CSV_Daten\Versuche mit Kalibrierimpuls';
filename_hfct(1) = convertCharsToStrings([path,ordner_pfad...
'\kalibrierimpuls__Muffe_1nC_von_AuBen_negative'...
'_polaritaet_100pC_von_Innen_positive_Polaritaet_.txt']);

filename_hfct(2) = convertCharsToStrings([path,ordner_pfad...
'\kalibrierimpuls_1nC_Muffe_von_AuBen_negative_polaritaet.txt']);

filename_hfct(3) = convertCharsToStrings([path,ordner_pfad...
'\kalibrierimpuls_100pC_Muffe_von_Innen_negative_polaritaet.txt']);
end

hfct_val_no_ck = []; %array für HFCT-Impulse ohne zeitlich korrelierbaren
                    %Ck Impuls

%zeitlich korrelierte werte von Ck und HFCT
hfct_correlated_with_ck = zeros(100000,3);
ck_correlated_with_hfct = zeros(100000,3);
%zeitlich mit ck korrelierte HFCT werte welche den festgelegten Kriterien
%bezuglich der Ladung genuegen
hfct_corr_with_ck_bigger_charge = zeros(100000,3);
ck_corr_with_hfct_bigger_charge = zeros(100000,3);
```

### Beginn der Identifizierung von TE aus der Muffe

```
i = 1;
while i <= number_files
    %Anzeige der wievielte Zyklus gerade ausgewertet wird
    fprintf(['zyklus ' int2str(i) ' von ' int2str(number_files) '\n']);

    %Zuruecksetzen der arrays
    hfct_correlated_with_ck = zeros(100000,3);
    ck_correlated_with_hfct = zeros(100000,3);
    hfct_val_no_ck = [];
    hfct_corr_with_ck_bigger_charge = zeros(100000,3);
    ck_corr_with_hfct_bigger_charge = zeros(100000,3);

    % Einlesen der Messfiles Format: time|charge|voltage
    ck = csvread(filename_ck(i),1,0);
    hfct = csvread(filename_hfct(i),1,0);
```

```
%HFCT-Ladungswerte ueber Trigger-Schwelle
hfct_above_thres = zeros(size(hfct));
iter1 = 1;
iter2 = 1;
lim = length(hfct);
while iter1 <= lim
    if abs(hfct(iter1,2)) >= threshold
        hfct_above_thres(iter2,:) = hfct(iter1,:);
        iter2 = iter2 + 1;
    end
    iter1 = iter1 + 1;
end

%HFCT-Ladungswerte ueber Trigger-Schwelle, Array bereinigt von
%Leerstellen
hfct_above_thres = ...
    hfct_above_thres(any(hfct_above_thres,2),:);

%Speichern in Cell
ck_arr(i) = {ck};
hfct_arr(i) = {hfct};
hfct_above_thres_arr(i) = {hfct_above_thres};

%Zeitlich nicht mit Ck-Impulsen korrelierbare HFCT-Impulse bestimmen
iter1 = 1; %Iterator
iter2 = 1; %Iterator
lim = length(hfct_above_thres(:,1));
lim2 = length(ck(:,1));
hfct_val_no_ck = []; %Array mit nicht korrelierbaren Impulsen
hfct_val_no_ck_element = 0;
exists = 0; %Existiert korrelierbarer Impuls -> 1

while iter1 <= lim
    exists = 1;

    %prüfen ob ein wert Impuls an Ck innerhalb von +- time_diff_max
    %von HFCT Impuls liegt, nicht korrelierbare Impulse in eigenem
    %Array speichern (hfct_val_no_ck)
    while iter2 <= lim2
        if(hfct_above_thres(iter1,1) >= (ck(iter2,1)-time_diff_max))...
            && (hfct_above_thres(iter1,1) <= (ck(iter2,1)+time_diff_max))

            exists = 0;

            break

        end
        iter2 = iter2 + 1;
    end

    %Speichern von werten HFCT-Impuls nicht zeitlich korrelierbar
    if exists == 1
        hfct_val_no_ck = [hfct_val_no_ck;hfct_above_thres(iter1,1:end)];
        if hfct_val_no_ck_element(1) == 0
            hfct_val_no_ck_element = iter1;
        else
            hfct_val_no_ck_element = [hfct_val_no_ck_element iter1];
        end
    end
end
```

```
end
iter2 = 1;
iter1 = iter1+1;
end

iter1 = 1; %Iterator
iter2 = 1; %Iterator
iter3 = 1; %Iterator
iter4 = 1; %Iterator
iter_time_dif_ar = 1; %Iterator

% Auswertung anhand von festgelegten Zeit- und Ladungskriterien
%erste while-Schleife: Durchlaufen von jedem HFCT-Impuls
while iter1 <= lim
exists = 1;
%Zeitdifferenz von HFCT- und Ck-Impuls, zuruecksetzen vor jedem
%Durchlauf
time_difference = 0;

%zweite while-Schleife: Durchlaufen von jedem Ck-Impuls
while iter2 <= lim2
%Zeitliche Korrelation: HFCT-Impuls innerhalb von time_diff eines
%Ck-Impulses
if ((hfct_above_thres(iter1,1)) > (ck(iter2,1)))...
    && (hfct_above_thres(iter1,1) <...
        (ck(iter2,1)+time_diff))

%Zeitkriterium bei diesem Durchlauf erstmalig erfüllt,
%time_difference ist noch 0 und wird
%entsprechend der Zeitdifferenz von HFCT- und Ck-Impuls
%gesetzt
if (time_difference == 0)
hfct_correlated_with_ck(iter3,1:end)...
    = hfct_above_thres(iter1,1:end);
ck_correlated_with_hfct(iter3,1:end)...
    = ck(iter2,1:end);
time_difference = ck(iter2,1) -...
    hfct_above_thres(iter1,1);

%Anwendung des Ladungskriteriums
if ((abs(hfct_correlated_with_ck(iter3,2))/1.35 < ...
abs(ck(iter2,2))) && ...
((abs(hfct_correlated_with_ck(iter3,2))*1.35) > ...
abs(ck(iter2,2))))

hfct_corr_with_ck_bigger_charge(iter4,1:end)...
    = hfct_above_thres(iter1,1:end);
ck_corr_with_hfct_bigger_charge(iter4,1:end)...
    = ck(iter2,1:end);
iter4 = iter4 + 1;
end

iter3 = iter3 + 1;

%Zeitkriterium bei diesem Durchlauf wieder erfüllt,
%pruefen ob ein Ck-Impuls gefunden werden kann welcher
%mit noch geringerer zeitlicher Abweichung mit
%HFCT-Impuls korreliert
elseif ((ck(iter2,1) - hfct_above_thres(iter1,1))...
```

```
        <= time_difference)

        ck_correlated_with_hfct(iter3-1,1:end)...
            = ck(iter2,1:end);
        time_difference = ck(iter2,1) -...
            hfct_above_thres(iter1,1);

        %Anwendung des Ladungskriteriums
        if ((abs(hfct_correlated_with_ck(iter3,2))/1.35 < ...
            abs(ck(iter2,2))) && ...
            ((abs(hfct_correlated_with_ck(iter3,2))*1.35) > ...
            abs(ck(iter2,2))))

            ck_corr_with_hfct_bigger_charge(iter4,1:end)...
                = ck(iter2,1:end);
        end

        iter_time_dif_ar = iter_time_dif_ar + 1;
    else
        break
    end

end

iter2 = iter2 + 1;

end

iter2 = 1;
iter1 = iter1 + 1;
end

%Arrays ohne Leerzeilen erstellen
hfct_correlated_with_ck_w_z = ...
    hfct_correlated_with_ck(any(hfct_correlated_with_ck,2),:);

ck_correlated_with_hfct_w_z = ...
    ck_correlated_with_hfct(any(ck_correlated_with_hfct,2),:);

hfct_corr_with_ck_bigger_charge_w_z...
= hfct_corr_with_ck_bigger_charge...
(any(hfct_corr_with_ck_bigger_charge,2),:);

ck_corr_with_hfct_bigger_charge_w_z...
= ck_corr_with_hfct_bigger_charge...
(any(ck_corr_with_hfct_bigger_charge,2),:);

%Speichern der ausgewerteten Daten eines Zyklus in Cell in dem
%schließlich alle ausgewerteten Daten aller Zyklen eines Prüfzykluses
%gespeichert werden
hfct_val_no_ck_arr(i) = {hfct_val_no_ck};
hfct_val_no_ck_element_arr(i) = {hfct_val_no_ck_element};
hfct_correlated_with_ck_arr(i) = {hfct_correlated_with_ck_w_z};
ck_correlated_with_hfct_arr(i) = {ck_correlated_with_hfct_w_z};
hfct_corr_with_ck_bigger_charge_arr(i) = ...
{hfct_corr_with_ck_bigger_charge_w_z};

ck_corr_with_hfct_bigger_charge_arr(i) = ...
{ck_corr_with_hfct_bigger_charge_w_z};
```

```
%Anzahl der Elemente nach jeweiligem Bearbeitungsschritt in Array
%speichern, dieses Array kann als Excel-File gespeichert werden
%(write_file_1)
num_elements_step(i) = {vertcat(plus("zyklus ",num2str(i)),...
    threshold, length(hfct_arr{i}(:,1)),...
    length(hfct_above_thres_arr{i}(:,1)),...
    length(hfct_val_no_ck_arr{i}(:,1)),...
    length(hfct_correlated_with_ck_arr{i}(:,1))) };

%Speichern von Zyklus|t|q in Array
%dieses Array kann als Excel-File gespeichert werden (write_file_2)
zyklus_t_q_array(i) = {horzcat(...
    transpose(repmat(i,1,...
        length(hfct_corr_with_ck_bigger_charge_arr{i}(:,1))),...
    hfct_corr_with_ck_bigger_charge_arr{i}(:,1),...
    hfct_corr_with_ck_bigger_charge_arr{i}(:,2).*10^12)};

i = i + 1;
fprintf(['...done \n']);
end
```

#### Erstellen von CSV-Files

mit am Differenzsignal der HFCT gemessenen Impulsen, welche nicht mit an  $C_k$  gemessenen Impulsen korreliert werden können

```
i = 1;
if write_file == 1
    while i <= number_files
        filename = [[path ordner_pfad '\Auswertung_neu_2µs_Korr'...
            '\Zyklus_' num2str(i) '.txt']];
        %T=table(data(:,1), data(:,2), data(:,3));
        T=table(hfct_val_no_ck_arr{1,i}(:,1),...
            hfct_val_no_ck_arr{1,i}(:,2), hfct_val_no_ck_arr{1,i}(:,3));
        T.Properties.VariableNames = {'time_s','charge_C','DC_voltage_V'};

        writetable(T,filename,'Delimiter',' ','writeVariableNames',true);

        i = i + 1;
    end
end
```

#### Erstellen von Excel-File

mit Anzahl an Impulsen nach jedem Auswertungsschritt

```
if write_file_1 == 1
    excel_sheet_legende = transpose(...
        ["","Threshold (Matlab)","HFCT Impulse gesamt",...
        "Impulse über Threshold",...
        "ohne zeitl. Korrelation", "über thres. ohne Impuls-Serien",...
        "zeitlich korreliert (HFCT Impuls zuerst)", "Impulse in Muffe"]);

    xlswrite([path ordner_pfad '\Auswertung_neu_2µs_Korr'...
        '\Auswertung_kategorie_Impulse_' zyklus '.xlsx'],...
        [excel_sheet_legende num_elements_step{1,:}], 'Tabelle1', 'A2');
end
```

Erstellen von Excel-File

aus ausgewerteten HFCT-Messdaten eines Pruefzykluses in Form Zyklus|t|q

```
if write_file_2 == 1
    excel_sheet_legende = (...
        ["zyklus", "t", "q"]);

    xlswrite([path ordner_pfad '\Auswertug_neu_2µs_Korr'...
        '\Auswertung_Zyklus_t_q_' zyklus '.xlsx'], vertcat...
        (excel_sheet_legende, zyklus_t_q_array{1, :}), 'Tabelle1', 'A2');
end
```

## E: Tabellen zu den Durchschlagsuntersuchungen

Tabelle E.1: Im Rahmen der DC-Durchschlagsuntersuchungen eingesetzte Prüfendverschlüsse

$U_{\text{nenn}}$	Prüfendverschluss	Durchschlag aktiv	Durchschlag Endverschluss	Überschlag	$U_d$	$\bar{E}_d$	Pol.	$\vartheta$
kV	-	Anzahl	Anzahl	Anzahl	kV	kV/mm	-	°C
12/20	Cellpack CHE-I 24 kV 70-240, wärmebehandelt	0	1	0	475	90	pos.	90
12/20	leitfähiges Band (Scapa 2527), 73 cm	0	0	1	275	52	pos.	90
12/20	leitfähiges Band (Scapa 2527), 50 cm	0	0	1	275	52	pos.	90
12/20	leitfähiges Band (Scapa 2527), 30 cm, 2 Schirmkappen	0	0	1	350	66	pos.	90
12/20	leitfähiges Band (Scapa 2527), 30 cm, 3 Schirmkappen	0	1	0	375	71	pos.	90
12/20	Raychem IXSU-F5131, dreifach	0	1	0	375	71	pos.	90
12/20	geometrisches Feldsteuerelement	0	1	0	350	66	pos.	90
6/10	Raychem IXSU- F3121, dreifach	1	0	0	210	62	pos.	90
6/10	Raychem IXSU- F3121, 3-fach, ohne Mastikbänder	1	(1, nahe EVS**)	0	210 (195)	62 (57)	pos.	90
6/10	Raychem IXSU- F3121, einfach	2	0	0	210	62	pos.	90
6/10	leitfähiges Band (Scapa 2527), 40 cm	1	0	0	210	62	pos.	90
6/10	leitfähiges Band (Scapa 2527), 15 cm	1	0	0	210	62	pos.	90
6/10	ohne Endverschluss	1	0	0	195	57	pos.	90
6/10	Raychem IXSU- F3121, einfach	0	1	0	180	53	neg.	90
6/10	Raychem IXSU- F3121, zweifach	0	1	0	195	57	neg.	90
6/10	Raychem IXSU- F3121, dreifach	(3)*	0	0	240; 225; 210	71; 66; 62	neg.	90

\*Mantel geschmolzen, thermischer Durchschlag; \*\*EVS...Endverschluss

Tabelle E.2: Im Zuge dieser Arbeit untersuchte 6/10-kV-AC-VPE-Kabelprüflinge

Prüfling	Prüfendverschluss	$U_d$	$\bar{E}_d$	$t_{d, rel}$	Durchschlag	Umgeb. Temp.	Luftdruck	rel. Luftfeucht.	abs. Luftfeucht.	$\vartheta$	Pol.
-	-	kV	kV/mm	min	-	°C	hPa	%	g/m <sup>3</sup>	°C	-
P1	Raychem IXSU-F3121, dreifach	210	62	6	✓	21,3	-	55	10,4	90	pos.
P2	Raychem IXSU-F3121, dreifach ohne Mastikband	195	57	13	(vor Endverschluss)	20,9	985	52	9,4	90	pos.
P3	Scapa 2527 (40 cm)	210	62	6	✓	22,4	990	45	8,94	90	pos.
P4	Scapa 2527 (15 cm)	210	62	7	✓	18,4	985	33	5,2	90	pos.
P5	Raychem IXSU-F3121, dreifach ohne Mastikband	210	62	0,5	✓	16,8	984	41	5,9	90	pos.
P6	ohne Endverschluss	195	57	10	✓	18,8	987	37	5,9	90	pos.
P7	Raychem IXSU-F3121, einfach	180	53	1,5	✗	18,3	985	30	4,7	90	neg.
P8	Raychem IXSU-F3121, zweifach	195	57	0	✗	14,4	991	35	4,3	90	neg.
P9	Raychem IXSU-F3121, dreifach	240	71	2	Thermischer Durchschlag	12,7	984	33	3,7	90	neg.
P10	Raychem IXSU-F3121, dreifach	210	62	1	Thermischer Durchschlag	15,8	982	32	4,3	90	neg.
P11	Raychem IXSU-F3121, einfach	210	62	4	✓	17,2	982	28	4,1	90	pos.
P12	Raychem IXSU-F3121, einfach	210	62	1	✓	15,5	981	31	4,1	90	pos.
P13	Raychem IXSU-F3121, dreifach	225	66	8	Thermischer Durchschlag	15,1	981	32	4,2	90/70	neg.

Tabelle E.3: Im Zuge dieser Arbeit untersuchte 12/20-kV-AC-VPE-Kabelprüflinge

Prüfling	Prüfendverschluss	$U_d$	$\bar{E}_d$	$t_{d, rel}$	Durchschlag	Umgeb. Temp.	Luftdruck	rel. Luftfeucht.	abs. Luftfeucht.	$\vartheta$	Pol.
-	-	kV	kV/mm	min	-	°C	hPa	%	g/m <sup>3</sup>	°C	-
P I	Scapa 2527 (73 cm)	275	52	5	*	21,8	973	22	4,2	90	pos.
P II	Scapa 2527 (50 cm)	275	52	0	*	-	-	-	-	90	pos.
P III	Scapa 2527 (30 cm) + 2 SK.*	350	66	1	*	22,1	973	54	10,7	90	pos.
P IV	NKT FSE Type 03	350	66	12	*	-	-	-	-	90	pos.
P V	Cellpack CHE-I 24 kV 70-240	475	90	2	*	18,9	992	34	5,4	90	pos.
P VI	Scapa 2527 (30 cm) + 3 SK.*	375	71	2	*	18,7	990	32	5,1	90	pos.
P VII	Raychem IXSU-F5131 dreifach	375	71	13	*	15,6	992	33	4,4	90	pos.

\*SK...Schirmkappe

Tabelle E.4: Ergebnisse der Bestimmung der Isolierwandstärken der verwendeten Mittelspannungs-AC-VPE-Kabel per Mikroskopie

	6/10-kV-AC-VPE-Kabel	12/20-kV-AC-VPE-Kabel
Messpunkt	Isolierwandstärke	Isolierwandstärke
Nr.	mm	mm
1	3,4	5,2
2	3,5	5,1
3	3,5	5,2
4	3,4	5,3
5	3,4	5,3
6	3,3	5,3
7	3,3	5,4
8	3,4	5,3
Ø	3,4	5,3

### F: Temperaturverläufe bei thermischer Instabilität mit $\vartheta > 70\text{ °C}$

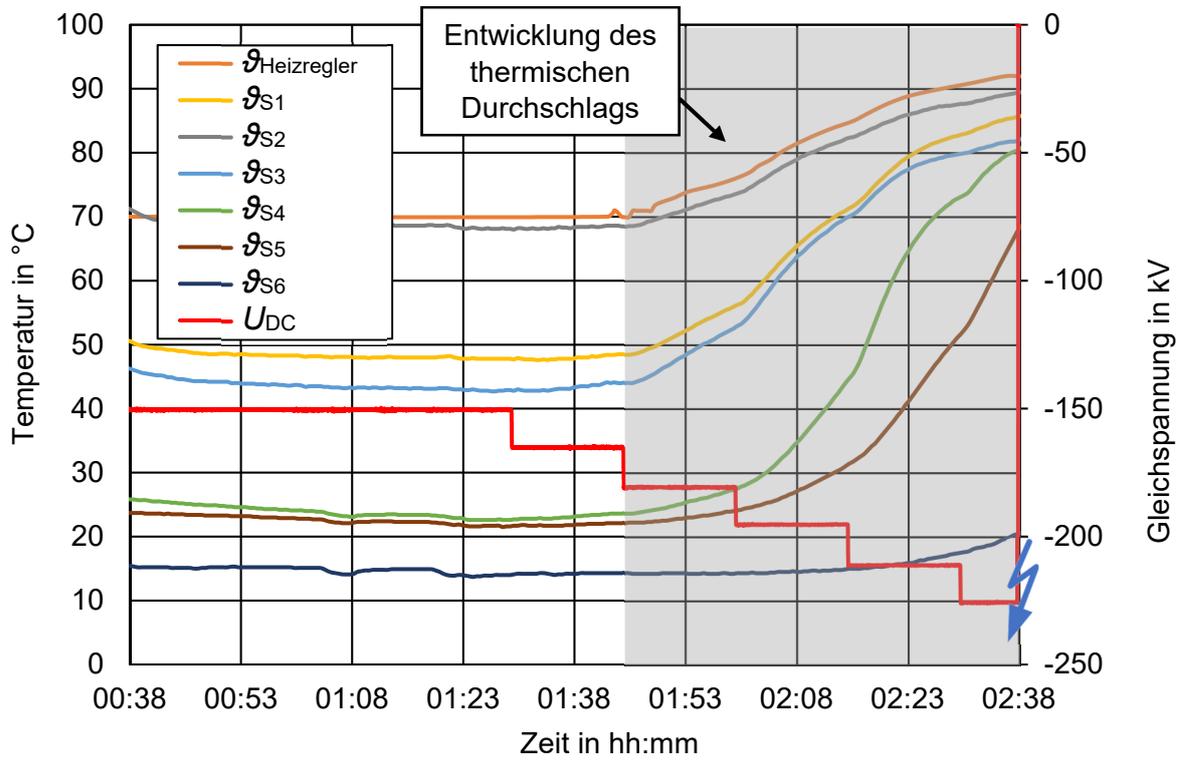


Bild F.1: Aufnahme der Entwicklung einer thermischen Instabilität mit thermischem Durchschlag bei einer partiellen Erwärmung des Kabels auf  $\vartheta = 70\text{ °C}$  und Gleichspannungsbeanspruchung mit negativer Polarität

# G: Datenblätter zu den Durchschlagsuntersuchungen

**Kabeltyp: NA2XS(F)2Y**

1. Verdichteter mehrdrähtiger Rundleiter
2. Extrudierte halbleitende Schicht
3. VPE - Isolierung
4. Extrudierte halbleitende Schicht (mit der Isolierung verbunden)
5. Halbleitendes, wasserdichtes Band
6. Kupferdrähte (spiralförmig mit zusätzlichem Kupferband angebracht)
7. Band
8. PE - Aussenmantel

Aderszahl x Nennquerschnitt (mm²)	Kabelgesamtdurchmesser (ca. mm)	Kabelgesamtwert (ca. kg)	Kupferquerschnitt (mm²)	Maximaler Leitergleichstromwiderstand bei 20 °C (Ohm/km)	Berechneter Leiterwechselstromwiderstand bei 50 °C (Leitung verdrillend im Dreieck) (Ohm/km)	Berechneter Leiterwechselstromwiderstand bei maximaler I <sub>th</sub> mit 70 mm Nennabstand (Ohm/km)	Berechnete Induktivität (Leitung verdrillend im Dreieck) (mH/km)	Berechnete induktive Reaktanz (Leitung verdrillend im Dreieck) (Ohm/km)	Berechnete Induktivität (Leitung flach mit 70 mm Lichtem Abstand) (mH/km)	Berechnete induktive Reaktanz (Leitung flach mit 70 mm Lichtem Abstand) (Ohm/km)	Berechnete Kapazität (µF/km)	Berechneter Ladestrom (Basierend auf berechneten Kapazität und 4 kV/m Phase)	Reaktive Verluste aufgrund von Kabelkapazität basierend auf (VAr/km Phase)	Berechnete Nennfeldstärke an der inneren Leitschicht basierend auf berechneter Nennendurchmesser und Nennwanddicke der Isolierung (kV/mm)	Berechnete Nennfeldstärke an der äußeren Leitschicht basierend auf berechneter Nennaußen- und Nenninnendurchmesser und Nennwanddicke der Isolierung (kV/mm)
-----------------------------------	---------------------------------	--------------------------	-------------------------	--	--	---	--	---	---	--	------------------------------	--	--	---	---

6/10 (12) kV																
1x50	24,8	0,62	16	0,641	0,82	0,82	0,42	0,13	0,73	0,23	0,26	0,48	2,85	2,35	1,36	
1x70	26	0,71	16	0,443	0,57	0,57	0,39	0,12	0,70	0,22	0,29	0,55	3,63	2,27	1,40	
1x95	28	0,81	16	0,320	0,41	0,41	0,37	0,12	0,67	0,21	0,33	0,61	3,86	2,20	1,44	
1x120	30	0,91	16	0,253	0,33	0,32	0,36	0,11	0,65	0,20	0,36	0,67	4,14	2,16	1,46	
1x150	31	1,1	25	0,206	0,27	0,26	0,35	0,11	0,63	0,20	0,38	0,72	4,60	2,13	1,48	
1x185	33	1,2	25	0,164	0,21	0,21	0,33	0,11	0,61	0,19	0,42	0,79	4,26	2,09	1,50	
1x240	35	1,4	25	0,125	0,16	0,16	0,32	0,10	0,59	0,18	0,47	0,88	5,97	2,05	1,53	
1x300	37	1,6	25	0,100	0,13	0,13	0,31	0,10	0,57	0,18	0,51	0,97	5,85	2,03	1,55	
1x400	41	2,0	35	0,0778	0,10	0,10	0,30	0,09	0,55	0,17	0,57	1,08	6,59	2,00	1,57	
1x500	43	2,4	35	0,0605	0,08	0,08	0,29	0,09	0,53	0,17	0,63	1,19	7,32	1,97	1,58	
1x630	47	2,8	35	0,0469	0,06	0,06	0,28	0,09	0,51	0,16	0,70	1,32	7,43	1,95	1,60	
1x800	52	3,4	35	0,0367	0,05	0,05	0,27	0,09	0,49	0,15	0,80	1,51	9,46	1,93	1,62	
1x1000	56	4,1	35	0,0291	0,04	0,04	0,27	0,08	0,48	0,15	0,88	1,66	9,26	1,91	1,63	

12/20 (24) kV																
1x50	29	0,77	16	0,641	0,82	0,82	0,45	0,14	0,74	0,23	0,18	0,68	8,90	3,30	1,52	
1x70	31	0,87	16	0,443	0,57	0,57	0,42	0,13	0,71	0,22	0,20	0,75	9,64	3,15	1,57	
1x95	32	0,99	16	0,320	0,41	0,41	0,40	0,13	0,68	0,21	0,22	0,84	10,13	3,02	1,63	
1x120	34	1,1	16	0,253	0,33	0,32	0,38	0,12	0,66	0,21	0,24	0,91	10,95	2,95	1,66	
1x150	35	1,3	25	0,206	0,27	0,26	0,37	0,12	0,64	0,20	0,26	0,97	11,68	2,89	1,69	
1x185	37	1,4	25	0,164	0,21	0,21	0,36	0,11	0,62	0,19	0,28	1,06	12,73	2,82	1,72	
1x240	39	1,6	25	0,125	0,16	0,16	0,34	0,11	0,59	0,19	0,31	1,18	14,16	2,75	1,76	
1x300	41	1,9	25	0,100	0,13	0,13	0,33	0,10	0,58	0,18	0,34	1,28	15,38	2,69	1,79	
1x400	45	2,3	35	0,0778	0,10	0,10	0,32	0,10	0,55	0,17	0,38	1,42	17,50	2,64	1,83	
1x500	48	2,6	35	0,0605	0,08	0,08	0,31	0,10	0,4	0,17	0,41	1,56	18,73	2,59	1,85	
1x630	51	3,1	35	0,0469	0,06	0,06	0,30	0,10	0,52	0,16	0,46	1,73	20,74	2,55	1,88	
1x800	56	3,7	35	0,0367	0,05	0,05	0,29	0,09	0,50	0,16	0,52	1,96	23,48	2,50	1,91	
1x1000	60	4,4	35	0,0291	0,04	0,04	0,28	0,09	0,48	0,15	0,57	2,14	25,66	2,47	1,94	

18/30 (36) kV																
1x50	34	0,98	16	0,641	0,82	0,82	0,48	0,15	0,75	0,24	0,14	0,79	14,22	3,85	1,43	
1x70	36	1,1	16	0,443	0,57	0,57	0,45	0,14	0,72	0,23	0,16	0,88	15,74	3,64	1,48	
1x95	37	1,2	16	0,320	0,41	0,41	0,43	0,14	0,69	0,22	0,17	0,97	17,43	3,47	1,54	
1x120	39	1,3	16	0,253	0,33	0,32	0,41	0,13	0,66	0,21	0,18	1,04	18,73	3,36	1,58	
1x150	40	1,5	25	0,206	0,27	0,26	0,40	0,13	0,65	0,20	0,20	1,10	19,88	3,28	1,61	
1x185	42	1,7	25	0,164	0,21	0,21	0,38	0,12	0,63	0,20	0,21	1,20	21,54	3,18	1,65	
1x240	44	1,9	25	0,125	0,16	0,16	0,37	0,12	0,60	0,19	0,23	1,32	23,77	3,07	1,70	
1x300	46	2,2	25	0,100	0,13	0,13	0,36	0,11	0,59	0,18	0,25	1,43	25,68	3,00	1,73	
1x400	50	2,6	35	0,0778	0,10	0,10	0,34	0,11	0,56	0,18	0,28	1,57	28,30	2,92	1,77	
1x500	53	3,0	35	0,0605	0,08	0,08	0,33	0,10	0,55	0,17	0,30	1,72	30,91	2,85	1,81	
1x630	57	3,5	35	0,0469	0,06	0,06	0,32	0,10	0,53	0,17	0,34	1,89	34,60	2,79	1,84	
1x800	62	4,2	35	0,0367	0,05	0,05	0,31	0,10	0,51	0,16	0,38	2,13	38,31	2,72	1,88	
1x1000	66	4,9	35	0,0291	0,04	0,04	0,30	0,09	0,49	0,15	0,41	2,32	41,71	2,68	1,91	

Bild G.1: Datenblatt des untersuchten 6/10-kV-AC-VPE-Kabels des Herstellers Cablel,

NA2XS(F)2Y

Einleiterkabel mit verdichtetem Aluminium - Rundleiter, VPE - isoliert, Kupferdrahtschirm, PE - Aussenmantel



- Berechnete induzierte Spannung auf dem metallischen Schirm (mV/A/km)
- Berechnete induzierte Spannung auf dem metallischen Schirm (Legung 1m mit 70 m Schirmlichtem Abstand) (mV/A/km)
- Zulässiger Leiterkurzschlussstrom
- Dauer: 1 sec, Temperatur am Beginn des Kurzschlusses: 90 °C, Temperatur am Ende des Kurzschlusses: 250 °C (fK4)
- Zulässiger Schirmkurzschlussstrom
- Dauer: 1 sec, Temperatur am Beginn des Kurzschlusses: 80 °C, Temperatur am Ende des Kurzschlusses: 250 °C (fK4)
- Nullsequenzimpedanz (Rückkehr nur durch Metallmantel, berechnete Widerstand bei 20 °C) (Ohm/km)
- Belastbarkeit in Erde, Dreieckanordnung (A)
- Übertragende Leistung in Erde, Dreieckanordnung (MVA, für 3 Phasen)
- Belastbarkeit in Erde, Flachanordnung (A)
- Übertragende Leistung in Erde, Flachanordnung (MVA, für 3 Phasen)
- Belastbarkeit an Luft, Dreieckanordnung (A)
- Übertragende Leistung an Luft, Dreieckanordnung (MVA, für 3 Phasen)
- Belastbarkeit an Luft, Flachanordnung (A)
- Übertragende Leistung an Luft, Flachanordnung (MVA, für 3 Phasen)
- Maximaler zulässiger Zugkraft mit Ziehkopf (kN)
- Mindestbiegeradius für die Verlegung direkt in Erde
- Mindestbiegeradius vor Muffen oder Endverschluss über Schablonen (m)
- Mindesttemperatur für die Verlegung (°C)

60.7	171	4.7	2.8	1.82+ <sup>j</sup> 0.07	172	3.0	199	3.4	185	3.2	207	3.6	1.5	0.5	0.40	-20
59.5	167	6.6	2.8	1.63+ <sup>j</sup> 0.06	211	3.7	243	4.2	231	4.0	258	4.5	2.1	0.55	0.40	-20
58.3	163	8.9	2.8	1.5+ <sup>j</sup> 0.06	253	4.4	290	5.0	282	4.9	315	5.5	2.85	0.60	0.45	-20
57.5	160	11.3	2.8	1.44+ <sup>j</sup> 0.06	298	5.0	329	5.7	326	5.6	363	6.3	3.6	0.60	0.45	-20
56.9	158	14.1	4.5	0.94+ <sup>j</sup> 0.05	321	5.6	361	6.3	368	6.4	404	7.0	4.5	0.65	0.50	-20
56.1	155	17.4	4.5	0.9+ <sup>j</sup> 0.05	364	6.3	407	7.0	424	7.3	463	8.0	5.55	0.65	0.50	-20
55.1	151	22.6	4.5	0.86+ <sup>j</sup> 0.05	422	7.3	468	8.1	503	8.7	545	9.4	7.2	0.70	0.55	-20
54.4	148	28.3	4.5	0.83+ <sup>j</sup> 0.04	477	8.3	524	9.1	577	10.0	621	10.8	9	0.75	0.60	-20
53.9	144	37.7	6.1	0.6+ <sup>j</sup> 0.04	545	9.4	579	10.0	674	11.7	705	12.2	12	0.85	0.65	-20
53.1	140	47.2	6.1	0.58+ <sup>j</sup> 0.04	622	10.8	650	11.3	783	13.6	804	13.9	15	0.90	0.65	-20
52.4	137	59.5	6.1	0.58+ <sup>j</sup> 0.04	708	12.3	728	12.6	908	15.7	921	16.0	18.9	0.95	0.75	-20
51.5	133	76.4	6.1	0.57+ <sup>j</sup> 0.03	798	11.3	811	11.5	1048	14.8	1058	15.0	24	1.05	0.80	-20
51.1	130	95.3	6.1	0.56+ <sup>j</sup> 0.03	882	12.5	888	12.6	1181	16.7	1189	16.8	30	1.15	0.85	-20

57.9	161	4.7	2.8	1.82+ <sup>j</sup> 0.08	172	6.0	199	6.9	185	6.4	207	7.2	1.5	0.60	0.45	-20
57.0	158	6.6	2.8	1.63+ <sup>j</sup> 0.08	211	7.3	243	8.4	231	8.0	258	8.9	2.1	0.65	0.50	-20
56.2	155	8.9	2.8	1.5+ <sup>j</sup> 0.07	253	8.8	290	10.0	282	9.8	315	10.9	2.85	0.65	0.50	-20
55.6	153	11.3	2.8	1.44+ <sup>j</sup> 0.07	288	10.0	329	11.4	326	11.3	363	12.6	3.6	0.70	0.55	-20
55.1	151	14.1	4.5	0.94+ <sup>j</sup> 0.06	321	11.1	361	12.5	368	12.7	404	14.0	4.5	0.7	0.55	-20
54.5	148	17.4	4.5	0.9+ <sup>j</sup> 0.06	364	12.6	407	14.1	424	14.7	463	16.0	5.55	0.75	0.55	-20
53.8	145	22.6	4.5	0.86+ <sup>j</sup> 0.05	422	14.6	468	16.2	503	17.4	545	18.9	7.2	0.80	0.60	-20
53.2	142	28.3	4.5	0.83+ <sup>j</sup> 0.05	477	16.5	524	18.2	577	20.0	621	21.5	9	0.85	0.65	-20
52.8	139	37.7	6.1	0.6+ <sup>j</sup> 0.05	545	18.9	579	20.1	674	23.3	705	24.4	12	0.90	0.70	-20
52.2	136	47.2	6.1	0.59+ <sup>j</sup> 0.05	622	21.5	650	22.5	783	27.1	804	27.9	15	0.95	0.75	-20
51.6	133	59.5	6.1	0.58+ <sup>j</sup> 0.04	708	24.5	728	25.2	908	31.5	921	31.9	18.9	1.05	0.80	-20
51.3	129	76.4	6.1	0.57+ <sup>j</sup> 0.04	798	22.6	811	22.9	1048	29.6	1,058	29.9	24	1.15	0.85	-20
50.9	127	95.3	6.1	0.56+ <sup>j</sup> 0.04	882	24.9	888	25.1	1181	33.4	1,189	33.6	30	1.25	0.90	-20

55.5	152	4.7	2.8	1.82+ <sup>j</sup> 0.1	172	8.9	199	10.3	185	9.6	207	10.8	1.5	0.70	0.55	-20
54.9	150	6.6	2.8	1.63+ <sup>j</sup> 0.09	211	11.0	243	12.6	231	12.0	258	13.4	2.1	0.75	0.55	-20
54.3	147	8.9	2.8	1.5+ <sup>j</sup> 0.08	253	13.1	290	15.1	282	14.7	315	16.4	2.85	0.75	0.60	-20
53.9	145	11.3	2.8	1.44+ <sup>j</sup> 0.08	288	15.0	329	17.1	326	16.9	363	18.9	3.6	0.80	0.60	-20
53.6	144	14.1	4.5	0.94+ <sup>j</sup> 0.07	321	16.7	361	18.8	368	19.1	404	21.0	4.5	0.8	0.60	-20
53.1	142	17.4	4.5	0.9+ <sup>j</sup> 0.07	364	18.9	407	21.1	424	22.0	463	24.1	5.55	0.85	0.65	-20
52.5	139	22.6	4.5	0.86+ <sup>j</sup> 0.06	422	21.9	468	24.3	503	26.1	545	28.3	7.2	0.90	0.70	-20
52.1	137	28.3	4.5	0.84+ <sup>j</sup> 0.06	477	24.8	524	27.2	577	30.0	621	32.3	9	0.95	0.70	-20
51.8	134	37.7	6.1	0.61+ <sup>j</sup> 0.06	545	28.3	579	30.1	674	35.0	705	36.6	12	1	0.75	-20
51.5	132	47.2	6.1	0.59+ <sup>j</sup> 0.05	622	32.3	650	33.8	783	40.7	804	41.8	15	1.10	0.80	-20
51.2	129	59.5	6.1	0.58+ <sup>j</sup> 0.05	708	36.8	728	37.8	908	47.2	921	47.9	18.9	1.15	0.85	-20
50.8	126	76.4	6.1	0.57+ <sup>j</sup> 0.05	798	33.9	811	34.4	1048	44.5	1058	44.9	24	1.25	0.95	-20
50.7	124	95.3	6.1	0.56+ <sup>j</sup> 0.04	882	37.4	888	37.7	1181	50.1	1189	50.4	30	1.35	1.00	-20

Bild G.2: Datenblatt des untersuchten 6/10-kV-AC-VPE-Kabels des Herstellers Cablel, Seite 2/2



Endverschlüsse für 1-Leiter

**CHE-I**  
**1-core indoor cable termination**

for all 1-core polymeric cables

Hybrid cable terminations CHE-I are suitable for all 1-core polymeric-insulated cables (PVC, PE, XLPE, EPR) with different types of semi-conductive layers (graphite-coated, removable or strippable) and screen design (copper wire or tape). Suitable for compression or screw cable lugs.

**Characteristics**

- Flexible silicone stress control elements ensure reliable stress control under all operating conditions
- Combination of slip-on and heat shrinkable components
- Wide cross-section range
- Quick, safe and easy assembly
- Ready for immediate operation

**Application/Suitability**

- Indoor
- Voltage level**
- $U_0/U_m$  (U<sub>m</sub>) 6/10 (12) kV - 19/33 (36) kV

**Note**

- 12 kV cable terminations must be used for 7.2 kV cables. (Check minimum diameter over conductor insulation.)

**Test standards**

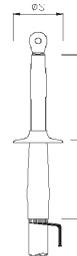
- CENELEC HD 629.1 (DIN VDE 0278, part 629-1)

**Storage conditions/Shelf life**

- Unlimited shelf life



**Dimensions**



Ø S = Diameter of cable shed

**Scope of delivery**

1 set for 3 phases, heat shrinkable tube (tracking resistant), silicone stress control elements, silicone sheds, sealing tape, assembly material, assembly instructions

Optional accessory: Cable lugs (see Connecting technology)  
EGA earthing kit for cables with tape screen (see Connecting technology)

Type	L mm	min. Ø over core insulation after removal of the outer conductive layer mm	Number of sheds per phase	Ø S mm	12 kV	17.5 kV	24 kV	36 kV	Art.-No.
					Nominal cross section mm <sup>2</sup>				
<b><math>U_0/U_m</math> (U<sub>m</sub>) 6/10 (12) kV - 6.35/11 (12) kV</b>									
CHE-I 12kV	10-25	300	9.9		10 - 25				193414
	25-95	300	12.6		25 - 95				193416
	95-240	300	17.3		95 - 240				194017
	150-400	300	19.9		150 - 400				194018
	240-500	300	23.1		240 - 500				194019
	400-800	300	27.3		400 - 800				194030
	800-1000	300	36.8		800 - 1000				194031
<b><math>U_0/U_m</math> (U<sub>m</sub>) 8.7/15 (17.5) kV</b>									
CHE-I 17kV	10-16	300	9.9	1	80		10 - 16		194032
	16-50	300	12.6	1	80		16 - 50		194033
	70-240	300	17.3	1	85		70 - 240		194034
	120-300	300	19.9	1	85		120 - 300		194035
	185-400	300	23.1	1	85		185 - 400		194036
	300-630	300	27.3	1	115		300 - 630		194037
	630-1000	300	36.8	1	123		630 - 1000		194038

→ Continued on the next page



Electrical Products

D961 | SAP-No.346892 | 0918

Bild G.3: Datenblatt des Kabelendverschlusses des Typs CHE-I 24kV 70-240 des Herstellers Cellpack, Seite 1/2



→ Continuation

**CHE-I 1-core indoor cable termination**

Type	L mm	min. Ø over core insulation after removal of the outer conductive layer mm	Number of sheds per phase	Ø S mm	12 kV	17.5 kV	24 kV	36 kV	Art.-No.
					Nominal cross section mm <sup>2</sup>				
<b>U<sub>v</sub>/U (U<sub>m</sub>) 12/20 (24) kV - 12.7/22 (24) kV</b>									
<b>CHE-I 24kV</b>	10-35	300	12.6	1	85		10 - 35		194039
	25-150	300	17.3	1	85		25 - 150		194040
	70-240	300	19.9	1	85		70 - 240		194041
	120-300	300	23.1	1	85		120 - 300		194042
	240-500	300	27.3	1	115		240 - 500		194043
	630-1000	300	36.8	1	123		630 - 1000		194044
<b>U<sub>v</sub>/U (U<sub>m</sub>) 18/30 (36) kV - 19/33 (36) kV</b>									
<b>CHE-I 36kV</b>	35-70	500	19.9	2	85			35 - 70	194045
	50-150	500	23.1	2	85			50 - 150	194046
	150-400	500	27.3	2	115			150 - 400	194047
	500-800	500	36.8	2	123			500 - 800	194048

Bild G.4: Datenblatt des Kabelendverschlusses des Typs CHE-I 24kV 70-240 des Herstellers Cellpack, Seite 2/2



# Technische DATEN

## Scapa 2527

Spannungskontrollband mit hoher Permittivität - 1.0mm

### BESCHREIBUNG

Scapa 2527 ist ein Spannungskontrollband mit hoher Permittivität aus Elastomer. Die Farbe ist grau. Auf dem Produkt steht "Achtung hohe K" (Caution High K).

### ANWENDUNGEN

### PRODUKTVORTEILE

### TECHNISCHE DATEN

Technische Daten	Nennwert	Einheit	Testverfahren
Dielektrizitätskonstante	10	-	ASTM D150
Dielektrische Verlustwinkel	0.03	-	ASTM D150
Bruchdehnung	1000	%	BS 903
Zugfestigkeit	2	MPa	BS 903
Gesamt Dicke	1	mm	-
Volume Resistivity	5 x 1011	Ohm.m	ASTM D257

### STANDARD PRÄSENTATION

- Branding: Scapa
- Kern: 38 mm dichter Kunststoff
- Verpackung: Einzeln in Schrumpffolie eingeschweißte Rollen
- Rollenlänge: 1,6m, 2,5m, 3m, 5m, 6m
- Rollenbreite: 19 mm, 25 mm

Version: 6

Generated Date: 18 March 2021

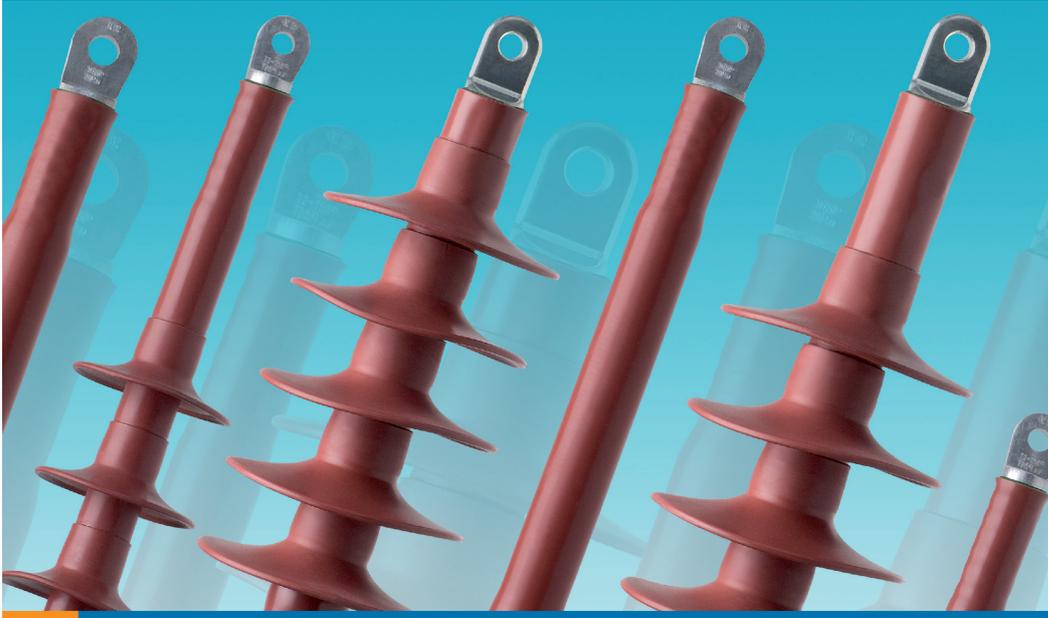
Page: 1 of 2

www.scapaindustrial.com

Product Code: 2527

Dieses technische Datenblatt (TDB) stellt Scapa nur zu Informationszwecken zur Verfügung. Der Inhalt dieses TDB gilt als zuverlässig, aber für die Richtigkeit wird keine Garantie übernommen. Die in diesem TDB angegebenen Ergebnisse sind möglicherweise nicht für alle Nutzer des Produktes relevant. Der Nutzer allein entscheidet, ob das Produkt für seinen vorgesehenen Zweck geeignet ist. Scapa lehnt ausdrücklich alle ausdrücklichen oder impliziten Gewährleistungen ab, einschließlich für die allgemeine Gebrauchstauglichkeit und die Eignung für einen bestimmten Zweck, soweit gesetzlich zulässig, und akzeptiert keine Verantwortung oder Haftung (ob direkte, indirekte oder Folgeschadung), die sich eventuell aus der Verwendung des Produktes oder aus dem Verlassen auf das TDB ergibt. Scapa schließt keine Haftung für den Todesfall oder für die Verletzung von Personen infolge von Fahrlässigkeit oder Betrug aus. Scapa bezeichnet die Scapa Group plc und deren Tochtergesellschaften.

Bild G.5: Datenblatt des Spannungskontrollbandes Scapa 2527 des Herstellers Scapa Industrial



## HEAT-SHRINK TERMINATION (IXSU-F/OXSU-F) FOR 12 - 42 kV, SINGLE AND 3 CORE PLASTIC CABLE

### KEY FEATURES

- Integrated stress control material, ZnO (Varistor)
- Specification conformity: IEC 60502-4, CENELEC HD 629.1, IEEE-48
- Compatible for all types of mechanical and compression lugs
- Indoor and outdoor application
- Easily adaptable to specific customer needs
- Unlimited shelf life

TE Connectivity's (TE) Raychem IXSU-F/OXSU-F has a recently formulated electrical stress control compound that is based on extensive experience with Raychem ceramic semiconductor technology.

The ZnO-based stress control system is integrated in heat-shrinkable insulating tubing. This stress control system fills any irregularities, bonds to the insulation and provides superb electrical performance.

Customers can count on consistent, high quality products, driven by TE's proven innovation and backed by our extraordinary customer support.

Heat-Shrink Termination IXSU-F/OXSU-F



TECHNICAL INFORMATION						
Voltage class	(kV)	12	17,5	24	36	42
Cable insulation diameter	(mm)	13,7 - 50,0	15,7 - 44,5	17,9 - 56,0	24,0 - 61,2	27,0 - 45
Cross section range	(mm <sup>2</sup> )	10 - 1200	25 - 800	25 - 1200	25 - 1200	35 - 630
Max system voltage Um	(kV)	12	17,5	24	36	42
Basic impulse level	(kV)	95	95	125	194	200
Partial discharge at 2 U0	(pC)	<2	>2	<2	<2	<2
AC Voltage withstand, 5 min	(kV)	29	39	57	81/94	94
DC Voltage withstand, 15 min	(kV)	38	52	76	108/120	120

Meets the CENELEC HD 6291

PRODUCT SELECTION INFORMATION: THREE CORE				
Description		Tail Length (mm)	Cross Section Range (mm <sup>2</sup> )	Voltage Class
Indoor	Outdoor			
IXSU-F3301	OXSU-F3301	450	10 - 16	6,35/11 (12) kV
IXSU-F3304	OXSU-F3304	1200	-	6,35/11 (12) kV
IXSU-F3311	OXSU-F3311	450	16 - 35	6,35/11 (12) kV
IXSU-F3314	OXSU-F3314	1200	-	6,35/11 (12) kV
IXSU-F3321	OXSU-F3321	450	25 - 70	6,35/11 (12) kV
IXSU-F3324	OXSU-F3324	1200	-	6,35/11 (12) kV
IXSU-F3331	OXSU-F3331	450	95 - 240	6,35/11 (12) kV
IXSU-F3334	OXSU-F3334	1200	-	6,35/11 (12) kV
IXSU-F3341	OXSU-F3341	450	240 - 500	6,35/11 (12) kV
IXSU-F3344	OXSU-F3344	1200	-	6,35/11 (12) kV
IXSU-F4321	OXSU-F4321	450	25 - 50	8,7/15 (17,5) kV
IXSU-F4324	OXSU-F4324	1200	-	8,7/15 (17,5) kV
IXSU-F4331	OXSU-F4331	450	70 - 185	8,7/15 (17,5) kV
IXSU-F4334	OXSU-F4334	1200	-	8,7/15 (17,5) kV
IXSU-F4341	OXSU-F4341	450	185 - 400	8,7/15 (17,5) kV
IXSU-F4344	OXSU-F4344	1200	-	8,7/15 (17,5) kV
IXSU-F5311	OXSU-F5311	450	10 - 25	12,7/22 (24) kV
IXSU-F5314	OXSU-F5314	1200	-	12,7/22 (24) kV
IXSU-F5321	OXSU-F5321	450	25 - 50	12,7/22 (24) kV
IXSU-F5324	OXSU-F5324	1200	-	12,7/22 (24) kV
IXSU-F5331	OXSU-F5331	450	70 - 185	12,7/22 (24) kV
IXSU-F5334	OXSU-F5334	1200	-	12,7/22 (24) kV
IXSU-F5341	OXSU-F5341	450	185 - 400	12,7/22 (24) kV
IXSU-F5344	OXSU-F5344	1200	-	12,7/22 (24) kV
IXSU-F6332	OXSU-F6332	650	50 - 120	19/33 (36) kV
IXSU-F6334	OXSU-F6334	1200	-	19/33 (36) kV
IXSU-F6342	OXSU-F6342	650	120 - 300	19/33 (36) kV
IXSU-F6344	OXSU-F6344	1200	-	19/33 (36) kV
IXSU-F6352	OXSU-F6352	650	400 - 500	19/33 (36) kV
IXSU-F6354	OXSU-F6354	1200	-	19/33 (36) kV
IXSU-F7334	OXSU-F7334	1200	50 - 120	20,8/36(42)kV
IXSU-F7344	OXSU-F7344	1200	120 - 300	20,8/36(42)kV

PRODUCT SELECTION INFORMATION: SINGLE CORE			
Description		Cross Section Range (mm <sup>2</sup> )	Voltage Class
Indoor	Outdoor		
IXSU-F3111	OXSU-F3111	10 - 35	6,35/11 (12) kV
IXSU-F3121	OXSU-F3121	25 - 95	6,35/11 (12) kV
IXSU-F3131	OXSU-F3131	95 - 240	6,35/11 (12) kV
IXSU-F3141	OXSU-F3141	240 - 400	6,35/11 (12) kV
IXSU-F3151	OXSU-F3151	500 - 800	6,35/11 (12) kV
IXSU-F3161	OXSU-F3161	1000 - 1200	6,35/11 (12) kV
IXSU-F4111	OXSU-F4111	16 - 25	8,7/15 (17,5) kV
IXSU-F4121	OXSU-F4121	35 - 95	8,7/15 (17,5) kV
IXSU-F4131	OXSU-F4131	95 - 240	8,7/15 (17,5) kV
IXSU-F4141	OXSU-F4141	240 - 400	8,7/15 (17,5) kV
IXSU-F4151	OXSU-F4151	400 - 800	8,7/15 (17,5) kV
IXSU-F5121	OXSU-F5121	25 - 70	12,7/22 (24) kV
IXSU-F5131	OXSU-F5131	70 - 240	12,7/22 (24) kV
IXSU-F5141	OXSU-F5141	185 - 400	12,7/22 (24) kV
IXSU-F5151	OXSU-F5151	400 - 800	12,7/22 (24) kV
IXSU-F5161	OXSU-F5161	1000 - 1200	12,7/22 (24) kV
IXSU-F6131	OXSU-F6131	50 - 120	19/33 (36) kV
IXSU-F6141	OXSU-F6141	120 - 400	19/33 (36) kV
IXSU-F6151	OXSU-F6151	400 - 800	19/33 (36) kV
IXSU-F7121	OXSU-F7121	35	20,8/36(42)kV
IXSU-F7131	OXSU-F7131	50 - 120	20,8/36(42)kV
IXSU-F7141	OXSU-F7141	120 - 300	20,8/36(42)kV
IXSU-F7151	OXSU-F7151	300 - 630	20,8/36(42)kV

FOR MORE INFORMATION:  
TE Technical Support Centers

USA:	+1 800 327 6996
France:	+33 380 583 200
UK:	+44 0870 870 7500
Germany:	+49 896 089 903
Spain:	+34 916 630 400
Italy:	+39 333 250 0915
Benelux:	+32 16 351 731
Canada:	+1 (905) 475-6222
Mexico:	+52 (0) 55-1106-0800
Latin/S. America:	+54 (0) 11-4733-2200
China:	+86 (0) 400-820-6015

te.com/energy

©2018 TE Connectivity Ltd. family of companies. All Rights Reserved. EPP-1684-DDS-7/18-EN-EMEA-IXSU-F/OXSU-F-Raychem

Raychem, TE Connectivity and TE Connectivity (logo) are trademarks. Other logos, product and/or company names might be trademarks of their respective owners. While TE has made every reasonable effort to ensure the accuracy of the information in this brochure, TE does not guarantee that it is error-free, nor does TE make any other representation, warranty or guarantee that the information is accurate, correct, reliable or current. TE reserves the right to make any adjustments to the information contained herein at any time without notice. TE expressly disclaims all implied warranties regarding the information contained herein, including, but not limited to, any implied warranties of merchantability or fitness for a particular purpose. The dimensions in this catalog are for reference purposes only and are subject to change without notice. Specifications are subject to change without notice. Consult TE for the latest dimensions and design specifications.

ENERGY /// HEAT-SHRINK TERMINATION IXSU-F/OXSU-F



Bild G.7: Datenblatt des Endverschlusses IXSU-F des Herstellers TE Connectivity, Seite 2/2

## H: Programmcode zu den Durchschlagsuntersuchungen

Programmcode 2: Statistische Auswertung der Ergebnisse der Durchschlagsuntersuchungen mit MATLAB

Statistische Auswertung der Durchschlagsuntersuchungen

Ermittlung der Weibull-Parameter und der Summenhäufigkeitspunkte anhand der Daten der Durchschlagsversuche des 6/10-kV-AC-VPE-Kabels

```
%Durchschlagsspannungen
xj = [210 210 210 210 210 210 195];

%Isolierwandstärke 6/10-kV-AC-VPE-Kabel
iso_6_10_kv = 3.4; %in mm

%Durchschlagfeldstärken
xj_E = xj./iso_6_10_kv;

%Ermitteln der weibull-Parameter
[param,paramci] = wblfit(xj);

%Berechnen der Verteilungs- und Dichtefunktion anhand der weibull-Parameter
x = 0:0.1:250;
verteilungsfkt = wblcdf(x, param(1), param(2));
dichtefkt = wblpdf(x, param(1), param(2));

%Konfidenzintervall (95% vom 63,2% Quantil)
%Bestimmung der Verteilungsfunktion von oberer und unterer Grenze des
%Konfidenzintervalls, anschließend Berechnung des oberen und des unteren
%wertes
verteilungsfkt_upper_095 = wblcdf(x, paramci(2,1), paramci(2,2));
verteilungsfkt_lower_095 = wblcdf(x, paramci(1,1), paramci(1,2));
verteilungsfkt__63_2_upper = find(verteilungsfkt_upper_095 >= 0.632);
verteilungsfkt__63_2_lower = find(verteilungsfkt_lower_095 >= 0.632);
U_d_63_2_upper = x(verteilungsfkt__63_2_upper(1));
U_d_63_2_lower = x(verteilungsfkt__63_2_lower(1));
E_d_63_2_upper = U_d_63_2_upper / iso_6_10_kv;
E_d_63_2_lower = U_d_63_2_lower / iso_6_10_kv;

%benötigte Werte aus Verteilungsfunktion ermitteln
not_zero_element = find(verteilungsfkt > 0.001);
verteilungsfkt_gleich_0_5 = find(verteilungsfkt >= 0.5);
verteilungsfkt_0_8 = find(verteilungsfkt >= 0.8);
verteilungsfkt__0_2 = find(verteilungsfkt >= 0.2);
verteilungsfkt__63_2 = find(verteilungsfkt >= 0.632);
verteilungsfkt_gleich_1 = find(verteilungsfkt >= 1);
dichte_groesser_1proz = find(verteilungsfkt > 0.01);
dichte_kleiner_99proz = find(verteilungsfkt < 0.99);

u_d0 = x(not_zero_element(1));
u_d50 = x(verteilungsfkt_gleich_0_5(1));
u_d100 = x(verteilungsfkt_gleich_1(1));
u_d20 = x(verteilungsfkt__0_2(1));
u_d_63_2 = x(verteilungsfkt__63_2(1));
u_d80 = x(verteilungsfkt_0_8(1));

%Bestimmen der Summenhäufigkeitspunkte
```

```
n = length(Xj);
i = 1;
while i <= n
    p_d_approx(i) = (i) / (n+1);

    i = i + 1;
end

%Wahrscheinlichkeits-Approximation
i = 1;
Xj_E = sort(Xj_E);
p_d_selle = zeros(length(Xj_E),1);
n = length(Xj_E);

while i <= n
    p_d_selle(i) = (i+0.3) / (n+0.4);

    i = i + 1;
end
```