

TEILENTLADUNGSMESSUNG UNTERSCHIEDLICHER AGS-BÄNDER ROTIERENDER ELEKTRISCHER MASCHINEN

Masterarbeit



Institut für Hochspannungstechnik und Systemmanagement
Technische Universität Graz

Betreuer

O.Univ.-Prof. Dipl.-Ing. Dr.techn. Dr.h.c. Michael Muhr
Univ.-Ass. Dipl.-Ing. Dr.techn. Jürgen Fabian



ELIN Motoren GmbH

Betreuer

Dipl.-Ing. Helmut Heinle
Dipl.-Ing. Christoph Waclawiczek, MSc

Vorgelegt von Philipp Pretis, BSc

Institutsleiter: O.Univ.-Prof. Dipl.-Ing. Dr.techn. Dr.h.c. Michael Muhr

A - 8010 Graz, Inffeldgasse 18-I
Telefon: (+43 316) 873 – 7401
Telefax: (+43 316) 873 – 7408
<http://www.ihs.tugraz.at>
<http://www.tugraz.at>

Graz / Juni 2012



Deutsche Fassung:
Beschluss der Curricula-Kommission für Bachelor-, Master- und Diplomstudien vom 10.11.2008
Genehmigung des Senates am 1.12.2008

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 entnommene Stellen als solche kenntlich gemacht habe.

Graz, am

.....
(Unterschrift)

Englische Fassung:

STATUTORY DECLARATION

I declare that I have authored this thesis independently, that I have not used other than the declared sources / resources, and that I have explicitly marked all material which has been quoted either literally or by content from the used sources.

.....
date

.....
(signature)

Danksagung

Bedanken möchte ich mich bei Herrn O.Univ.-Prof. Dipl.-Ing. Dr.techn. Dr.h.c. Hans Michael Muhr, dem Leiter des Instituts für Hochspannungstechnik und Systemmanagement der TU Graz, für die Möglichkeit der Durchführung meiner Arbeit an diesem Institut, der Durchsicht sowie seinen wertvollen Anregungen. Auch möchte ich mich für die Erfahrungen, welche ich im Zuge meiner Tätigkeit als Projektmitarbeiter am Institut sammeln konnte, bedanken.

Besonderen Dank möchte ich an dieser Stelle auch Herrn Univ.-Ass. Dipl.-Ing. Dr.techn. Jürgen Fabian aussprechen. Während meiner gesamten Arbeit wurde er nie müde, mir mit Rat und Tat zur Seite zu stehen. Dabei waren mir seine konstruktiven und kritischen Anregungen, Hilfestellungen und Lösungsvorschläge stets ein wichtiges Anliegen, welche mir sicher auch in Zukunft noch als wertvolle Erfahrungen und nützliche Werkzeuge bestehen bleiben werden. Auch möchte ich mich für sein beispielloses Engagement als Betreuer bedanken, welches maßgeblich am Gelingen dieser Arbeit beteiligt war. Auch für seine zwischenmenschlichen Kompetenzen und Freundschaft abseits der Arbeit sei gedankt, welche immer wieder für eine nötige Auflockerung und Ablenkung sorgten.

Weiterer Dank gilt auch den Herren Dipl.-Ing. Helmut Heinle und Dipl.-Ing. Christoph Waclawiczek MSc, von der Firma ELIN Motoren GmbH, welche immer ein Ohr offen hatten für anfällige Fragen und hilfreichen Input lieferten.

Den größten Dank möchte ich hier aber meiner Familie, allen voran meinen Eltern, aussprechen, welche mir während meiner gesamten Studienzeit ein unbezahlbarer Rückhalt und eine phantastische Unterstützung waren. Durch ihr uneingeschränktes Vertrauen und den steten Glauben an mich konnten die Grundlagen für eine Hochschulausbildung gelegt werden. In weiterer Folge das Studium der Elektrotechnik erst begonnen und, gestärkt durch diese Zuversicht, nun auch erfolgreich abgeschlossen werden. Auch meinem Bruder sei hier gedankt, welcher dafür sorgte, dass auch das Leben abseits des Studiums immer wieder für Abwechslung sorgte.

Bedanken möchte ich mich auch bei meinen Studienkollegen, vor allem bei jenen Kollegen, welche über die Jahre hinweg zu guten Freunden wurden. Für mich waren diese ein wichtiger Bestandteil während meines Studiums und werden es auch in Zukunft sein.

Graz, Juni 2012

Kurzfassung

Die Messung von Teilentladungen (TE) ist mittlerweile zu einem wichtigen Bestandteil einer zustandsabhängigen Instandhaltungsstrategie von elektrischen Betriebsmitteln in der Hochspannungstechnik geworden. Auch bei elektromagnetischen Energiewandlern ist die TE-Messung ein wichtiges Kriterium, sowohl für den Hersteller als auch den Kunden. TE stellen jedoch vielfach nicht die Ursache selbst dar, sondern können vielmehr als Anzeichen einer Beschädigung der Isolation angesehen werden.

Die hier vorliegende Arbeit befasst sich mit dem Isolationssystem einer rotierenden elektrischen Maschine mit 6kV Nennspannung, wobei die TE-Messungen an einzelnen Wicklungsstäben erfolgten. Diese Stäbe waren mit unterschiedlichem Außenglimmschutz (AGS)-Bändern versehen, auf welchen auch der Fokus der Untersuchungen lag. Diese wurden auf ihr TE-Verhalten hin untersucht, wobei sowohl verschiedene Messsysteme als auch die Verwendung unterschiedlicher Bandbreiten bei der Erfassung der TE zum Einsatz kamen. Darüber hinaus wird auch der Widerstand der einzelnen Prüflinge in $\Omega/\text{Quadrat}$ ermittelt. Somit konnten am Ende der Untersuchungen einerseits Zusammenhänge zwischen dem Widerstandswert der AGS-Bänder und ihrer TE-Aktivität bzw. TE-Intensität gefunden werden, andererseits die Beeinflussung bei der Wahl verschiedener Messsysteme, Messaufbauten und der Bandbreite gezeigt werden.

Schlüsselwörter: Elektrische Maschinen

Teilentladung

Außenglimmschutz

Widerstand

Abstract

Nowadays, Partial Discharge (PD) measurements are a crucial part for the preventive maintenance of electrical equipment within high voltage engineering. Especially for electrical machines, both supplier and user are interested in the results of PD measurements. However, PD's hardly representing the cause of the failure, more likely they are claimed as the outcome of a failure.

This thesis deals with the insulation of a 6kV electrical machine, whereas PD measurements were carried out at single windings. During manufacturing, these windings were equipped with different materials for the outer corona protection. Using different measurement systems and different bandwidth, investigations of the PD behaviour of the windings are made, additionally the determination of the surface resistivity for the windings. As a result, conclusions for the correlations between the resistance of the outer corona protection as well as the PD behaviour are stated. Furthermore the influence of using different measurement systems, different measuring circuits and different bandwidth is shown.

Keywords: Electrical machines

Partial Discharge

Outer corona protection

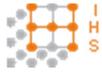
Surface resistivity

Inhaltsverzeichnis

1 Zeichenerklärung	9
2 Einleitung	11
2.1 Aufgabenstellung	12
2.2 Allgemeiner Aufbau rotierender elektrischer Maschinen	12
2.3 Wicklungsaufbau des Stators	14
2.4 Isolationsaufbau von Statorwicklungen	15
3 Signalverhalten in Wicklungen elektrischer Maschinen	19
3.1 Ausbreitungsverhalten von TE-Impulsen	19
3.2 Dämpfungs- und Reflexionsverhalten von TE-Impulsen.....	21
4 Frequenzbereichsanalyse	23
4.1 Auswahl des Frequenzbereiches	23
4.1.1 Frequenzspektrum eines TE-Impulses.....	23
4.1.2 Breitbandige TE-Messgeräte	24
4.1.3 Schmalbandige TE-Messgeräte.....	25
4.2 Störeinflüsse.....	25
4.3 Empfindlichkeit und Bandbreite.....	27
5 Teilentladungen bei elektrischen Maschinen	28
5.1 Definition	28
5.2 Entstehungsarten	28
5.3 Bedeutung von Teilentladungen	31
5.4 Teilentladungsmesskreis	31
5.4.1 Grundsaltungen zur Erfassung von TE	33
5.4.2 Anforderungen an den Prüfaufbau.....	35
5.4.2.1 Koppelkondensator C_k	35
5.4.2.2 Koppeleinheit CD	36

5.4.2.3	<i>Prüfling C_a</i>	36
5.5	TE-Messsystem	36
5.5.1	Darstellungsarten von Entladungsdaten	38
5.5.1.1	<i>Φ-q-n Pattern</i>	38
5.5.1.2	<i>Puls-Sequenz-Analyse (PSA)</i>	39
5.5.1.3	<i>Synchrone Mehrkanal-TE-Messung</i>	39
5.5.1.4	<i>Statistischer Fingerprint</i>	40
5.6	Teilentladungsdiagnose und Interpretation	40
5.6.1	Interpretationsmöglichkeiten von Φ-q-n-Pattern	41
6	Praktische Versuchsdurchführung	43
6.1	TE-Messungen	43
6.1.1	TE-Messung mit dem ICM-Messsystem	48
6.1.2	TE-Messung mit dem MPD600-Messsystem	49
6.1.3	Parallelmessung mit dem ICM- und MPD600-Messsystem	50
6.1.4	Brückenschaltung des ICM- und MPD600-Messsystems	51
6.1.5	TE-Messungen mit Variation der Bandbreite	52
6.1.6	Durchschlagsversuche	52
6.2	Widerstandsmessungen	53
6.2.1	Messaufbau	54
6.3	Auswertung der Ergebnisse	57
6.3.1	TE-Aktivität	58
6.3.2	TE-Intensität	60
6.3.3	TE-Einsatzspannung	60
6.3.4	Bandbreite	61
7	Zusammenfassung und Ausblick	63
8	Literatur	65

9	Anhang	70
9.1	Anhang A – ICM Messungen	70
9.2	Anhang B – MPD600 Messungen.....	72
9.3	Anhang C – Parallelmessungen ICM und MPD600.....	74
9.4	Anhang D – Brückenschaltung ICM und MPD600	76
9.5	Anhang E – Variation der Bandbreite.....	80
9.6	Anhang F – Durchschlagsversuche	82
9.7	Anhang G – Widerstandmessungen	84
9.8	Anhang H – Geräteverzeichnis	89



1 Zeichenerklärung

Symbolverzeichnis

B	Bandbreite (in Hz)
c	Lichtgeschwindigkeit im Vakuum ($2,997 \cdot 10^8$ m/s)
\vec{D}	elektrische Flussdichte (in As/m ²)
\vec{E}	elektrische Feldstärke (in V/m)
ϵ_r	relative Dielektrizitätszahl (dimensionslos)
ϵ_0	absolute Dielektrizitätskonstante ($8,854 \cdot 10^{-12}$ As/Vm)
\vec{J}	Stromdichte (in A/m ²)
T_r	Impulsauflösezeit
κ	spezifische Leitfähigkeit (in S/m)
μ_r	relative Permeabilitätszahl (dimensionslos)
μ_0	magnetische Feldkonstante ($4 \cdot \pi \cdot 10^{-7}$ Vs/Am)
ρ_R	spezifischer Widerstand (in Ω m)
Z_w	Wellenwiderstand

Abkürzungsverzeichnis

AGS	Außenglimmschutz
CC	Connection Cable (Verbindungskabel)
CD	Coupling Device (Koppeleinheit)
EGS	Endglimmschutz
ESB	Ersatzschaltbild
IGS	Innenglimmschutz
LWL	Lichtwellenleiter



PSA	Puls-Sequenz-Analyse
TE	Teilentladung
VLF	very low frequency (niederfrequente Wechselspannung)
VPI	Vacuum Pressure Impregnation (Vakuum-Druck-Imprägnierung)

2 Einleitung

Durch die Einführung der Strommarktliberalisierung wurden die Betreiber von elektromagnetischen Energiewandlern und Energieerzeugungseinheiten vor neue Herausforderungen gestellt. Durch die gegenwärtige Wahlfreiheit der Kunden über den Stromanbieter ist es zu einem Anstieg des Kostendruckes innerhalb dieser Branche gekommen. Daraus resultierende Folgen waren auf der einen Seite ein Umdenken in der Wartung von festgelegten Inspektionsintervallen elektrischer Betriebsmittel zu einer zustandsabhängigen Instandhaltungsstrategie, auf der anderen Seite sowohl die Zuverlässigkeit als auch die Verfügbarkeit auf einem möglichst hohen Niveau zu halten. Derzeitiges Ziel ist es, mithilfe von diagnostischen Untersuchungen diesen Forderungen gerecht zu werden. Sie können aber auch Grundlage für wichtige Entscheidungen in Bezug auf die Notwendigkeit der Durchführung von Wartung, Ersatzbeschaffung oder Neubeschaffung sein. Ausfälle von rotierenden elektrischen Maschinen sind eine ernstzunehmende Kostenbelastung für jedes energieerzeugende Unternehmen. Einerseits kommt es zu den damit verbundenen Material- und Reparaturkosten, andererseits zu beträchtlichen Einbußen aufgrund von Ausfallkosten der elektrischen Maschine. Überdies geht ein jeder Ausfall auch Hand in Hand mit einem Imageschaden des Unternehmens, da es benötigte bzw. bestellte Energie nicht liefern kann [Bin04] [Hoo04] [Vog04].

Die Notwendigkeit dieser diagnostischen Überwachung spiegelt sich auch statistisch wieder, sind neben Lagerschäden die Wicklungsschäden an der Statorwicklung die zweithäufigste Ausfallursache einer elektrischen Maschine (siehe Abbildung 1).

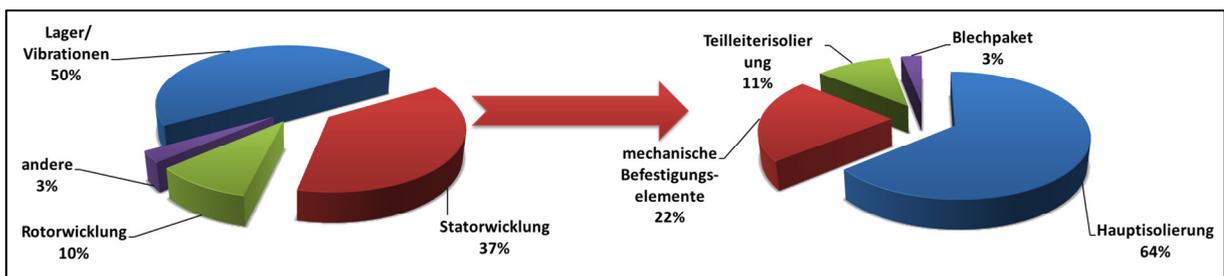


Abbildung 1: Schadensstatistik an Hochspannungsmotoren (nach [Obr08])

Ein wichtiges Diagnoseverfahren für die zustandsabhängige Diagnose ist die Teilentladungsmessung (TE-Messung). Die TE-Diagnostik ist jedoch gerade bei rotierenden elektrischen Maschinen erschwert, da diese vom Aufbau höchst komplexe Konstruktionen mit verschiedenen Wicklungssystemen, Designs sowie Isolationssystemen sind und

unterschiedlichen Betriebsbedingungen, welche miteinander in Wechselwirkung stehen, aufweisen. Erschwerend hinzukommend ist die Tatsache, dass die TE-Signale Dämpfungen und Reflexionen sowie externen und internen Störern unterworfen sind.

2.1 Aufgabenstellung

Hauptaugenmerk dieser Arbeit soll auf das Isoliersystem rotierender elektrischer Maschinen, im Speziellen auf den Außenglimmschutz (AGS), liegen. Zu diesem Zweck wurden mehrere Spulen angefertigt, und diese mit unterschiedlichen AGS-Bändern umwickelt. Aufgrund dieser unterschiedlichen Anfertigung der jeweiligen Prüflinge besitzt ihr AGS auch unterschiedliche Widerstands- bzw. Leitwerte. Diese sollen in weiterer Folge sowohl auf ihre TE-Aktivität (Anzahl der TE), als auch auf ihre TE-Intensität (Q(U)-Wert) untersucht werden, wobei auf einen normgerechten Messaufbau geachtet wurde.

Darüber hinaus soll auch mit einer geeigneten Methode der Widerstand des AGS der verschiedenen Spulen in $\Omega/\text{Quadrat}$ ermittelt werden. Durch Kenntnis des Widerstandes und mit den Ergebnissen der TE-Messung soll ein Zusammenhang zwischen TE-Verhalten und Widerstand der AGS-Bänder hergestellt werden. Zusätzlich wurde eine Variation des Frequenzbereiches bzw. der Bandbreite für die TE-Messung durchgeführt, um diesbezüglich einen Einfluss auf die TE-Messung zu ermitteln.

Die TE-Prüfung erfolgt dabei mit einem genormten Spannungsstufenverfahren (bis 1,2-facher Nennspannung), um auch eine Erfassung der TE-Einsetz- und Aussetzspannungen der verschiedenen Spulen zu gewährleisten.

2.2 Allgemeiner Aufbau rotierender elektrischer Maschinen

Elektrische rotierende Maschinen sind Energiewandler, welche sowohl elektrische Energie in mechanische Energie (elektrischer Motor), als auch mechanische in elektrische Energie (Generator) an der Welle umsetzen können. Generatoren sind in verschiedenen Kraftwerkstypen (Wasser-, Wind-, Wärmekraftwerken, etc.) für große Teile der elektrischen Energieerzeugung eines Landes verantwortlich, wie auch der elektrische Motor eines der wichtigsten Betriebsmittel in Industrie und Gewerbe ist [Lin08]. Sie sind sozusagen aus dem heutigen Leben kaum mehr wegzudenken, gelten als die Arbeitstiere der Gegenwart. Ihre Funktion ist es, elektrische als auch mechanische Energie von möglichst hoher Qualität (Spannungsform, Frequenz, Wirkungsgrad) bereitzustellen, wobei der Fokus immer mehr darauf ausgerichtet wird, möglichst kostengünstig als auch umweltschonend betrieben zu werden [Pem00]. Die Leistungsspanne für ihre Einsetzbarkeit liegt derzeit bei über 14

Zehnerpotenzen, gibt es doch alle erdenklichen Ausführungsformen vom marginalen Schrittmotor einer Uhr mit $10 \mu\text{W}$, bis hin zu Großgeneratoren mit über 1000 MW Leistung [Lin08]. An dieser Stelle sei erwähnt, dass natürlich auch die Gleichstrommaschine zu den rotierenden elektrischen Maschinen gehört, auf diese wird in dieser Arbeit jedoch nicht eingegangen.

Bei den Drehstrommaschinen lassen sich zwei Gruppen klassifizieren, die Drehstrom-Asynchronmaschinen und die Drehstrom-Synchronmaschinen, welche ihren Namen aufgrund des Umlaufverhältnisses vom Rotor zum rotierenden Magnetfeld haben (synchroner bzw. asynchroner Umlauf vom Rotor zum Drehfeld). In der Tabelle 1 ist eine kurze Auflistung der meist typischen Anwendung für beide elektrische Motoren mit ihren verschiedenen Ausführungsformen [Lin08].

Tabelle 1: Einsatzgebiete von Asynchron- und Synchronmotoren (typische Größenordnungen) [Lin08] [Fis06]

Elektrische Maschinenart	Ausführungsform	Anwendung	Typische Antriebsleistung
Synchronmaschine	Vollpolmaschine	Generatoren	100 kW bis 1,8 GW
Synchronmaschine	Schenkelpolmaschine	Generatoren	10 kW bis 1 GW
Asynchronmaschine	Schleifringläufer	Pumpen	5 kW bis 10 MW
Asynchronmaschine	Käfigläufer	Werkzeugmaschinen	1 kW bis 50 MW

Beim Aufbau jeder rotierenden elektrischen Maschine, sei es nun Synchron- oder Asynchronmaschine, gibt es zwei unerlässliche Komponenten, welche vom Prinzip her immer gleich, jedoch unterschiedliche Ausführungsformen besitzen können. Es sind dies zum einen ein stillstehendes Hauptelement, der so genannte Stator, und ein sich drehendes Hauptelement, der so genannte Rotor. Jede Maschine weißt somit mindestens eine ruhende und eine bewegliche Komponente auf [Gro12] [Obr08].

Der Stator ist jenes Bauteil, welches bei beiden Maschinen den prinzipiell gleichen Aufbau aufweist. Er besteht im Wesentlichen aus drei Komponenten: dem Blechpaket, den Kupfer- oder Aluminiumteilleitern und der Isolierung. Dabei nimmt das im Gehäuse befestigte, gegeneinander isolierte Ständerblechpaket die isolierte Drehstromwicklung in den Nuten auf. Der Zweck der geblechten Ausführung ist die Unterdrückung von Wirbelströmen [Lin08] [Obr08]. Auf die Kupfer- oder Aluminiumleiter, welche dann zu Spulen weiterverarbeitet werden, sowie auf die Isolierung wird in Kapitel 2.3 bzw. 2.4 näher eingegangen.

Der Rotor hingegen hat verschiedene Ausführungsformen, bei der Asynchronmaschine kann er entweder als Kurzschlussläufer oder als Schleifringläufer ausgeführt sein. Der Kurzschlussläufer hat seinen Namen von der Tatsache, da seine verteilt angeordneten Leiterstäbe in den Nuten an den Stirnseiten kurzgeschlossen sind. Der Schleifringläufer hingegen weist, ähnlich dem Stator, eine dreisträngige Wicklung auf, deren Enden meist zu einem Sternpunkt, die Anfänge mit Schleifringen verbunden sind. Eine dem Schleifringläufer ähnliche Ausführungsform gibt es auch für Synchronmaschinen, diese werden jedoch nur für Außenpolmaschinen und kleine Leistungen verwendet. Für Maschinen größerer Leistung kommt eine Innenpolmaschine zum Einsatz, welche entweder mit einem Vollpoläufer (Induktor) oder einem Schenkelpoläufer ausgeführt werden kann [Lin08].

2.3 Wicklungsaufbau des Stators

Die Wicklung von Energiewandlern ist für die Erzeugung des magnetischen Feldes, der Generierung von Spannungen und Kräften und der Beeinflussung unerwünschter Felder zuständig. Die Wicklung selbst besteht aus einzelnen, isolierten Flachdrahtleitern, welche entweder zu einer so genannten Stab- bzw. Formspule, oder einem Roebelstab verschaltet wird. Speziell bei Maschinen größerer Anordnung kommt der Roebelstab zur Anwendung, da durch seine verdrehte Bauform der einzelnen Teilleitern eine bessere Stromverteilung erreicht wird. Dies ist vor allem in Bezug auf die Stromverdrängung (Skin-Effekt) vonnöten [Dor10] [Küc09] [Obr08] [Roe15]. Meistens werden die fertigen Stab- bzw. Formspulen, welche bereits mit einer Isolation versehen sind, in Form gebracht und in die offenen Nuten eingelegt. Mehrere dieser konzentrisch angeordneten Spulen bilden ein Polpaar aus, wobei diese bei Speisung aus dem Drehstromnetz geometrisch um jeweils 120° gleichmäßig verteilt werden, und parallel und/oder seriell miteinander verbunden werden [Got99] [Obr08].

In Bezug auf die Ausführungen der Wicklungen unterscheidet man zwischen konzentrierte und verteilte Wicklungen. Konzentrierte Wicklungen werden auf ausgeprägten Polen befestigt, beispielsweise die Polwicklung einer Synchronmaschine in Schenkelpolausführung. Verteilte Wicklungen haben ihren Namen durch die Tatsache, dass sie über den gesamten Umfang der Maschine verteilt werden, sie werden noch in:

- Einschichtwicklung – eine Spule pro Nut,
- und Zweischichtwicklung – zwei verschiedene isolierte Spulen pro Nut

unterteilt [Got99].

Je nach Bedarf können diese zwei Ausführungsformen auf zwei verschiedene Arten miteinander verschalten werden. Für eine geringe Spannung mit hoher Drehzahl werden die

Spulen untereinander in Serie, für eine hohe Spannung mit niedriger Drehzahl parallel miteinander verschalten. Bei der Erstgenannten handelt es sich dabei um eine Schleifenwicklung, letztere um eine Wellenwicklung [Got99] [Obr08].

2.4 Isolationsaufbau von Statorwicklungen

Die Hauptaufgabe der Isolation im Stator ist die Trennung der strom- und spannungsführenden Teileiter untereinander (Teilleiterisolation) und die Trennung zwischen Leiterpaket und Blechpaket (Hauptisolation). Die Teilleiterisolation wird dabei jedoch nur mit sehr geringen Spannungen beansprucht, die volle Betriebsspannung einer elektrischen Maschine liegt an der Hauptisolation an [Kim93] [Küc09] [Obr08] [Rup05]. Zusätzlich zur elektrischen Beanspruchung kommt es noch zu thermischen, mechanischen und umweltbedingten Belastungen, so genannte TEAM-Belastungen (Thermal, Electrical, Ambient and Mechanical) für die Isolation [Kim95] [Kön87] [Obr08] [Sch88]. Diese können sowohl synergetisch, als auch, abhängig von der Betriebsart der Maschine, verschieden dominant in Erscheinung treten [Kau02]. Die Isolierung von elektrischen Maschinen muss somit nicht nur gegenüber elektrischen, sondern auch gegen Hitze und Teilentladungen resistent sein [Tay10]. Der prinzipielle Aufbau einer Statorisolation von Hochspannungsmaschinen ist in Abbildung 2 dargestellt.

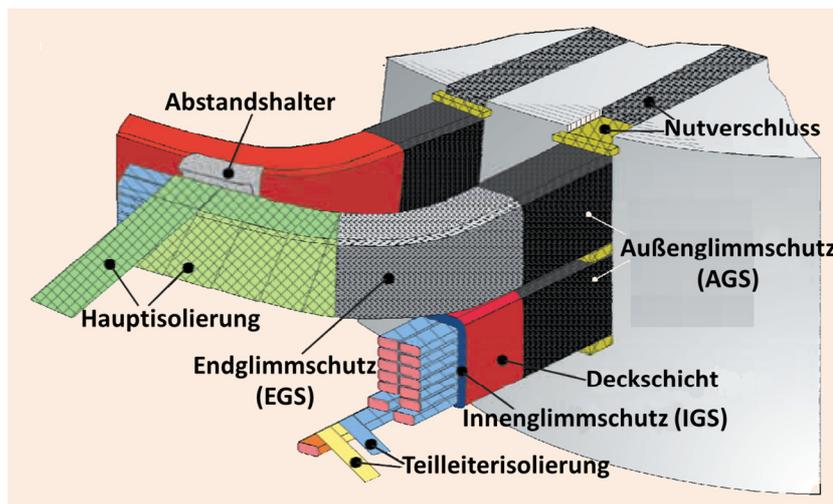


Abbildung 2: Grundsätzlicher Wicklungsaufbau von rotierenden Hochspannungsmaschinen (aus [Rup05] [Kau02])

Einer der wichtigsten Bestandteile der Hauptisolation ist Glimmer. Glimmer ist ein natürlich vorkommendes Mineral, welches, imprägniert mit Kunstharzen, bandförmig um die Spulenstäbe gewickelt wird. Die häufigste Verwendung hat dabei der so genannte



Kaliglimmer oder „Muskovit“. Als Trägermaterial dient dazu entweder Papier, Glasfaser, Polyesterflies oder Polyesterseide. Bei den Kunstharzen stehen Polyester, Epoxid- und Silikonharze zur Verfügung, wobei die Epoxidharze aufgrund ihrer guten Klebefähigkeit und dem geringem Härteschwund vermehrt ihre Verwendung finden [Bla80] [Obr08] [Küc09].

Diese resultierende Isolation, welche durch die Kombination aus Glimmer, Glasfaser und Epoxidharz besteht, ist ein spezielles Isoliersystem, welches der Isolierung von beispielsweise Transformatoren (Öl-Board-Isoliersystem) oder Kabelleitungen (Öl-Papier oder Kunststoff) gegenübersteht. Sie zeichnet sich sowohl durch eine hohe elektrische Festigkeit, durch eine hohe Widerstandsfähigkeit gegenüber Teilentladungen, als auch durch eine mechanische Festigkeit aus (ihre Zugfestigkeit ist größer als jene von Kupfer) [Tay10] [Obr08]. Die Beständigkeit gegenüber Teilentladungen lässt sich anhand der Kristallstruktur des Glimmers erklären. Er besteht abwechselnd aus Isolator- und Metallschichten, wodurch energiereiche Elektronen von letztgenannten absorbiert werden können [Obr08].

Die Entwicklung der ersten synthetischen Produkte für eine Isolierung starteten bereits im Jahre 1908 mit der Arbeit von Dr. L. H. Baekeland [Bou04]. Der erste Einsatz von Isolierungen mittels Kunstharzbindungen war zwischen 1940 und 1950. Zuvor kamen so genannte Mikafoliumisolierungen zum Einsatz, bei welchem Glimmersplitter und Schellack auf Papierträger aufgebracht wurden. Ab 1940 kamen vermehrt Isoliersysteme mit Asphaltglimmerbandisolierung zum Einsatz, welche, im Gegensatz zur unterschiedlichen Isolierung des Kopf- und Nutteils bei der Mikafoliumisolierung, durchgehend um die Spule gewickelt wurde.

Diese zwei Arten der Isolierung hatten jedoch den erheblichen Nachteil, dass durch Erwärmung das jeweilige Bindemittel (Asphalt oder Schellack) wieder fließfähig wurde und somit seine Klebefähigkeit verlieren konnte. Zusätzlich verursachen Asphaltglimmerbandisolierungen hohe dielektrische Verluste und können leicht Wasser und Feuchtigkeit aufnehmen, wodurch die dielektrischen Verluste weiter ansteigen [Bla80] [Tay10]. Infolgedessen wurde schon frühzeitig versucht, die nachteiligen Eigenschaften des Schellack und Asphalt zu umgehen. In den Anfängen der 1940iger Jahre begannen die ersten Kunstharze, nämlich Polyesterharze, jene zu ersetzen, in den späteren 1940iger Jahren begann der Einsatz von den heute am gebräuchlichsten Epoxidharzen. Die Umstellung auf Kunstharzbindungen erfolgte jedoch nicht sprunghaft, erst seit 1970 sind diese üblicherweise in Gebrauch [IEEE43] [Tay10].

Diese neu entwickelten Kunstharzbindungen verloren auch bei hohen Temperaturen nur geringfügig oder gar nicht ihre Klebefähigkeit. Weitere Vorteile gegenüber den

vorangegangenen Isolierungen sind ihre mechanische Festigkeit und eine geringere Aufnahmefähigkeit von Feuchtigkeit und Wasser. Ein weiteres Bindemittel stellen noch Silikonharze dar, aufgrund der guten Klebefähigkeit und einem geringen Härtungsschwund wird jedoch bevorzugt das Epoxidharz verwendet [Bla80] [Tay10].

Die Imprägnierung eines Bindemittels kann auf drei verschiedene Weisen erfolgen [Bla80] [Obr08] [Tay10]:

- globale Vakuum-Druck-Imprägnierung,
- individuelle Vakuum-Druck-Imprägnierung,
- Resin-Rich-Verfahren.

Die Vakuum-Druck-Imprägnierung oder VPI-Prozess (Vacuum Pressure Impregnation) wurde schon frühzeitig für die Herstellung von Asphaltglimmerbandisolierungen verwendet. Im ersten Schritt wird mithilfe eines Trocknungsprozess die Feuchtigkeit aus dem Isolierband entfernt. Danach wird an das Band ein Vakuum angelegt und der Stab anschließend in einer der zuvor beschriebenen Kunstharzmischungen getränkt. Durch Zufuhr von Druck wird das Kunstharz schließlich in die Isolierung imprägniert, das überschüssige Kunstharz entfernt und anschließend in einem Ofen (meistens bei mehr als 160°C) ausgehärtet.

Beim globalen VPI-Prozess wird der gesamte Stator diesem VPI-Prozess zugeführt. Dies hat den Vorteil, dass die Stäbe bereits in die für sie vorgesehenen Nuten eingelegt sind und nach dem Aushärten nicht mehr in die Maschine „eingehämmert“ werden müssen. Der globale VPI-Prozess ist zurzeit auch der gängigste und wird für Maschinen mit bis zu einer Leistung von 200 MW verwendet. Für Maschinen mit größerer Leistung wird der individuelle VPI-Prozess bevorzugt, da jede Spule vor ihrem Einbau nochmal überprüft und elektrisch getestet werden kann.

Bei der Nasswickeltechnik, auch Resin-Rich genannt, werden die Stäbe mit vorimprägnierten, bindemittelreichen Glimmerbändern umwickelt, anschließend in beheizte Spulen- bzw. Formpressen gebracht und ausgehärtet. Dadurch werden durch die Umwicklung entstandene Lufthohlräume verdrängt und das überschüssige Kunstharz tritt an den Stirnseiten der Stäbe wieder aus.

Weitere wichtige Bestandteile der Statorisolierung sind [Bla80] [Bin88] [Kem09] [Küc09] [Obr08] [Rup05]:

- der Innenglimmschutz (IGS), welcher einerseits für eine Homogenisierung des elektrischen Feldes im Bereich der Kröpfungsstelle verantwortlich ist, andererseits den entstehenden Luftspalt bei Ablösen der Hauptisolierung kurzschließen soll um

Teilentladungen zwischen Leiter und Nut zu unterbinden (wird ab etwa 10kV eingesetzt),

- der Außenglimmschutz (AGS), welcher Nutentladungen an Blechverschichtungen unterbinden soll. Zur Erfüllung dieser Aufgabe soll dieser elektrisch gut mit dem Blechpaket in Verbindung sein, um entstandene Lufträume zwischen den Spulenschenkeln und dem geschichteten Blechpaket zu überbrücken. Seinen Einsatz findet er bei allen elektrischen Maschinen ab einer Nennspannung von 5kV und darüber,
- der Endglimmschutz (EGS), welcher idealerweise Gleitentladungen am AGS-Ende und am Nutausgang vermeidet und eine Potentialverminderung am Ende des AGS herstellt. Das Ende des AGS stellt aufgrund seiner Anordnung eine Grenzfläche zur Umgebungsluft (bzw. einem Isoliergas in gekapselten Maschinen) dar, welche durch das Vorhandensein eines hohen tangentialen elektrischen Feldes eine kritische Anordnung darstellt. Um diese Beanspruchungen linear zu halten, werden ein oder mehrere Lagen des EGS im Anschluss an den AGS gewickelt. Die Verbindung muss dabei homogen und hohlraumfrei sein. In der Regel werden für EGS-Bänder nichtlineare Materialien verwendet, beispielsweise mit Siliziumkarbid getränkte Bänder, welche die Leitfähigkeit im EGS bei ansteigender Feldstärke erhöht. Aber auch Zinkoxid und Eisenoxid erfüllen diese Anforderung bedingt.

3 Signalverhalten in Wicklungen elektrischer Maschinen

3.1 Ausbreitungsverhalten von TE-Impulsen

Betrachtet man eine TE in zeitlicher Hinsicht, so kann diese als Stromimpuls angesehen werden, welcher durch seine Anstiegszeit und Rückenhalbwertszeit definiert werden kann. In festen Isolierstoffen liegen diese Anstiegszeiten bei ungefähr 10ns, die Rückenhalbwertszeiten bei etwa 50ns. Diese Werte sind dabei vom entstandenen Fehler, dem Zustand der Isolation und von der Geometrie der Entladungsstelle abhängig [Kol08]. Bei diesen Werten handelt es sich lediglich um Richtwerte aus Messungen an verschiedenen Prüflingen, da es für unterschiedliche Entladungsarten auch verschiedene Anstiegs- bzw. Rückenhalbwertszeiten geben kann. Aufgrund der kurzen Anstiegszeit ist ein TE-Impuls auch ein sehr breitbandiges Signal, welches sich bis in den GHz-Bereich erstreckt. Generell sind diese Werte jedoch denen von TE in Luft bzw. Isolierten ähnlich [Pet85] [Su00].

Bei TE-Messungen von Statorwicklungen bzw. Maschinenstäben können die erfassten TE-Impulse in Bezug auf ihr Frequenzverhalten in zwei Komponenten eingeteilt werden. Die erste Komponente besteht aus einem hochfrequenten Anteil, d.h. sehr kurze Anstiegs- bzw. Rückenhalbwertszeiten, die zweite Komponente aus einem niederfrequenten Anteil. Bei der Messung eines solchen TE-Impulses kommt der hochfrequente Anteil nahezu ohne Verzögerung an den Messklemmen an, was auf eine nicht galvanisch gebundene Ausbreitung dieses Impulses schließen lässt. Es ist anzunehmen, dass der hochfrequente Teil in der Lage ist, über induktive und/oder kapazitive Kopplung Wicklungsabschnitte zu überspringen und somit in Bezug auf die Zeitdifferenz zwischen Entstehung und Detektion weitestgehend unabhängig von seinem Ausbreitungsort ist. Durch dieses Überkoppeln eines TE-Impulses kann es auch zu einem messbaren Impulssignal in nicht betroffenen Phasen kommen. Experimentelle Untersuchungen anhand eines Stators für einen 35MW Generator in [Pem00] legen die Vermutung nahe, dass die Überkopplung dabei im Wickelkopf der elektrischen Maschine stattfindet. Durch Entfernung des Wickelkopfes fand im Falle dieser Messungen keine Überkopplung mehr statt.

Dem hochfrequenten Anteil steht der niederfrequente Anteil gegenüber, welcher eine, im Vergleich mit dem hochfrequenten Anteil, viel längere Zeit benötigt, um zu den Messklemmen zu gelangen. Diese Komponente wird auch als galvanische oder leitungsgebundene Komponente bezeichnet, da in diesem Fall die Wicklung als Übertragungskanal dient. Infolgedessen erhöht sich auch die Ausbreitungsdauer mit der

geometrischen Entfernung des Entstehungsortes von den Messklemmen [IEEE1434] [Obr08] [Pem00] [Sha06] [Tay10].

Verschiedene Laufzeitmessungen ergaben, dass die Ausbreitungsgeschwindigkeit eines TE-Impulses jeweils von der untersuchten elektrischen Maschine abhängt. Beispielsweise konnten in [Bin88] eine Geschwindigkeit von $75\text{m}/\mu\text{s}$ (Oberstab eines $10,5\text{kV}$ Wasserkraftgenerators), in [Pem00] $9,1\text{m}/\mu\text{s}$ für den niederfrequenten und $81,6\text{m}/\mu\text{s}$ für den hochfrequenten Anteil (Stator eines 35MW Generators), und in [Sha06] $9\text{m}/\mu\text{s}$ (Stator eines 35MW Generators) für den niederfrequenten Anteil gemessen werden. Die verschiedenen Messungen der Ausbreitungsgeschwindigkeit zeigen jedoch für beide Komponenten eine gemeinsame Tendenz. Die Ergebnisse dieser Messungen widersprechen allerdings den zuvor bestehenden Erkenntnissen, dass das magnetische Feld des TE-Impulses nicht in das Eisen der Nutwand eindringen kann. Theoretisch müsste der TE-Impuls demzufolge gemäß [Obr08]

$$v = \frac{c}{\sqrt{\epsilon_r \cdot \mu_r}} \quad (1)$$

eine Ausbreitungsgeschwindigkeit von ca. $130\text{m}/\mu\text{s}$ bis $170\text{m}/\mu\text{s}$ besitzen, wenn sich der Impuls nur durch die glimmerhaltige Kunstharzisolierung ($\mu_r \approx 1$, $\epsilon_r \approx 3-5$) ausbreiten würde. Dies ist aber nur möglich, wenn die Stäbe in einem nichtmagnetischen Material eingebettet werden [Bin88]. Somit muss das Blechpaket das magnetische Feld zumindest in einer Randzone führen können, bzw. besteht in [Tav88] die Annahme, dass der magnetische Fluss sowohl durch eine Randzone im Blechpaket als auch durch die Laminierungsisolierung (Verschiebungsstrom) fließen kann (siehe Abbildung 3, Seite 21) [Obr08].

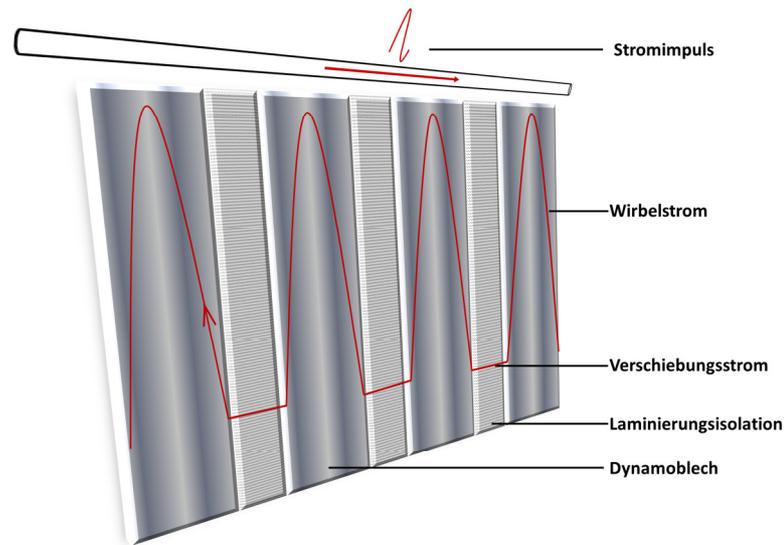


Abbildung 3: Magnetischer Flussverlauf eines TE-Impulses in der Randzone des Statorblechpaket (nach [Tav88])

3.2 Dämpfungs- und Reflexionsverhalten von TE-Impulsen

TE-Impulse sind auf ihren Weg vom Entstehungsort bis zu ihrer Auskopplung verschiedenen Dämpfungen und Verzerrungen ausgesetzt, wobei diese besonders stark in Frequenzbereichen über 10MHz zu tragen kommen [Su00]. Aufgrund von Reflexionen, Dämpfungen, Verzerrungen und Überkopplungen kommt es zu Unterschieden zwischen ausgekoppeltem und ursprünglichem TE-Impuls in ihrer Signalform und Amplitude [IEC60034].

Die Ursachen von Dämpfung sind [Bin88] [Obr08]:

- Wirkverluste im Kupfer durch die Stromverdrängung (Skin Effekt),
- kapazitive Querströme über schwach leitfähige Nutauskleidungen,
- Wirbelströme.

Diese Ursachen bzw. Verluste sind frequenzabhängig, nehmen also mit steigender Frequenz zu. Das bedeutet, dass vor allem der hochfrequente Anteil des TE-Impulses einer starken Dämpfung der Impulsamplitude ausgesetzt wird, wodurch dieser oft wenig Aussagekraft über die tatsächliche TE-Stärke wiedergibt. Zusätzlich nimmt diese Dämpfung noch mit der Entfernung von den Messklemmen zu, wodurch eine Detektion von diesem nicht immer möglich ist [IEC60034] [Tay10] [Hud96].

Auch der niederfrequente Teil erfährt durch die oben genannten Ursachen eine Dämpfung, jedoch in geringerem Ausmaß aufgrund der geringeren Frequenz. Die Hauptursache für die Dämpfung des niederfrequenten Anteils liegt jedoch in der Reflexion dieses Impulses

[Obr08]. Wie zuvor erwähnt handelt es sich bei dem niederfrequenten Anteil um den galvanisch- bzw. leitungsgebundenen Anteil eines TE-Impulses, welcher sich als elektromagnetische Welle in den Wicklungen ausbreitet. Betrachtet man die Wicklungen nun als eine elektrische Leitung, so „sieht“ eine sich ausbreitende elektromagnetische Welle auf ihren Weg den Widerstand ihrer Leitung. Würde man diese Leitung mit einem Widerstand abschließen, welcher gleich dem Wellenwiderstand Z_W ist, so käme es zu keinen Reflexionen, da der Welle eine unendlich lange Leitung vorgetäuscht wird. Somit verschwindet die rücklaufende Welle, da sie gänzlich vom Abschlusswiderstand absorbiert wird, und man spricht von Anpassung der Leitung (nur bei einer Frequenz möglich). Häufig ist jedoch das Gegenteil der Fall und die Leitung besitzt einen beliebigen Widerstand oder geht in eine Leitung mit einem unterschiedlichen Wellenwiderstand über [Pac98].

Bei elektrischen Maschinen tritt genau dieser Fall ein, da der Wellenwiderstand in den Nuten einem $Z_{W,Nut} \approx 20-30\Omega$ entspricht, im Wickelkopf jedoch einen Wert von $Z_{W,Wickel} \approx 300\Omega$ besitzt [IEEE1434] [Sha06] [Tay10]. Kommt es für die elektromagnetische Welle zu einem Übergang zwischen Nut und Wickelkopf, ergibt sich eine Stoßstelle, an welcher die eintreffende Welle reflektiert bzw. gebrochen wird. Die resultierenden Amplituden des TE-Impulses sind dabei von der Impulsdauer und den jeweiligen Reflexions- und Brechungsfaktoren abhängig, wodurch es entweder zu einer positiven oder negativen Reflexion kommen kann. Zusätzlich stellt dabei jeder Übergang zwischen Nut und Wickelkopf eine solche Stoßstelle dar, wobei auch noch mit einem unterschiedlichen Wellenwiderstand beim Vorhandensein von Ober- und Unterstab zu rechnen ist [Obr08] [Pac98].

4 Frequenzbereichsanalyse

4.1 Auswahl des Frequenzbereiches

Die Messung von TE beruht auf der empfindlichen Erfassung kleinster TE-Impulse, oft nur im pC-Bereich. Aufgrund dieser erwünschten hohen Sensibilität der TE-Messsysteme sind diese jedoch auch empfindlich für alle Arten von Störungen [Küc09]. Die Auswahl des Frequenzbereiches spielt dabei eine nicht unerhebliche Rolle um ein möglichst störungsfreies Messen zu gewährleisten.

4.1.1 Frequenzspektrum eines TE-Impulses

Wie in Kapitel 3 bereits erwähnt handelt es sich bei einem TE-Impuls um ein sehr breitbandiges Signal. Das Spektrum eines TE-Impulses ist dabei über einen großen Frequenzbereich konstant (siehe Abbildung 4), wodurch mithilfe der Fourier-Analyse die Impulsladung berechnet werden kann, da der Gleichanteil der Amplitudendichte der Impulsladung entspricht [Sch09].

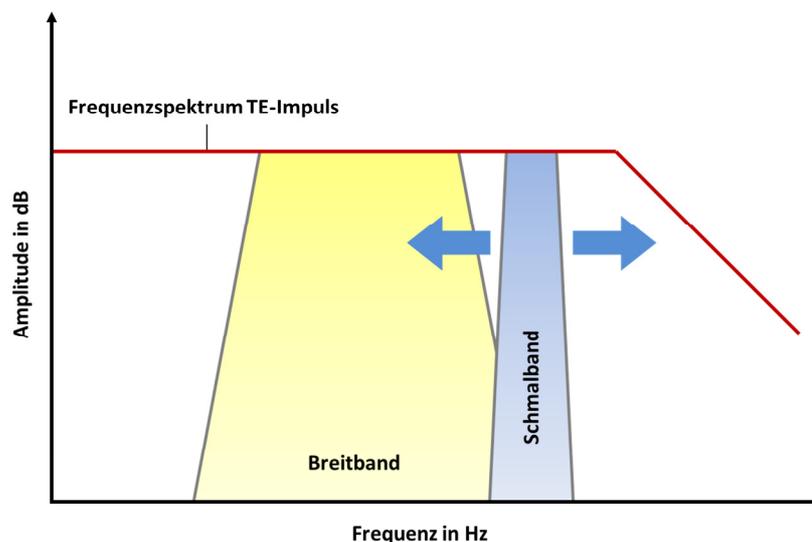


Abbildung 4: Frequenzspektrum eines TE-Impulses mit Bandpass-Charakteristiken (nach [Lem08], [Sch09])

Speziell bei Wicklungen elektrischer Maschinen stellt sich hiermit schon die erste Entscheidung, ob in einen unteren oder oberen Frequenzbereich gemessen werden soll. Wird ein niederfrequenter Bereich gewählt, so ist die Wahrscheinlichkeit größer, auch TE von Quellen zu detektieren, welche geometrisch weiter von den Messsensoren entfernt sind, da es zu einer geringeren Dämpfung kommt (siehe Kapitel 3.2). Dafür ist dieser

Frequenzbereich anfälliger für Störer. Bewegt man sich in einen hochfrequenten Bereich, so ist, ebenfalls aufgrund der Dämpfung, nur noch wenig Signalenergie erfassbar, was eine TE-Erkennung von weiter entfernten Quellen schwierig bis unmöglich macht. Demgegenüber steht jedoch eine geringere Empfindlichkeit gegenüber Störern, da diese ebenfalls gedämpft werden [IEC60034].

TE-Messgeräte besitzen heutzutage mehrheitlich Bandpasscharakter und nicht mehr Tiefpasscharakter, um unter anderen auch betriebsfrequente Störer ausreichend zu dämpfen. Die untere Grenze liegt hierfür bei ungefähr 10kHz [Küc09]. Bandpassfilter sind dadurch charakterisiert, das sie ein Signal sowohl unterhalb als auch oberhalb einer bestimmten Frequenz abdämpfen (siehe Abbildung 4, Seite 23). Die Antwort eines Bandpassfilters auf einen kurzen TE-Impuls ist ein Spannungspuls, dessen Scheitelwert der Ladung proportional ist [Küc09] [Lem08]. Wichtig dabei ist, dass sich die Bandbreite des Filters dabei in einem Frequenzbereich befindet, an dem das Amplitudenspektrum konstant ist, da es sonst zu Integrationsfehlern kommt. Als Bandpassfilter kommen der

- Butterworthfilter,
- Tschebyschefffilter oder der
- Besselfilter

in Frage, wobei sich der Butterworth- und Tschebyschefffilter auch für TE-Impulse mit langer Dauer eignen [Bin88].

4.1.2 Breitbandige TE-Messgeräte

Teilentladungsmesssysteme lassen sich einerseits in begrenzt breitbandige TE-Messgeräte mit einer Bandbreite von 50kHz bis 500kHz und andererseits in sehr breitbandige TE-Messgeräte mit aktivem Integrator bei einer Bandbreite von 1MHz bis 20MHz unterteilen. Ein weiterer Unterschied neben dem Frequenzbereich für die Bandbreite ist, dass bei den begrenzt breitbandigen Messgeräten die Integration im Frequenzbereich, bei den sehr breitbandigen TE-Messgeräten die Integration im Zeitbereich erfolgt [Sch09]. Die Empfehlung für begrenzt breitbandige Messgeräte liegt laut IEC60270 bei $100\text{kHz} \leq B \leq 400\text{kHz}$.

Die Antwort eines breitbandigen Messgerätes auf einen kurzen Ladungsimpulses am Eingang ist eine amplitudenmodulierte, stark gedämpfte Schwingung, welche keinerlei Ähnlichkeiten mit dem Eingangssignal mehr aufweist. Jedoch kann aus der Amplitude die Ladung berechnet werden und aus der ersten Halbwelle lässt sich auf die Polarität schließen

[Küc09] [Lem08] [Sch09]. Ein weiterer Vorteil liegt in der geringen Impulsauflösezeit T_r von Breitbandgeräten. Näherungsweise gilt für die Impulsauflösezeit [Bin88]

$$T_r \approx \frac{2,6}{B}. \quad (2)$$

Aus Gleichung (2) ist ersichtlich dass, je größer die Bandbreite, desto geringer wird T_r , wodurch eine Unterscheidung auch bei hohen Impulswiederholraten möglich ist.

4.1.3 Schmalbandige TE-Messgeräte

Schmalbandige TE-Messgeräte besitzen eine Bandbreite von $9\text{kHz} \leq B \leq 30\text{kHz}$ [IEC60270], wobei üblicherweise eine Bandbreite von 9kHz verwendet wird [Küc09]. Die Antwort dieser Messgeräte auf einen Impuls ist eine leicht gedämpfte bzw. stark schwingende Impulsantwort. Dadurch ergeben sich Impulsauflösezeiten von mehreren hundert μs , wie auch näherungsweise aus Gleichung (2) ersichtlich ist. Aufgrund dieser vergleichsweise langen Impulsauflösezeit ist diese Form der Bandpasscharakteristik auch anfällig gegenüber Überlagerungen von einzelnen, schnell aufeinanderfolgenden Impulsen, was zu einer falschen Messung der TE-Amplituden führt. Auch geht die Information über die Polarität der Impulse verloren. Der Vorteil dieser Ausführungsform liegt darin, dass ihre Mittenfrequenz f_m innerhalb eines empfohlenen Frequenzbereichs ($50\text{kHz} \leq f_m \leq 1\text{MHz}$ [IEC60270]) verschoben werden kann, und somit auch verschiedenen (periodischen) Störern ausgewichen werden kann [Küc09] [Lem08] [Sch09].

4.2 Störeinflüsse

Grundsätzlich lassen sich Störungen bzw. Störquellen in zwei Kategorien einteilen [IEC60270]:

- I. Störungen, welche nur bei nicht erregten Prüfkreis auftreten (Hochspannungsversorgung ist bereits eingeschaltet, die angelegte Spannung beträgt aber noch Null)
- II. Störungen, welche nur bei erregtem Prüfkreis auftreten und nicht vom Prüfling herrühren.

Grundstörungen sind per Definition laut IEC60270:

„Signale, die während einer TE-Prüfung erfasst werden, und die nicht vom Prüfling herrühren... Diese können entweder aus weißem Rauschen im Messsystem, Funksendern oder anderen kontinuierlich oder impulsartigen Signalen zusammengesetzt sein“.

Oder in anderen Worten formuliert, handelt es sich dabei um all jene Signale, deren Aufzeichnung und Detektion während einer Messung nicht erwünscht sind [Obr08]. Eine weitere Unterscheidung kann zwischen externen Störquellen und internen Störquellen, also jenen Störungen, welche ihren Ursprung im Prüfaufbau haben, getroffen werden. Externe Störer können weiter in leitungsgebundene und elektromagnetisch eingekoppelte Störer eingeteilt werden und treten abhängig von Wirkungsdauer und Häufigkeit entweder sporadisch, periodisch oder kontinuierlich auf [IEC60034] [Obr08]. Zu den Externen Störern gehören [Reth09] [Küc09]:

- Sinusstörer, welche frequenzstarre Störer sind und meist durch Sendeeinrichtungen entstehen. Durch eine geeignete Wahl der Mittenfrequenz und Bandbreite können diese unterdrückt werden,
- impulsartige Störer, welche breitbandig und den TE-Impulsen ähnlich sind,
- phasenstarre Störer, welche immer an denselben Winkel der Phase auftreten. Diese können beispielsweise durch ein phasengekoppeltes Zeitfenster eliminiert werden [IEC60270],
- stochastische Pulsstörer, welche alle sporadisch und/oder nicht periodisch auftretenden Störer beinhaltet. Für diese gibt es keine Möglichkeit der Filterung oder Elimination, jedoch ist es möglich, diese durch geeignete Verfahren (3PARD, 3PTRD oder 3CFRD, siehe Kapitel 5.5.1.3) von den TE des Prüflings zu trennen.

Verantwortlich für die internen Störer ist das Rauschen elektronischer Bauelemente, welches durch regellose Strom- und Spannungsänderungen aufgrund des diskreten Charakters des elektrischen Stromflusses erzeugt wird [Lin08].

Die zwei wichtigsten Rauscharten sind [Lin08] [Ham09]:

- thermisches Rauschen (auch Widerstands-, Johnson-, Nyquist- oder weißes Rauschen genannt),
- Schrot Rauschen (auch Schottky-Rauschen genannt).

In Abbildung 5 auf Seite 27 ist eine nochmalige Übersicht der verschiedenen Störeinflüsse zu sehen.

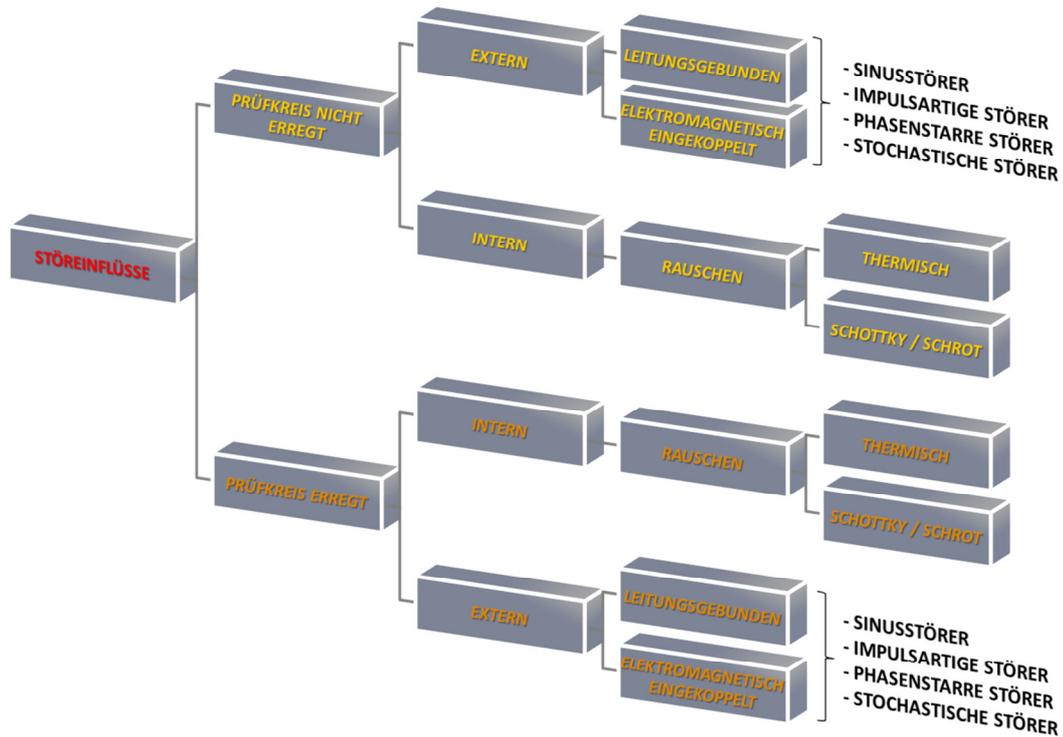


Abbildung 5: Übersicht über verschiedene Störeinflüsse einer TE-Messung (nach [IEC60270], [Kön87])

4.3 Empfindlichkeit und Bandbreite

Rauschen und andere Störer sind eng mit der Empfindlichkeit vernetzt. Entsteht eine Teilentladung, so verursacht der resultierende Spannungseinbruch einen Ausgleichsstrom, welcher durch die Kapazitäten des Prüftransformators (i_{TEt}), den Leitungen (i_{TEl}), der Koppereinheit (i_{TEk}) und des Prüflings (i_{TEp}) gespeist wird. Die Summe aus diesen Strömen ergibt den Wert des Stromes (i_{TE}) an der Fehlerstelle [IEC60034]

$$i_{TE} = i_{TEt} + i_{TEl} + i_{TEk} + i_{TEp} \quad (3)$$

Das Verhältnis

$$\frac{i_{TEk}}{i_{TEt} + i_{TEl} + i_{TEp}} \quad (4)$$

ist somit ein Maß für die Empfindlichkeit des Messkreises. Diese wird umso größer, je größer die Koppelkapazität C_k ist (siehe Kapitel 5.4.2.1) [IEC60034]. Diese Empfindlichkeit kann noch durch die Wahl einer großen Bandbreite erhöht werden. Je größer die Bandbreite gewählt wird, desto mehr Signalenergie kann durch C_k detektiert werden. Diese höhere Empfindlichkeit für Teilentladungen resultiert jedoch auch in einer höheren Empfindlichkeit für Störeinflüsse, da auch mehr Signalenergie von diversen Störern aufgenommen werden kann.

5 Teilentladungen bei elektrischen Maschinen

5.1 Definition

Aus der Norm ist für eine Teilentladung (TE) folgende Definition zu entnehmen [IEC60270]:

„Teilentladung (TE) – örtlich beschränkte elektrische Entladung, welche die Isolierung zwischen Leitern nur teilweise überbrückt und welche angrenzend an einem Leiter auftreten kann, aber nicht muss“.

Zwei wichtige Werte für die Beschreibung des TE-Verhaltens sind die Teilentladungseinsetzspannung U_i sowie die Teilentladungsaussetzspannung U_e . [IEC60270]:

„Die Teilentladungseinsetzspannung U_i ist jene Spannung, bei der wiederholt auftretende Teilentladungen zum ersten Mal am Prüfobjekt beobachtet werden, wenn die an den Prüfling angelegte Spannung allmählich von einem geringeren Wert, bei dem noch keine TE beobachtet werden, gesteigert wird“.

„Die Teilentladungsaussetzspannung U_e ist jene Spannung, bei der wiederholt auftretende TE im Prüfobjekt aufhören aufzutreten, wenn die an den Prüfling angelegte Spannung allmählich von einem höheren Wert, bei dem TE beobachtet werden, abgesenkt wird“.

5.2 Entstehungsarten

Durch die Vielzahl an verschiedenen Typen von elektrischen Maschinen gibt es auch eine Reihe von unterschiedlichen, möglichen Entstehungsorten. Diese Diversität kommt aufgrund der Unterschiede wie beispielsweise im Maschinendesign, im verarbeiteten Material, der Herstellung, der Betriebsweise, der Wartungsplanung oder des Isolationsaufbaus zustande [IEEE1434].

Gerade diese Isolation ist aber im Laufe des Betriebes einer elektrischen Maschine dauerhaften und/oder periodischen Belastungen ausgesetzt. Es sind dies jene bereits im Kapitel 2.4 angesprochenen TEAM-Belastungen, welche sowohl zu einer dauerhaften lokalen als auch globalen Verschlechterung der Isolierfähigkeit führen können [Kim95] [Kön87] [Obr08] [Sch88].

Generelle Ursachen für eine TE sind Verunreinigungen, Schäden oder schadhafte Stellen am Isoliermaterial sowie erhöhte Feldstärken durch Inhomogenitäten. Aus diesen Inhomogenitäten der dielektrischen Eigenschaften des isolierenden Materials kommt es zu

einer Erhöhung des elektrischen Feldes im Bereich der schadhaften Stelle und somit zu einem unvollkommenen Durchschlag der Isolierung. Unvollkommen deswegen, da der schadhafte Teil des Dielektrikums nur teilweise überbrückt wird [Lem08] [IEC60270].

Diese Erhöhung des elektrischen Feldes im Bereich der Inhomogenitäten ist folgend zu erklären: Da es sich bei der Statorisolierung um ein Feststoffdielektrikum handelt, repräsentieren Schäden oder schadhafte Stellen zumeist Hohlräume im jeweilig betroffenen Isoliermaterial. Im Regelfall entstehen diese Hohlräume meistens durch Delaminierung der Isolierung von der Elektrode sowie der Delamination der Glimmerbänder untereinander (siehe Abbildung 6) [Obr08].

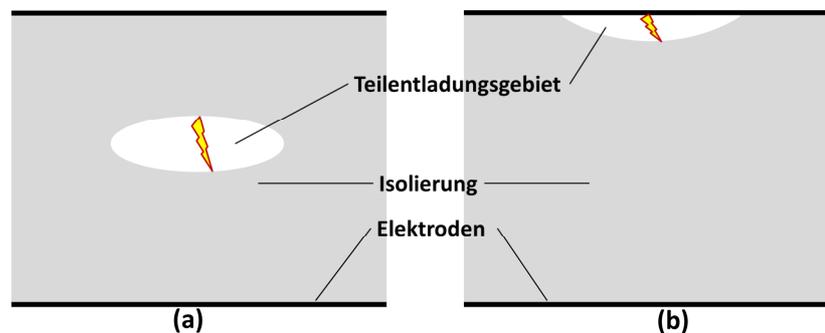


Abbildung 6: Mögliche Anordnungen für innere Teilentladungen:
 (a) Feststoffisolierung mit gasgefülltem Hohlraum
 (b) Hohlraum durch partielle Delamination der Isolierung von der Elektrode (nach [Küc09])

Dieser, beispielsweise mit Luft, gefüllte Hohlraum besitzt jedoch gegenüber dem ihn umgebenden festen Isolierstoff eine meist geringere relative Dielektrizitätszahl ϵ_r . Diese Dielektrizitätszahl ϵ_r stellt mitunter auch den Zusammenhang zwischen elektrischer Feldstärke \vec{E} und elektrischer Verschiebungsdichte \vec{D} her [Küc09] [Lin08]:

$$\vec{D} = \epsilon_0 \epsilon_r \vec{E} \quad (5)$$

Durch Umformen der Gleichung (5) erhält man für die elektrische Feldstärke

$$\vec{E} = \frac{\vec{D}}{\epsilon_0 \epsilon_r}. \quad (6)$$

Somit kommt es zu einer Erhöhung der elektrischen Feldstärke innerhalb des Hohlraumes und dadurch zu dem zuvor erwähnten lokalen Durchschlag. Teilentladungen, welche auf jene eben beschriebene Weise entstehen werden auch als innere TE bezeichnet.

Ihr Gegenstück sind äußere TE, welche in Gasen zum Beispiel an spitzen Elektroden oder Leitern mit kleinem Krümmungsradius und auf Oberflächen von Feststoffisolierungen auftreten [Bin88] [Obr08] [Kön93], wobei Fluide bezüglich TE als (bedingt) selbstheilend angesehen werden können. Bei Entladungen entlang der Isolationsoberfläche können diese Entladungen irreversible Schäden am festen Isolierstoff anrichten [Lem08]. Diese Entladungen entstehen an der Grenzfläche zwischen zwei Isoliermedien unterschiedlicher dielektrischer Eigenschaften, wobei einer davon ein gasförmiger Isolierstoff ist. Abhängig von der Geometrie der Anordnung und unter der Wirkung der tangentialen Feldkomponente können sich Glimm-, gefolgt von Streamerentladungen oder direkt Streamerentladungen bilden. Aus diesen kann sich in weiterer Folge ein so genanntes Gleitstielbüschel entwickeln, welches zum vollständigen Überschlag führen kann [Küc09] [Sch09].

Der physikalische Hintergrund der inneren Teilentladungen kann durch den Townsend Mechanismus erklärt werden. Der gasgefüllte Hohlraum wird dabei von äußerer Strahlung (kosmischer Strahlung, Ultraviolett-Licht) durchsetzt, ungeachtet der Tatsache, dass sich jene Hohlräume im inneren der elektrischen Maschine befinden, da diese Strahlung auch in geschlossenen Anlagen und Geräte eindringt. Es besteht die Annahme, dass diese Strahlung energiereich genug ist, um an der negativen Elektrode oder Kathode ein Elektron aus seiner Bindung zu lösen. Dieses so genannte Startelektron erfährt in den ihn durchsetzenden elektrischen Feld eine kinetische Energie, welche es aus dem elektrischen Feld entnimmt. Durch die so entstehende Fortbewegung jenes Startelektrons in Richtung des elektrischen Feldes kommt es zu Zusammenstößen mit den Molekülen des Gases. Erreicht dieses Startelektron die nötige Ionisationsenergie, können diese Zusammenstöße verschiedenartige Reaktionen hervorrufen.

Für die Betrachtung von Entladungsvorgängen sind jedoch im Speziellen:

- die Stoßionisation – Bildung eines Ladungsträgerpaares,
- die Elektronenanlagerung – Bildung eines negativen Ions durch Einfangen des Elektrons,
- und die Anregung eines Elektrons des Moleküls in eine höherenergetische Schale – Emission eines Lichtquants,

von Bedeutung, wobei die Fähigkeit der Elektronenanlagerung (beispielsweise bei Schwefelhexafluorid SF_6) den Entladungsvorgang hemmt. Die verbleibenden zwei Reaktionen des Startelektrons können ihrerseits wieder neue Elektronen entstehen lassen, welche wiederum dieselbe kinetische Kraft erfahren und erneut weitere Elektronen bilden. Verantwortlich für das Auslösen neuer Elektronen sind dabei einerseits positive Ionen

(Stoßionisation), andererseits jene zuvor erwähnten Lichtquanten (Anregung), welche zur Kathode abdriften und neue Elektronen auslösen können.

Diesen Vorgang nennt man auch die Bildung einer Elektronenlawine. Wird die kritische Elektronenanzahl im Bereich von 10^8 Elektronen erreicht, kommt es zur Bildung eines leitfähigen Kanals und zum örtlichen Durchschlag im Hohlraum [Bin88] [Küc09] [Ped70].

5.3 Bedeutung von Teilentladungen

Durch auf den in Kapitel 2 eingegangenen komplexen Aufbau der Wicklung und Isolierung elektrischer Energiewandler ist die Entstehung von TE sowohl vielfältig als auch nicht immer exakt bestimmbar. Sie sind bei rotierenden elektrischen Maschinen jedoch meist ein Indikator für kleine Schadstellen an Teilen der Isolierung. Diese Schadstellen können sich in weiterer Folge entweder zu einem elektrischen oder mechanischen Bruch weiterentwickeln.

Eine TE kann somit ein Zeichen sein für [IEC60270] [IEEE1434] [Obr08]:

- eine Delaminierung der Glimmerbänder – Ablösung der Glimmerbänder durch thermische oder mechanische Belastung,
- einen mechanischen Abrieb – durch eine nicht ausreichend befestigte Wicklung kommt es zu vertikalen Verschiebungen der Stäbe und somit zum Abrieb der Isolierung,
- eine schlechte Kontaktierung des AGS mit den EGS,
- einen Isolationsfehler im Wickelkopfbereich.

5.4 Teilentladungsmesskreis

Zur Erklärung von TE-Vorgängen kann das im Jahre 1932 von Gemant und Philippoff entwickelte Ersatzschaltbild herangezogen werden. Abbildung 7 auf Seite 32 zeigt dabei schematisch den Aufbau eines Isolators mit einer schadhaften Stelle in Form eines gasgefüllten Hohlraumes, welcher von zwei Elektroden kontaktiert wird und das dazugehörige Ersatzschaltbild bei Vernachlässigung der geringen elektrischen Verluste des Dielektrikums [Bin88] [Kön93].

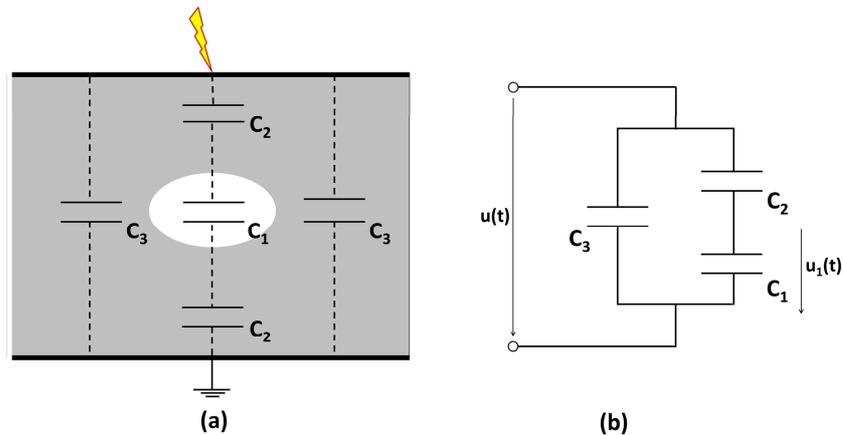


Abbildung 7: (a) Schematische Darstellung eines hohlraumbehafteten Dielektrikums
 (b) Ersatzschaltbild nach Gemant und Philippoff
 (a-b-c Modell) (nach [Bin88] [Lem08] [Kön93])

Die Kapazität C_1 stellt dabei die Kapazität des Hohlraumes, C_2 jene „gesunde“ Stelle des Dielektrikums zwischen Hohlraum und Elektrode und Kapazität C_3 , welche die Kapazität des restlichen Dielektrikums darstellt und im Ersatzschaltbild parallel zu C_1 und C_2 angeordnet ist. Für die weiteren Berechnungen wird von einem idealisierten Ersatzschaltbild ausgegangen, in welchem C_1 als Plattenfunkenstrecke angesehen werden kann [Bin88] [Kön93].

Wird nun an die Klemmen der Ersatzschaltung die Prüfspannung $u(t)$ angelegt, kommt es an der Hohlraumkapazität gemäß der kapazitiven Spannungsteilerregel zum Spannungsabfall

$$u_1(t) = \frac{C_2}{C_1 + C_2} \cdot u(t) \quad (7)$$

Diese Spannung bleibt solange aufrecht, bis die Feldstärke im Hohlraum einen ausreichend hohen Wert erlangt, welche ausreicht um die selbständige Auslösung von Elektronen zu gewährleisten (Elektronenlawine durch Stoßionisation, siehe Kapitel 5.2). Durch diese Elektronenlawine kommt es dann zur Zündung der Funkenstrecke. Aufgrund dieser Zündung, welche einen leitfähigen Kanal im Hohlraum herstellt, kommt es zu einer Entladung von C_1 bis zur Löschspannung. Nach Erreichen der Löschspannung endet die Entladung von C_1 , da nicht mehr genügen sekundäre Elektronen freigesetzt werden. Während dieses Entladevorganges wird die Kapazität C_2 auf die Spannung

$$u_2(t) = u(t) - u_1(t) \quad (8)$$

aufgeladen, wobei der Verschiebungsstrom über C_2 für eine Wiederaufladung von C_1 sorgt. Jene zusätzliche Ladung, welche C_2 durch die Entladung von C_1 enthält, bewirkt in der

nächsten Halbschwingung der Prüfspannung eine zusätzliche Spannung über C_1 , wodurch die Zündung schon früher erfolgt und es somit zu einem stabilen TE-Impuls kommt [Mar08] [Por96]. Die Ladungsmenge, welche im Hohlraum zu fließen beginnt, ist im Allgemeinen nicht direkt messbar, jedoch kommt es zu einem Spannungseinbruch an den Prüfklemmen. Dieser Spannungseinbruch kann in weiterer Folge zur Diagnose verwendet werden.

An C_1 ruft die umgesetzte Ladung Δq_1 einen impulsartigen Spannungseinbruch

$$\Delta u_1(t) = \frac{\Delta q_1}{C_1} \quad (9)$$

hervor, somit ergibt sich für die Änderung der Prüfspannung

$$\Delta u(t) = \frac{C_2}{C_2 + C_3} \cdot \frac{\Delta q_1}{C_1}. \quad (10)$$

Genauere Werte für die Kapazitäten sind jedoch nicht bekannt, somit kann die tatsächlich umgesetzte Ladung nicht eindeutig bestimmt werden. Aufgrund dessen wurde der Term der scheinbaren Ladung Q eingeführt, wobei für Q gilt [Küc09]:

$$Q = \Delta q \cdot \frac{C_2}{C_1} \quad (11)$$

(Δq stellt hierbei die tatsächlich im Hohlraum umgesetzte Ladung dar). Diese scheinbare Ladung Q ist jene Ladung, welche an den Prüfklemmen eingespeist werden müsste, um den gleichen Spannungseinbruch $\Delta u(t)$ an den Klemmen zu erzeugen [Mar08]. Es handelt sich bei der scheinbaren Ladung Q somit um eine essentielle Größe bei der TE-Messung. In der Norm findet sich folgende Definition zur scheinbaren Ladung Q [IEC60270]:

„Scheinbare Ladung Q eines Teilentladungsimpulses ist die Ladung, die, wenn sie innerhalb einer sehr kurzen Zeit zwischen den Anschlüssen des Prüfobjektes in einen festgelegten Prüfkreis eingespeist wird, dieselbe Anzeige auf dem Messgerät geben würde wie der TE-Impuls selbst. Die scheinbare Ladung wird gewöhnlich in Picocoulomb (pC) ausgedrückt“.

5.4.1 Grundsaltungen zur Erfassung von TE

Für die Auskopplung und Detektion von TE gibt es verschiedene Messsysteme, welche für eine Diagnose herangezogen werden können. So gibt es neben den nichtkonventionellen Auskopplern wie kapazitive oder magnetische Sensoren, Rogowski-Spulen oder Antennen auch drei grundsätzliche Diagnoseverfahren [Küc09]. Dies sind zum einen die Nicht-elektrischen Methoden, welche die akustische Laufzeitmessung, die optische Entladungserfassung und die chemische Analyse beinhalten, und zum anderen die

elektrische Methoden. Bei den elektrischen unterscheidet man zwischen einer Ultrahochfrequenz-TE-Diagnose (UHF-TE-Diagnose) und der klassischen TE-Interpretation mittels Auskopplung einer scheinbaren Ladung [Mar08]. Hierbei wird auf die letztgenannte Methode näher eingegangen, da die kapazitive Auskopplung auch die bei dieser Arbeit verwendete Messmethode darstellt.

Die Norm nennt vier Grundschaltungen für die galvanische Auskopplung von TE. Die vier verschiedenen Arten laut IEC60270 sind ein Messaufbau mit

- der Koppereinheit in Reihe mit den Koppelkondensator (siehe Abbildung 8),
- der Koppereinheit in Reihe mit den Prüfling (siehe Abbildung 9),
- einer Brückenschaltung,
- einem Prüfkreis zur Polaritätsdiskriminierung.

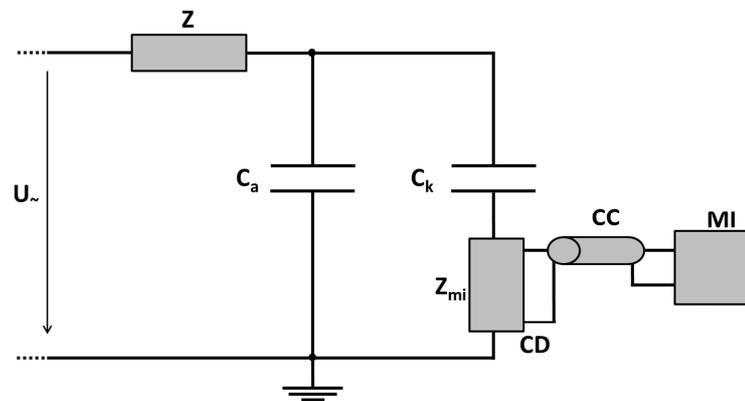


Abbildung 8: Grundschaltung mit der Koppereinheit CD in Reihe mit dem Koppelkondensator (nach [IEC60270])

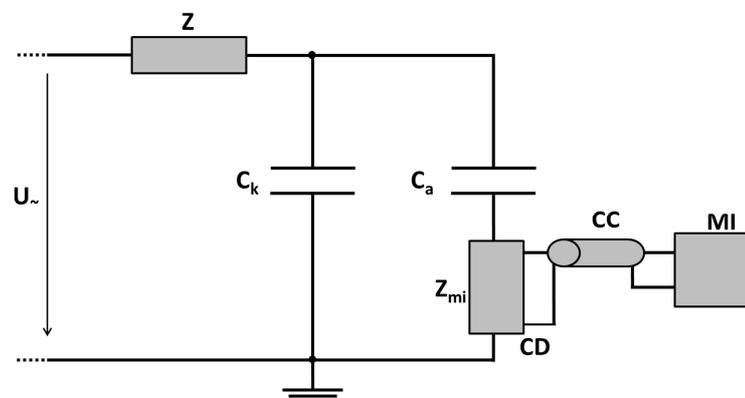


Abbildung 9: Grundschaltung mit der Koppereinheit CD in Reihe mit dem Prüfling (nach [IEC60270])

Die grundlegenden Bestandteile eines TE-Messkreises sind aus den Abbildungen 8 und 9 auf der Seite 34 ersichtlich. Es handelt sich dabei um [IEC60270]:

- eine Hochspannungsversorgung U_{\sim}
- einen Filter Z (optional)
- einer Eingangsimpedanz Z_{mi} des Messsystems
- einer Verbindungsleitung CC
- einen Prüfling C_a
- einen Koppelkondensator C_k
- eine Koppeleinheit CD
- ein Messgerät MI .

5.4.2 Anforderungen an den Prüfaufbau

Vor der TE-Messung an Prüflingen muss zuerst der Prüfaufbau ohne den Prüfling selber auf seine TE-Aktivität untersucht werden. Dieser sollte einen ausreichend geringen TE-Pegel aufweisen können um die TE-Messung mit dem Prüfling nicht zu verfälschen. Dabei kann der Einbau eines Filters zwischen der Hochspannungsseite und dem Prüfling hilfreich sein [IEC60270].

5.4.2.1 Koppelkondensator C_k

Der Koppelkondensator C_k dient der Übertragung des Hochfrequenzspektrums an die Koppeleinheit CD und soll diese zusätzlich von Oberwellen der Hochspannungsversorgung U_{\sim} entkoppeln. In Bezug auf seine Eigenschaften sollte dieser induktionsarm, spannungsfest und einen möglichst geringen TE-Pegel aufweisen oder bestenfalls TE-frei sein. Der Koppelkondensator ist auch einer der wesentlichsten Einflussparameter für die Empfindlichkeit des gesamten TE-Messkreises. Kommt es zu einer TE im Prüfling, so kommt es zu einem Spannungseinbruch $\Delta u_1(t)$ laut Gleichung 9. Dieser Spannungseinbruch verursacht nun einen Ausgleichsstrom, welcher gemäß dem Bauteilgesetz einen Wert von

$$i_a = C \cdot \frac{d(\Delta u_1(t))}{dt} \quad (12)$$

annimmt. Der Ausgleichsstrom, welcher über den Koppelkondensator C_k geführt wird, ist umso größer, je größer C_k im Verhältnis zur Prüflingskapazität C_a ist.

$$Q_m = Q \cdot \frac{C_k}{C_k + C_p} \quad (13)$$

Ist nun $C_k \gg C_p$, so ist die gemessene Ladung Q_m theoretisch gleich der scheinbaren Ladung Q . In der Realität ist jedoch oftmals mit einer hohen Kapazität des Prüflings zu rechnen (beispielsweise besitzt der Phasenstrang einer Hochspannungsmaschine einen Kapazitätswert größer als 100nF) [Bin88] [IEC60034] [IEC60270] [Kön93] [Lem08] [Obr08].

Um trotzdem eine hohe Empfindlichkeit zu erreichen finden sich in der Literatur Richtwerte für das Verhältnis von C_k zu C_p , wobei entweder [Lem08] [Por96]

$$C_k \geq 10 \cdot C_p \quad (14)$$

oder

$$\frac{C_k}{C_p} > 0.1 \quad (15)$$

gilt.

5.4.2.2 Koppereinheit CD

Gebräuchlicher Weise handelt es sich bei der Koppereinheit um ein aktives oder passives Netzwerk mit vier Anschlüssen, einen so genannten Vierpol. Die Aufgabe dieses Vierpols ist es, den durch die TE hervorgerufenen Stromimpuls mithilfe seiner Eingangsimpedanz Z_{mi} in ein Ausgangsspannungssignal umzuwandeln, welche mittels der Verbindungsleitung CC an das Messgerät MI übertragen wird. Um die zuvor erwähnte größtmögliche Empfindlichkeit, neben der baulichen Maßnahme, zu erreichen, sollten diese Verbindungsleitungen so kurz wie möglich gehalten werden und die Koppereinheit auch physisch nächstmöglich zum Koppelkondensator angeschlossen sein. Eine weitere Aufgabe der Koppereinheit ist auch die gleichzeitige Filterung des Signales nach Harmonischen, welche durch eine angelegte Wechselprüfspannung entstehen können [IEC60270] [Lem08].

5.4.2.3 Prüfling C_a

Sollten nicht spezielle Testverfahren für den Prüfling, beispielsweise Kriechfestigkeitsprüfung, vorgesehen sein, so muss der Prüfling eine trockene und saubere Oberfläche sowie Umgebungstemperatur während der Prüfung aufweisen. Kommt es zu Verunreinigungen der Oberfläche, so kann es auf der Oberfläche zu TE in Form von Gleitentladungen kommen.

5.5 TE-Messsystem

Das TE-Messsystem setzt sich aus der Koppereinheit CD (siehe Kapitel 5.4.2.2) und dem eigentlichen Messgerät MI zusammen. Das Messgerät MI ist dabei für die

Weiterverarbeitung des über Koppelkondensator und Koppereinheit erfassten TE-Impulses verantwortlich. Laut [Bin88] können dabei folgende Messprinzipien unterschieden werden:

- schmal- und breitbandige quasi-integrierende TE-Messgeräte,
- breitbandige Geräte mit „echtem“ elektronischen Integratoren,
- Ultra-Wide-Band-Detektoren (Bandbreiten bis zu 1 GHz),
- Störspannungsmessgeräte.

Für die TE-Messung an rotierenden elektrischen Maschinen hat sich die Methode der schmal- und breitbandigen quasi-integrierenden Messgeräten (quasi deswegen, da der zu integrierende Impuls aufgrund von Dämpfungen in der Koppereinheit nur noch in der Amplitude dem Impuls der scheinbaren Ladung proportional ist) als am geeignetsten ergeben, die anderen Methoden sind der Vollständigkeit halber erwähnt. Die letztgenannte Methode der Störspannungsmessgeräte wurde dabei vermehrt in den Anfängen der TE-Messung benützt, heutzutage wird sie hauptsächlich für orientierende TE-Messungen herangezogen, da sie den Anforderungen der IEC60270 nicht mehr entspricht [Küc09] [Bin88].

Die quasi-Integration kann sowohl durch analoge als auch durch digitale Signalverarbeitung erfolgen. Aufgrund der rasanten Entwicklung von sehr leistungsstarken und schnellen Rechner werden mittlerweile die Teilentladungsmessgeräte digital realisiert. Dazu gibt es zwei grundsätzliche Messprinzipien [Lem08].

Das erste basiert auf der Idee einer analogen Vorverarbeitung des Ladungsimpulses mit nachfolgender digitaler Visualisierung und Auswertung. Es handelt sich in diesem Fall um eine Mischung aus analoger und digitaler Signalverarbeitung, da zuerst der TE-Impuls mittels Bandpassfilter analog quasi-integriert, und nach anschließender A/D-Wandlung von einem Rechner weiterverarbeitet wird [Lem08]:

Da mit dem Fortschritt und der Entwicklung von schnellen Rechnern auch die Entwicklung der Halbleitertechnologie einhergeht, sind gegenwärtig auch preiswerte AD-Hochgeschwindigkeitswandler verfügbar [War92]. Diese sind die Basis für das zweite Messprinzip, welches den ausgekoppelten TE-Impuls ohne analoge Vorstufe in Echtzeit digitalisiert. Die quasi-Integration mittels Bandpassfilter erfolgt dadurch im bereits digitalisierten Bereich mit Hilfe eines FPGA (Field-Programmable-Gate-Array), die nachfolgende Visualisierung und Speicherung analog zum ersten Messprinzip. Aufgrund seiner vielen Vorteile hat sich gegenwärtig das zweite Messprinzip durchgesetzt. Die Vorteile der direkten Digitalisierung sind [Küc09] [Lem08]:

- Bandbreite und Mitten- bzw. Grenzfrequenzen sind völlig frei einstellbar,
- Speicherungsmöglichkeit vom
 - Zeitpunkt t_i des TE-Einsatzes,
 - aktuellen Ladung zum Zeitpunkt t_i ,
 - Prüfspannung zum Zeitpunkt t_i ,
 - Phasenlage zum Zeitpunkt t_i ,
- Störpulsunterdrückung,
- Gruppierung von TE-Mustern.

5.5.1 Darstellungsarten von Entladungsdaten

Die analoge TE-Messung startete 1952 mit den ersten Messungen von Ladungen in pC anstatt in der früher benutzten Einheit μV [Kol08]. Ursprünglich war es üblich, die Ladung über der Zeit darzustellen. Erst mit der ersten und zweiten Veröffentlichung der Norm IEC60270 wurde die Darstellung der Ladung über die Phase empfohlen. Erste Ansätze erfolgten mit einem Kathodenstrahl- bzw. Elektronenstrahloszilloskop, jedoch waren diese Messungen nur Momentaufnahmen oder Schnappschüsse der TE-Impulse [Lem08]. Erst mit der Einführung von Computerunterstützten TE-Messsystemen konnte auch dieses Problem gelöst werden.

5.5.1.1 Φ -q-n Pattern

Eine sehr häufig benutzte Variante der Darstellungsform ist die der so genannten Φ -q-n Pattern, diese wird auch speziell für die Überprüfung und Diagnose von Isolierungen für Statorwicklungen empfohlen [IEC60034]. Die TE-Ereignisse werden dabei als Ladungspunkte mit der Amplitude q über der Phase Φ aufgetragen, als dritte Dimension dient dabei die Anzahl n der erfolgten TE-Ereignisse.

Die Visualisierung kann dabei entweder in einer 2D- oder in einer 3D-Darstellung erfolgen. Bei der 2D Darstellung wird die dritte Dimension mittels einer Farbcodierung repräsentiert, bei einer 3D Darstellung erfolgt die Darstellung von n über eine der drei Koordinatenachsen, im Regelfall über der z-Achse [Küc09] [Lem08]. Durch die Zuordnung des stochastischen Auftretens der TE-Impulse zu charakteristischen Mustern konnten aufgrund von Erfahrungen bestimmte Ursachen für verschiedene Muster gefunden werden (siehe Kapitel 5.6.1) [Hoo08].

Eine bedeutende Schwierigkeit dieser Darstellung ist, dass es leicht zu Überlagerungen der einzelnen TE-Impulse kommen kann. Dadurch gehen Informationen über die Variation der TE-Aktivität und den deterministischen Zusammenhang zwischen den einzelnen TE-

Impulsen verloren, was beispielsweise bei der Darstellung der Ladung über der Zeit nicht der Fall ist [Küc09] [Tay10]. Weitere Schwierigkeiten bei der Interpretation können sich durch eine verzerrte Prüfspannung ergeben, oder wenn die Phasenlage sich aufgrund von Raumladungsfeldern (bei niederfrequenter Wechselspannung, very low frequency, VLF) verschiebt [Küc09].

5.5.1.2 Puls-Sequenz-Analyse (PSA)

Die Puls-Sequenz-Analyse (PSA) oder Pulsfolgenanalyse bietet eine Möglichkeit, den deterministischen Zusammenhang, welcher bei den Φ -q-n Pattern verloren geht, zwischen den einzelnen TE-Impulsen visuell darzustellen. Es handelt sich dabei um ein Verfahren mittels Autokorrelation, welches sich auf der Erkenntnis stützt, dass jeder einzelne TE-Impuls die Bedingungen für den jeweils nächsten Impuls beeinflusst. Es werden somit die Impulse nicht mit einer externen Größe, sondern untereinander verglichen. Dazu wird meist neben der Ladung q noch die Phasenlage φ_n des Impulses, der Zeitpunkt t_n des Auftretens des Impulses oder der Augenblickswert der anliegenden Prüfspannung u_n als Impulsinformation hinzugezogen.

5.5.1.3 Synchroner Mehrkanal-TE-Messung

Die synchrone Mehrkanal-TE-Messung kam in dieser Arbeit nicht zur praktischen Anwendung, sei aber hier der Vollständigkeit halber erwähnt.

Durch das Vorhandensein mehrerer Fehlerstellen im Isoliersystem stößt auch die Puls-Sequenz-Analyse gleich wie die phasenaufgelöste Darstellung auf ihre Grenzen, da diese unterschiedlichen Fehlerquellen nicht mehr eindeutig unterschieden werden können [Küc09]. Abhilfe bietet hierbei die synchrone Mehrkanal-TE-Messung. Sie ist in der Lage, gemessene Signale ihren unterschiedlichen Quellen zuzuordnen.

Der Grundgedanke liegt dabei im Ausbreitungsverhalten eines TE-Impulses. Beim Auftreten eines solchen kommt es aufgrund des komplexen Aufbaus der Wicklungen zu kapazitiven und induktiven Kopplungen von der betroffenen Wicklung zu ihren Nachbarwicklungen. Eine TE-Quelle erzeugt somit ein so genanntes TE-Tripel, welches durch Überkopplung auf die zwei anderen gesunden Phasen entsteht. Dieses Tripel wird an mehreren Kanälen erfasst, der auslösende Impuls mit den überkoppelten verglichen und in ein Verhältnis gesetzt. Aus diesem Verhältnis lassen sich diese Tripel in Koordinaten umrechnen, welche mittels Vektoraddition einen Punkt in einem Sterndiagramm abbilden. Dieses Sterndiagramm besteht aus drei um 120° gegeneinander verschobenen Achsen, welche die drei Phasen einer Maschine nachbilden. Durch mehrfache Messung der TE einer Fehlstelle ergeben diese TE-Tripel eine dichte Konzentration im Diagramm, welche auch als Cluster bezeichnet

werden. Somit können unterschiedliche TE-Quellen von den stochastisch auftretenden Störern unterschieden werden [Küc09] [Obr08] [Ret08].

Gegenwärtig gibt es dazu drei Verfahren, das 3PARD (3 Phase Amplitude Relation Diagram), das 3PTRD (3 Phase Time Relation Diagram) und das 3CFRD (3 Center Frequency Relation Diagram), wobei das 3CFRD eine Sonderform der Mehrkanalsysteme darstellt.

5.5.1.4 Statistischer Fingerprint

Die Fähigkeit der Speicherung von TE-Daten ermöglichte auch eine statistische Analyse dieser. Ausgehend von bekannten Fehlern wird von dem zu untersuchenden Prüfling bzw. Prüflingen ein so genannter Fingerprint erstellt. Dieser stellt sich meist aus 15 Parametern zusammen, welche mathematisch berechnet werden. Nach Berechnung des Fingerprints kommt es zu einem Vergleich von diesen mit einer Datei von bekannten Standardfehlern. Dieses Verfahren basiert somit nicht auf physikalischen Grundlagen sondern auf statistischen Erfahrungswerten und Ähnlichkeiten [Gu193] [Kre93] [Küc09] [Lem08].

5.6 Teilentladungsdiagnose und Interpretation

Bevor ein elektrisches Betriebsmittel oder die/der Prüfling/e auf ihre TE-Aktivität untersucht werden können, ist es unerlässlich, zuvor auch den Prüfaufbau und die darin enthaltenen Bauteile auf ihre TE-Aktivität bzw. mögliche Störeinflüsse zu untersuchen. Dazu wird der gesamte Prüfmesskreis exklusive Prüfling mit der maximal benötigten Prüfspannung belastet und dabei seine TE-Aktivität gemessen. Ist das Ergebnis zufriedenstellend, kann mit der Kalibrierung und der eigentlichen TE-Messung begonnen werden. Bei der Kalibrierung wird ein definierter Ladungsimpuls in den Messkreis eingespeist und die gemessene Ladung mit der eingespeisten verglichen und auf diesen kalibriert. Somit wird sichergestellt, dass das Messsystem in der Lage ist, die festgelegte TE-Stärke zu messen [IEC60270] [Sch09].

Eine der größten Herausforderungen in der Diagnostik von Hochspannungskomponenten mittels TE-Messungen liegt nicht in der Detektion, Auskopplung und Weiterverarbeitung der TE-Impulse mit größtmöglicher Sensitivität, sondern in der Interpretation und dem Verständnis der Messergebnisse selber und die damit verbundenen physikalischen und chemischen Prozesse welche mit der Alterung von elektrischen Betriebsmitteln einhergehen [Hoo02]. Trotzdem kann aufgrund von Erfahrungen und Messungen schon auf einige charakteristische Teilentladungsbilder bzw. Clusterbildungen in der Literatur bzw. Normen, beispielsweise [Küc09], [Obr08], oder [IEC60034] zurückgegriffen werden.

5.6.1 Interpretationsmöglichkeiten von Φ -q-n-Pattern

Essentiell bei der Interpretation von Φ -q-n-Pattern ist die Spannungsform der Prüfspannung. Kommt es durch Oberschwingungen zu Verzerrungen, resultiert das auch in einer Fehlinterpretation der Teilentladungsmuster. Wesentlich ist es deswegen, einen unverzerrten sinusförmigen Verlauf der Prüfspannung bereitzustellen [Küc09].

In [IEC60034] bzw. [Küc09] sind einige charakteristische TE-Bilder aufgelistet, wohingegen in [IEC60034] speziell für rotierende elektrische Maschinen TE-Muster durch Messungen zu finden sind. Die TE-Messung erfolgte dabei mittels der Grundschialtung mit dem Koppelkondensator C_k in Reihe mit dem Messgerät (siehe Kapitel 5.4.1).

Diese TE-Muster enthalten:

- Entladungen im Wickelkopfbereich (siehe Abbildung 10),
- Entladungen aufgrund von Delamination bzw. Hohlräumen (siehe Abbildung 11, Seite 42),
- Nutentladungen und Kontaktrauschen (siehe Abbildung 12, Seite 42).

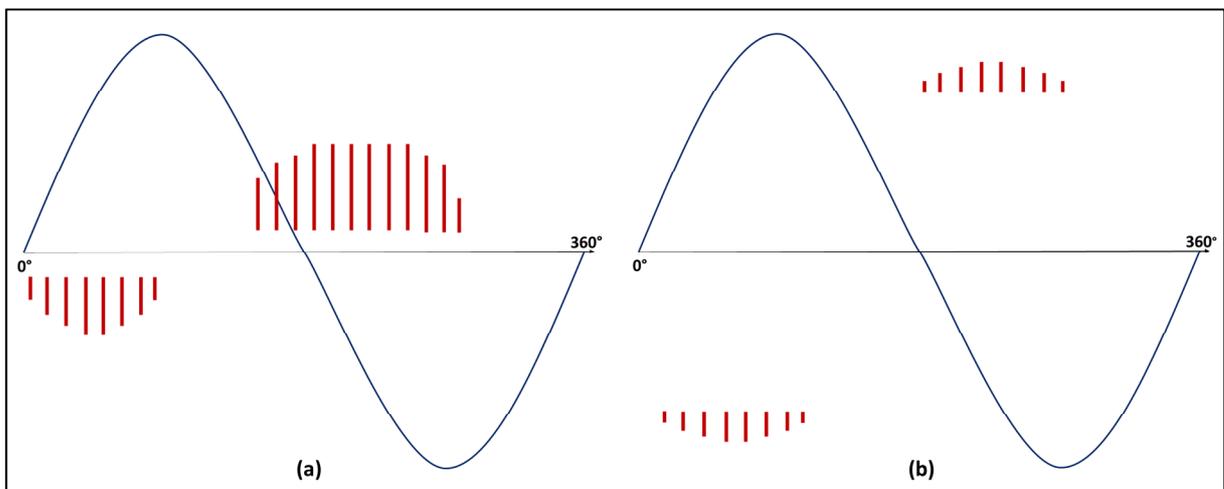


Abbildung 10: Entladungen im Wickelkopfbereich zwischen (a) AGS und EGS, (b) zwei Wicklungsstäben (nach [IEC60034])

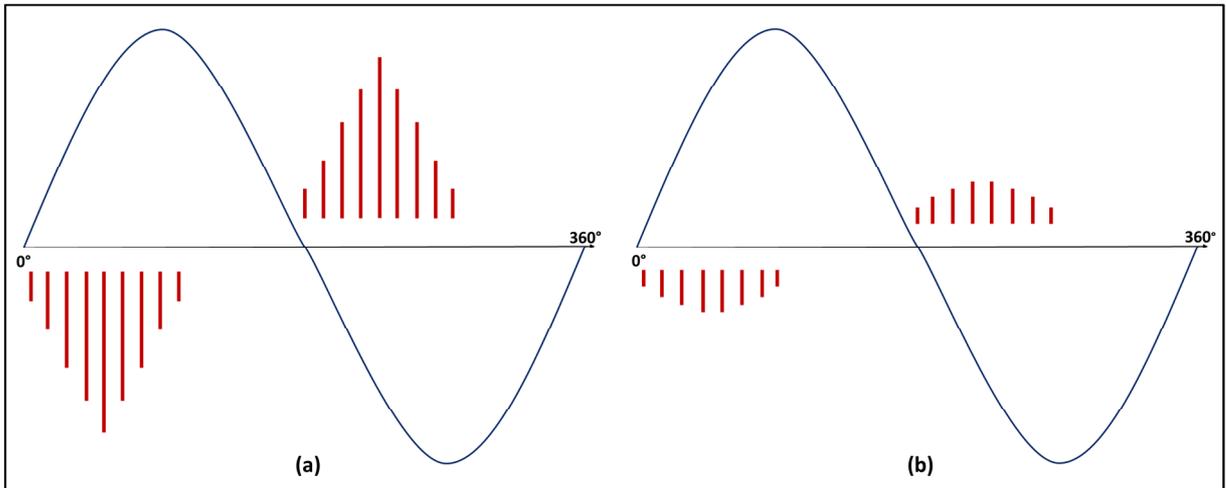


Abbildung 11: Entladungen aufgrund von (a) Delamination zwischen Hauptisolierung und Kupferleiterbündel
(b) Hohlraumentladungen in der Hauptisolierung (nach [IEC60034])

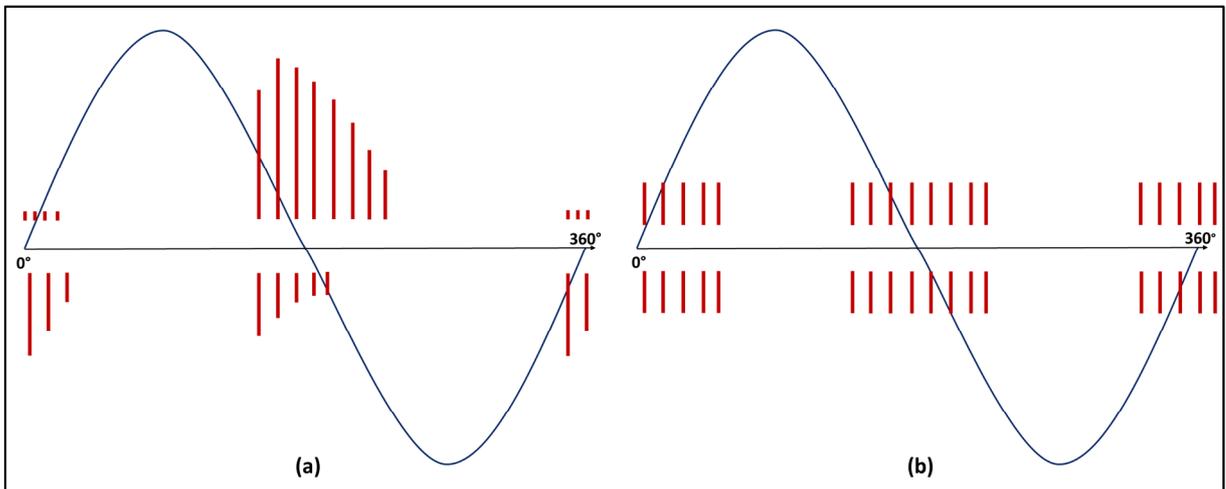


Abbildung 12: (a) Nutentladungen in luftgefüllten Hohlräumen zwischen Blechpaket und Wicklungsstab,
(b) Kontaktrauschen zwischen schlecht verbundenen Leitern (nach [IEC60034], [Küc09])

6 Praktische Versuchsdurchführung

Bei der praktischen Versuchsdurchführung war die grundsätzliche Aufgabe das Vermessen von sechs Spulen für elektrische Motoren. Es handelt sich dabei um von der Firma ELIN produzierte Spulen mit einer Nennspannung von 6kV. Diese wurden standardmäßig isoliert, jedoch ohne IGS, EGS und mit unterschiedlichen Materialien für den AGS versehen. Diese Prüflinge sollten einerseits auf ihr TE-Verhalten bei steigender Spannungsbelastung untersucht werden, andererseits sollte auch ihr Oberflächenwiderstand in $\Omega/\text{Quadrat}$ bestimmt werden.

6.1 TE-Messungen

Die erste Aufgabe bei den Versuchen an den sechs Prüflingen umfasste den Aufbau eines geeigneten TE-Messkreises und einer geerdeten Halterung für die verschiedenen Spulenkörper zur Kontaktierung des AGS. Der zweite Teil bestand aus der TE-Messung selber, wobei bei den jeweiligen Prüflingen folgende Parameter erfasst wurden:

- Anzahl der TE,
- Einsetz- und Aussetzspannung,
- Q(U)-Wert.

Die TE-Messungen an den verschiedenen Spulenkörpern wurden in sechs verschiedene Bereiche aufgeteilt:

- I. TE-Messungen mit dem ICMsystem-Messsystem von Power Diagnostic Systems[®]
- II. TE-Messung mit dem MPD600-Messsystem von OMICRON[®],
- III. Parallelmessung mit dem ICM-Messsystem von Power Diagnostic Systems[®] und dem MPD600-Messsystem,
- IV. Messung mittels Brückenschaltung, einmal mit dem MPD600-Messsystem im Prüflingskreis und einmal mit dem ICM-Messsystem im Prüflingskreis,
- V. TE-Messungen mit Variation der Bandbreite,
- VI. Durchschlagsversuche.

Die Messmethode war für alle Bereiche, bis auf die Durchschlagsversuche (VI) ident. Es wurde folgende Messprozedur für alle Prüflinge aus den Bereichen I bis V festgelegt: Ausgehend von einer vorher festgelegten Startspannung mit einem Wert von 2,4kV wurden

die Prüflinge in festgelegten Spannungsstufen bis zur 1,2-fachen Nennspannung von 7,2kV belastet. Das Inkrement zwischen diesen Spannungsstufen betrug dabei jeweils 0,6kV pro Stufe, die Mess- bzw. Belastungsdauer 20s pro Spannungsstufe. Nach dem Erreichen der 1,2-fachen Nennspannung wurde die Spannung wieder auf ihren Ausgangswert von 2,4kV abgesenkt, ebenfalls mit einem Inkrement von 0,6kV und einer Verweildauer von 20s pro Stufe.

Als Prüfaufbau für die Messung der TE an den Spulen wurde das elektrische Verfahren mit der Auskopplung des TE-Impulses mittels Koppelkondensator angewandt. Als Grundlage dazu dienten die Grundschaltungen aus Kapitel 5.4.1, in weiterer Folge kam es jedoch auch zu verschiedenen Variationen bzw. Erweiterung dieser Grundschaltungen.

Prüfaufbau A

Die ersten Messungen erfolgten mit dem Prüfaufbau gemäß Abbildung 13.

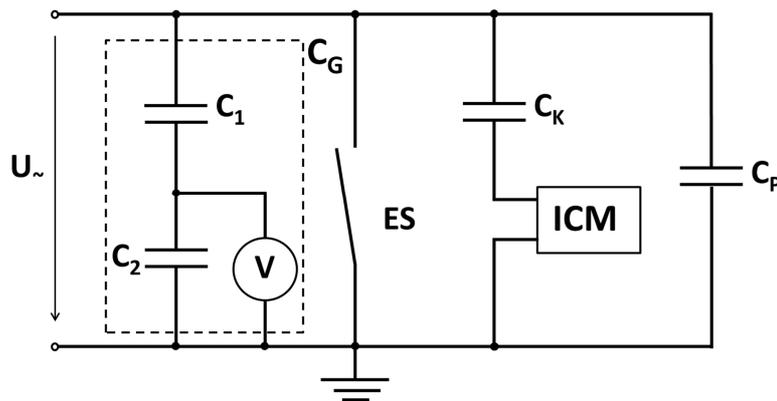


Abbildung 13: Ersatzschaltbild zu Prüfaufbau A (schematisch)

Die jeweiligen Bauteile, welche im Ersatzschaltbild aus Abbildung 13 ersichtlich sind:

- eine Prüfspannung U_{\sim} , welche von einem Prüftransformator (Nennspannung 100kV, Nennstrom 0.05A, 5kVA Gesamtleistung) bereitgestellt wird und über ein Schaltpult geregelt werden kann,
- ein Koppelkondensator C_K mit 1200pF,
- eine TE-Messeinheit (ICM),
- ein Erdungsschalter ES,

- ein Pressgaskondensator C_G , welcher einen kapazitiven Spannungsteiler aus C_1 und C_2 darstellt und für die Spannungsmessung verwendet wird (Teilverhältnis 10.000:1),
- einem Prüfling mit erdverbundener Halterung.

Prüfaufbau B

Prüfaufbau B ist vom Aufbau her ident mit Aufbau A, einziger Unterschied ist, dass statt dem ICM-Messsystem das MPD600-Messsystem von OMIRON[®] verwendet wurde (siehe Abbildung 14)

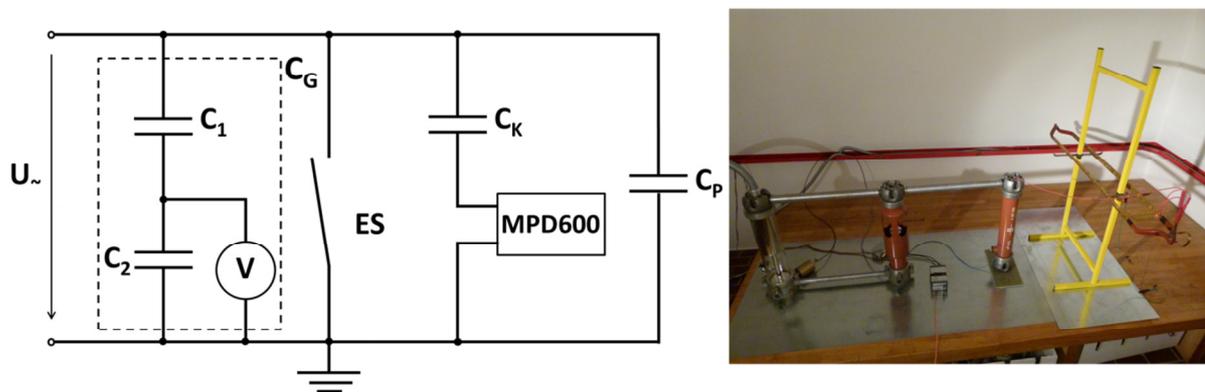


Abbildung 14: Ersatzschaltbild zu Prüfaufbau B (schematisch, links) und praktischer Aufbau im Labor (rechts)

Alle Bauteile sind, wie in der Abbildung 14 rechts zu erkennen ist, auf zwei leitenden Metallplatten aufgebracht, welche geerdet sind. Einzige Ausnahme stellt der Koppelkondensator dar, welcher auf eine isolierende Bodenplatte gestellt wurde. Zu Prüfaufbau B sei noch anzumerken, dass mit diesem sowohl die TE-Messungen mit Variation des Frequenzbandes, als auch die Durchschlagsversuche durchgeführt wurden.

Prüfaufbau C

Prüfaufbau C ist der Zusammenschluss von Prüfaufbau A und B mit einer parallel geschalteten TE-Messung (siehe Abbildung 15, Seite 46).

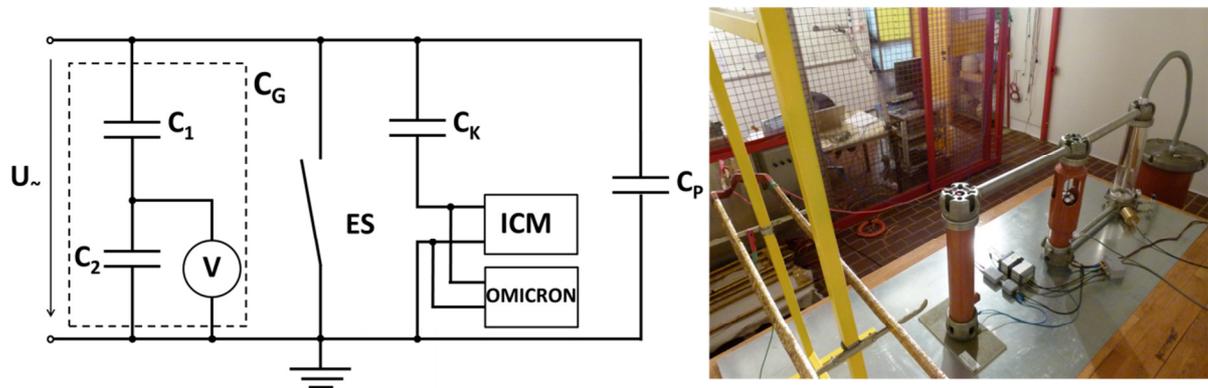


Abbildung 15: Ersatzschaltbild zu Prüfaufbau C (schematisch, links) und praktischer Aufbau im Labor (rechts)

Prüfaufbau D

Beim Prüfaufbau D kam es zur ersten Variante der Messung eines TE-Impulses mithilfe einer Brückenschaltung zweier Messsysteme. Die Kapazitäten C_K und C_P müssen nicht den gleichen Wert aufweisen, sollten aber bevorzugt in der gleichen Größenordnung liegen [IEC60270]. Der Prüfling wurde isoliert aufgestellt, und es erfolgt eine TE-Messung sowohl im Koppelkreis als auch im Prüflingskreis (siehe Abbildung 16). Im Falle des Prüfaufbau D wurde das ICM in den Koppelkreis und das MPD600 in den Prüflingskreis geschaltet.

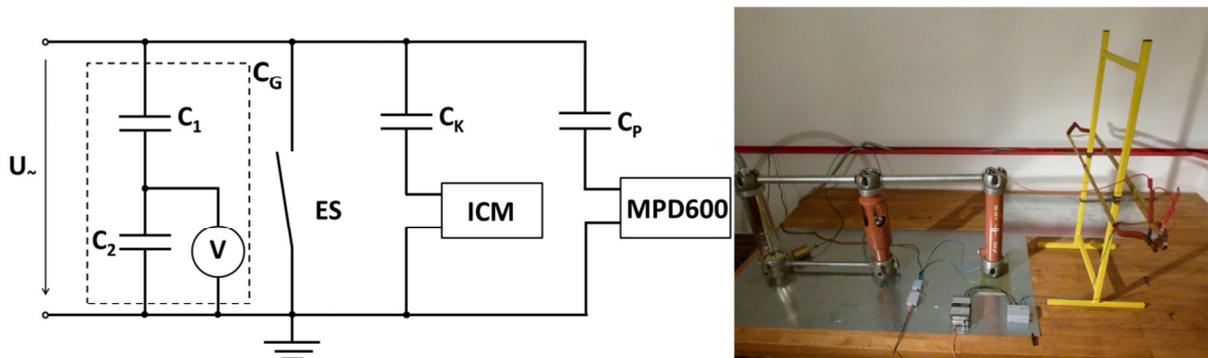


Abbildung 16: Ersatzschaltbild zu Prüfaufbau D (schematisch, links) und praktischer Aufbau zur Brückenschaltung mit ICM-Messsystem im Koppelkreis

Prüfaufbau E

Prüfaufbau E ist vom Aufbau her ident mit Prüfaufbau D, einziger Unterschied dieser Variante ist, dass die beiden Messsysteme vertauscht wurden. Somit wurde das ICM in den Prüflingskreis, und das MPD600 in den Koppelkreis geschaltet (siehe Abbildung 17, Seite 47).

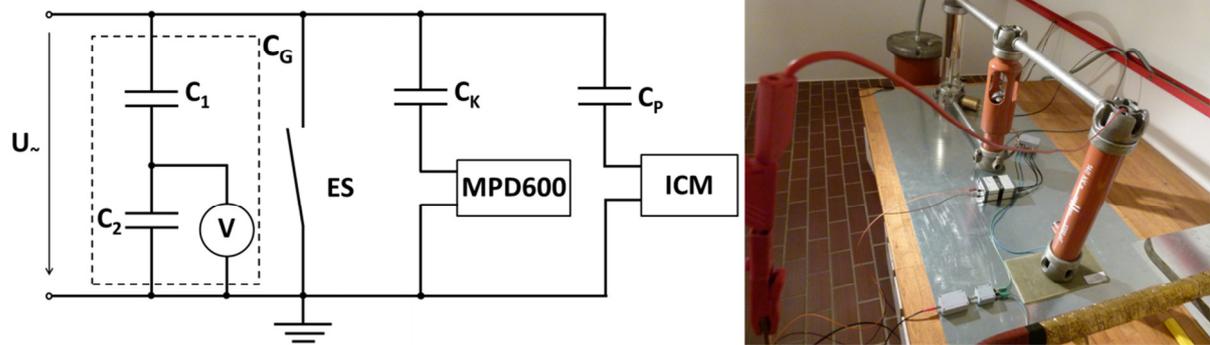


Abbildung 17: Ersatzschaltbild zu Prüfaufbau E (schematisch, links) und praktischer Aufbau zur Brückenschaltung mit MPD600-Messsystem im Koppelkreis

Zur übersichtlicheren Darstellung sind alle verschiedenen Messeinstellungen, Prüfaufbauten und verwendeten Messsysteme nochmals in der Tabelle 2 ersichtlich.

Tabelle 2: Übersicht der verschiedenen Mess- und Prüfaufbauten

Prüfaufbau	Messsystem	Beanspruchungs- dauer in s	Startwert in kV	Endwert in kV	Inkrement in kV
A	ICM	20	2,4	7,2	0,6
B	MPD600	20	2,4	7,2	0,6
C	ICM & MPD600 (Parallel)	20	2,4	7,2	0,6
D&E	ICM & MPD600 (Brückenschaltung)	20	2,4	7,2	0,6
B	MPD600 (Bandbreite)	20	2,4	7,2	0,6
B	MPD600	bis zum Durchschlag	-	-	$\frac{0,5kV}{s}$

6.1.1 TE-Messung mit dem ICM-Messsystem

Die Messung des TE-Impulses erfolgt beim ICM System nach der Auskopplung über C_K zuerst über einen Vierpol, gefolgt von einem Vorverstärker, welcher das Signal über Koaxialkabel an das TE-Messgerät überträgt. Dieses ist über eine Schnittstelle mit einem PC verbunden, auf welchem mittels einer Mess-Software die Darstellung der TE erfolgt.

Bei diesen Messungen wurde die bipolare Phasendarstellung verwendet, das heißt, die auftretenden TE-Impulse wurden über der Phase entsprechen ihrer Polarität dargestellt, wobei die Farbe ihre Häufigkeit darstellt. Zusätzlich erfolgte eine Aufspaltung in negative und positive scheinbare Ladung (siehe Abbildung 18 bzw. siehe Kapitel 5.5.1.1).

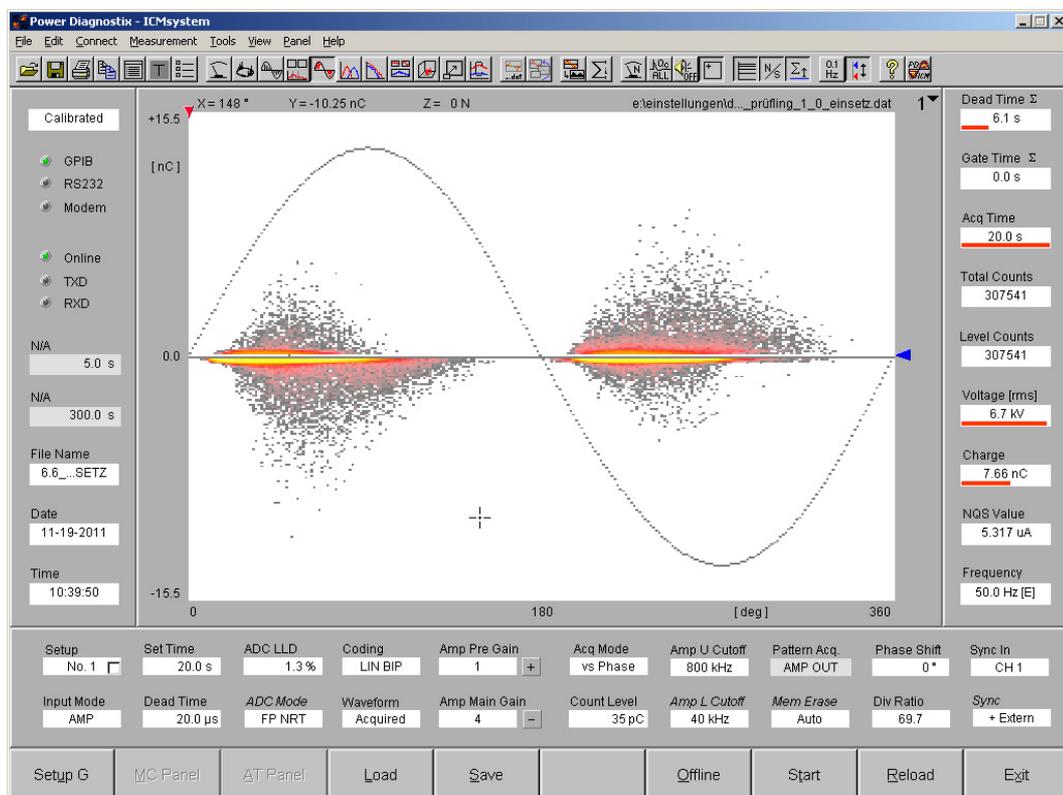


Abbildung 18: Controlpanel des ICM-Messsystems, Prüfling 1.0, Spannung 6,6kV, Beanspruchungsdauer 20s

Bevor die Messungen begonnen werden konnten, musste noch ein geeignetes Verstärkungsverhältnis am Controlpanel eingestellt werden. Das Hauptkriterium dabei war, eine Verstärkung für alle Prüflinge zu finden, bei welcher es zu keiner Übersteuerung des Messsystems kommen konnte, aber auch, um eine vergleichbare Messung mit den anderen Prüflingen zu ermöglichen. Somit wurden zuerst alle Prüflinge mit der 1,2-fachen Nennspannung von 7,2kV belastet, und die Verstärkung dann auf den Prüfling mit

der maximal aufgetretenen scheinbaren Ladung angepasst. Im Falle der Messungen mit den ICM und Prüfaufbau A ergaben sich folgende Einstellungen laut Tabelle 3.

Tabelle 3: Einstellungen für die Messungen aller Spulen mit dem ICM-Messsystem

<i>Dauer</i>	<i>Dead Time</i>	<i>LLD</i>	$\frac{\text{Vorverstärkung}}{\text{Hauptverstärkung}}$	<i>Frequenzbereich</i>
20s	20 μ s	1,3%	$\frac{1}{4}$	40 – 800 kHz

Die „Dead Time“ bezeichnet hier die jeweilige Totzeit, also jene Zeit, in der das Messsystem keinen Impuls misst. LLD ist die Kurzform für „Low-Level-Discriminator“ und bezeichnet das Abschneiden von TE-Impulsen in Prozent bezogen auf den Gesamtausschlag der Messskala.

Die Ergebnisse von den Messungen mit dem ICM gemäß Prüfaufbau A sind in den Abbildungen im Anhang A ersichtlich. Es sind dies zum einen die Anzahl der Teilentladungen über der jeweiligen Spannungsstufe und zum anderem der Q(U)-Wert.

6.1.2 TE-Messung mit dem MPD600-Messsystem

Die Messungen mit den MPD600-Messsystem von OMICRON[®] erfolgten mit den Prüfaufbau B, welcher bis auf das Messsystem ident mit Prüfaufbau A ist. Der ausgekoppelte TE-Impuls wird auch hier über einen Vierpol als Spannungsimpuls an das Messgerät übertragen, jedoch erfolgt die Übertragung von Messeinheit zur Schnittstelle nicht über Koaxialkabel wie beim ICM, sondern über LWL-Kabel. Auch der Controlpanel hat bei entsprechender Einstellung der TE-Impulse über die Phase Ähnlichkeiten mit der ICM Darstellung (siehe Abbildung 19, Seite 50). Bedeutendster Unterschied zum ICM-Messsystem ist, dass beim MPD600-Messsystem die Verstärkung automatisch vom System eingestellt, bzw. entsprechend der auftretenden scheinbaren Ladung nachjustiert wird. Die einzigen Einstellungen, welche somit vorgenommen wurden, war jene des LLD und der Dead Time auf denselben Wert wie beim ICM und die Einstellung des Frequenzbereichs für den Bandpassfilter. Das Frequenzband wurde dabei auf ein $f_{\text{Center}} = 500\text{kHz}$ und ein $\delta f = 300\text{kHz}$ eingestellt. Vor dem Start der jeweiligen Messung wurde pro Prüfling auch neu kalibriert. Die Ergebnisse dieser Messungen (Anzahl der TE und Q(U)-Wert) sind in Anhang B ersichtlich.

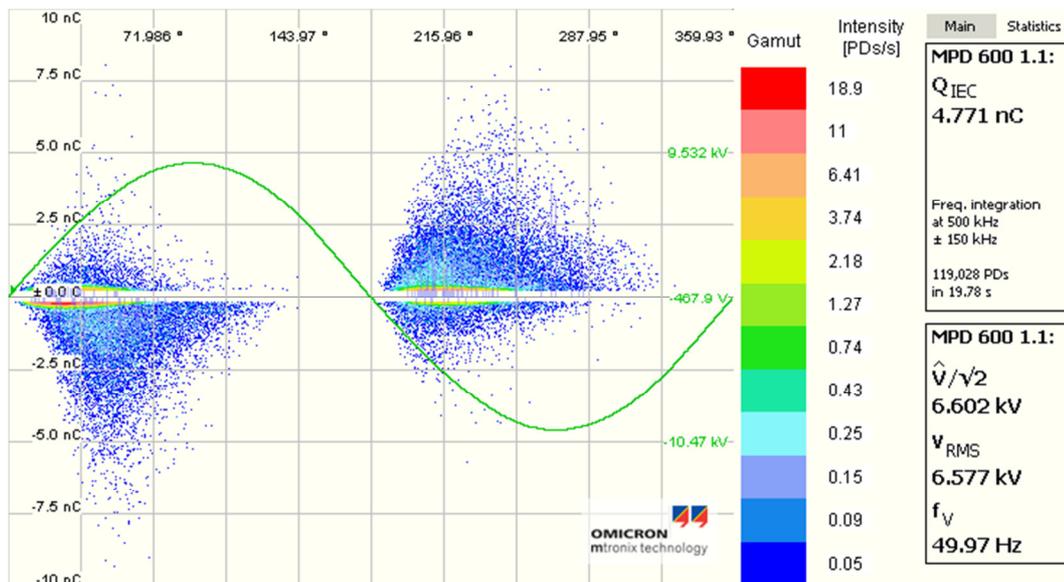


Abbildung 19: φ -q-n-pattern beim OMICRON Messsystem, Prüfling 1.0, Spannung 6,6kV, Beanspruchungsdauer 20s

6.1.3 Parallelmessung mit dem ICM- und MPD600-Messsystem

Hier erfolgte die erste TE-Messung der Spulenkörper bei gleichzeitigem Anschluss beider Messsysteme (siehe Prüfaufbau C). Die Schwierigkeit dieser Messungen lag darin, beide Systeme mit möglichst ähnlicher Messeinstellung zueinander anzupassen. In Bezug auf einen grundlegenden Faktor, nämlich die Verstärkung, ist man jedoch eingeschränkt, da das MPD600-Messsystem wie zuvor erwähnt die Verstärkung automatisch einstellt. Somit ist man nur auf eine Angleichung des LLD und der Dead Time beider Messsysteme beschränkt. Deswegen erfolgte zuerst die Einstellung der Verstärkung des ICM-Messsystems auf den TE-reichsten Prüfling, um eine Übersteuerung des Messsystems zu vermeiden. Aufgrund dessen war das ICM-Messsystem jedoch ungenauer bei der Messung von TE geringer Ladungen, da sich diese nicht im oberen Drittel der Messskala befanden. Die Kalibrierung erfolgte einmalig, und wurde pro Prüfling nicht mehr verändert.

Während den Messungen konnte die Beobachtung gemacht werden, dass es beim MPD600-Messsystem zu einer Phasenverschiebung der TE-Impulse zur Prüfspannung von ungefähr 90° kommt (siehe Abbildung 20, Seite 51). Es ist als sehr wahrscheinlich anzusehen, dass es aufgrund des parallelen Prüfaufbaus der Messsysteme zu einer gegenseitigen Beeinflussung bei der Messung der Phasenlage und somit zu einer verfälschten Darstellung der φ -q-n Pattern kommt. Die Ergebnisse dieser Messungen befinden sich in Anhang C.

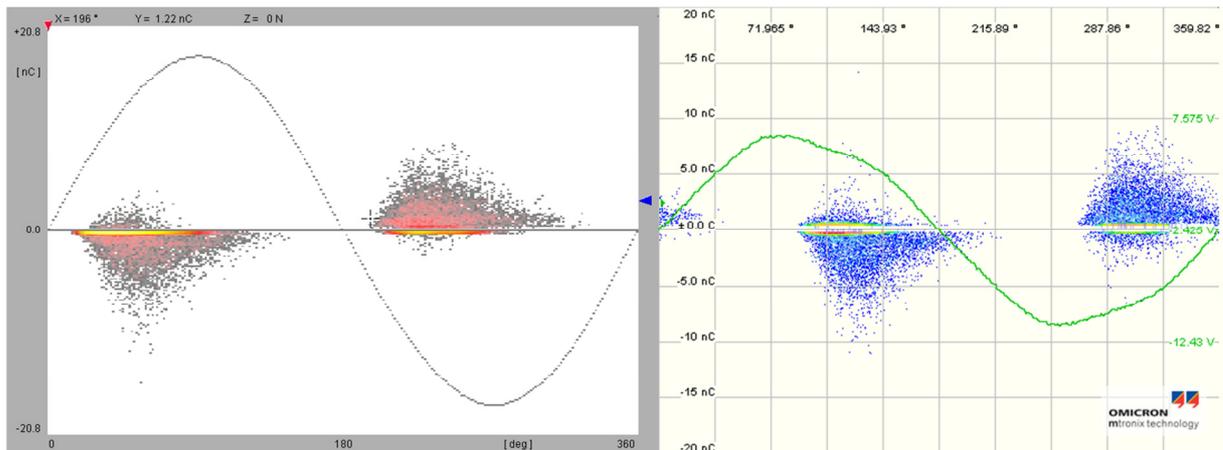


Abbildung 20: Phasenverschiebung der TE-Impulse, Prüfling 1.0 bei 6,0kV Nennspannung (links ICM, rechts MPD600)

6.1.4 Brückenschaltung des ICM- und MPD600-Messsystems

Bei diesen Messungen wurde ein Messsystem in Reihe mit dem Prüflingskreis geschaltet. Im ersten Fall war das MPD600 in Reihe mit dem Koppelkondensator und das ICM in Reihe mit dem Prüfling, im zweiten Fall kehrte sich diese Reihenfolge um. Der Prüfling ist dabei isoliert aufgestellt, die Diagramme dieser Messungen liegen in Anhang D auf. Dazu sei anzumerken das bei diesen Messungen von der MPD600 Messeinheit eine geringe bis keine TE-Aktivität gemessen wurde (Ergebnisse siehe Anhang D). Aufgrund der Brückenschaltung der Messsysteme gab es auch erneut Unterschiede in der Darstellung der TE-Impulse und somit auch an den jeweiligen Controlpanel (siehe Abbildung 21).

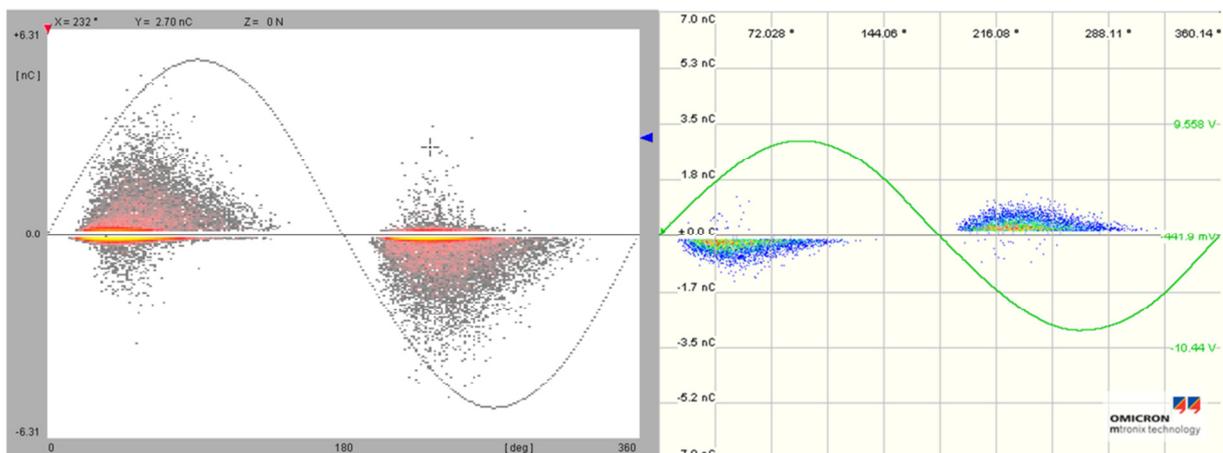


Abbildung 21: Polaritätswechsel der detektierten TE-Impulse, Prüfling 1.0 bei 6,0kV Nennspannung (links ICM, rechts MPD600)

Dieser Polaritätswechsel kommt aufgrund der Brückenschaltung beider Messsysteme zustande. Betrachtet man beispielsweise das ESB in Abbildung 16 auf Seite 46, so wird

aufgrund dieser Schaltung beim MPD600 ein beispielsweise positiver Impuls, wenn er am ICM ankommt, dort als negativer Impuls detektiert. Dies konnte auch beim Vertauschen beider Messsysteme beobachtet werden.

6.1.5 TE-Messungen mit Variation der Bandbreite

Hierbei wurde die TE-Aktivität aller Prüflinge bei Variation der Bandbreite des Bandpassfilters untersucht. Als Messeinheit diente dabei das MPD600-Messsystem, da ein breiteres Spektrum an verschiedenen Frequenzbändern möglich war. Die Messungen teilten sich dabei in die Bereiche der:

- Messung mit einem schmalbandigem Frequenzband (I),
- Messung mit einem breitbandigem Frequenzband im MHz Bereich (II).

Die jeweilig eingestellten Frequenzbereiche sind in Tabelle 4 aufgelistet, wobei f_{Center} die Bandmittenfrequenz und δf die Bandbreite der jeweiligen Frequenzbänder darstellt.

Tabelle 4: Übersicht über die Messeinstellungen bei der Frequenzbandvariation

<i>Prüfaufbau</i>	<i>Belastungsdauer</i>	<i>Messsystem</i>	<i>f_{Center}</i>	<i>δf</i>
C	20s	MPD600	1,5MHz	300kHz
C	20s	MPD600	500kHz	9kHz

Wie aus Tabelle 4 ersichtlich, wurde bei der Breitbandmessung die Bandmittenfrequenz f_{Center} in den MHz-Bereich gelegt, da bereits bei den TE-Messungen aus Kapitel 6.1.2 f_{Center} auf 500kHz eingestellt wurde. Das Schmalband wurde hingegen in eben jenen Frequenzbereich gelegt.

Der Prüfablauf gestaltete sich folgendermaßen, das der Prüfling zuerst Schmal- und dann Breitbandig gemessen wurde. Dazu musste jeder Prüfling bei einem Frequenzbandwechsel neu kalibriert werden. Die Ergebnisse der TE-Messungen mit Variation der Bandbreite liegen in Anhang E auf.

6.1.6 Durchschlagsversuche

Abschließende Messungen waren (zerstörende) Durchschlagsversuche mit gleichzeitiger Messung der TE-Aktivität. Als Testobjekte dienen die Prüflinge 2.1 und 2.2, wobei während des Durchschlagsversuches der Q(U)-Wert für die jeweilige Spannungsstufe mitprotokolliert

wurde. Die Spannung wurde dabei so lange weiter erhöht, bis es zu einem Durchschlag am Prüfling kam. Die Durchschlagsversuche wurden mit einer Spannungsrampe von 500V/s durchgeführt, als Prüfaufbau diente Prüfaufbau C. Die Spannungswerte zu den einzelnen Durchschlägen sind in Tabelle 5 ersichtlich.

Tabelle 5: Spannungswerte der Durchschlagsversuche

<i>Durchschlagsversuch Nr.</i>	<i>Prüfling Nr.</i>	<i>Spannung in kV</i>
1	2.2	27,0
2	2.2	26,5
3	2.2	26,5
4	2.2	26,5
1	2.1	29,5
2	2.1	27,0
3	2.1	29,0

Der gemessene Q(U)-Wert wurde in einer späteren Nachbearbeitung zusätzlich nach der Phase aufgelöst. D.h., es wurde einerseits der bei einer Phase von 0° bis 180°, und andererseits der bei einer Phase von 180° bis 360° detektierte Q(U)-Wert in einem Diagramm dargestellt. Beide Kurven sind in den Diagrammen in Anhang F zu finden.

6.2 Widerstandsmessungen

Ziel der Messungen war die Ermittlung des Oberflächenwiderstandes entlang der Isolierung aller sechs Spulen mit unterschiedlichen AGS-Bändern.

Die Messung an einer Spule teilte sich wiederum in drei Unterpunkte auf. Somit wurde unter anderen

- eine Widerstandsmessung mit konstanter Spannung,
- eine Widerstandsmessung mit Spannungsstufen,
- eine Widerstandsmessung mit Frequenzstufen

durchgeführt, um den Oberflächenwiderstand in $\Omega/\text{Quadrat}$ zu bestimmen.

6.2.1 Messaufbau

Die Messaufbauten für die verschiedenen Widerstandsmessungen unterscheiden sich nur am angeschlossenen Messsystem, die Prüflinge selbst waren keinen Veränderungen unterworfen. Aufgrund der Forderung den Oberflächenwiderstand in $\Omega/\text{Quadrat}$ zu ermitteln, wurde zuerst der Umfang bzw. Spulenquerschnitt des jeweiligen Prüflings erfasst. Dieser Wert war zugleich jener, welcher den Abstand zwischen den beiden Kontaktelektroden, an welche die Messsysteme angeschlossen wurden, bestimmte. Der praktische Aufbau dazu ist in Abbildung 22 zu erkennen.

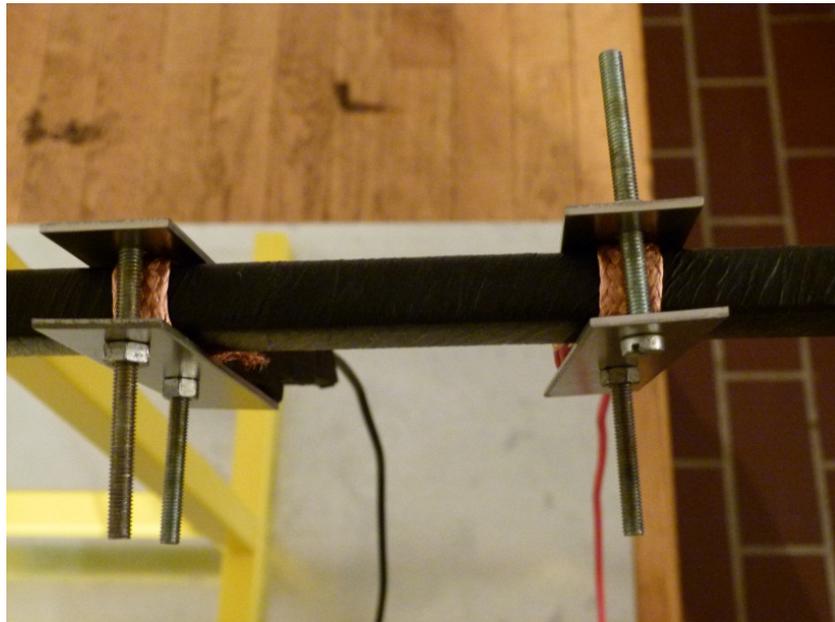


Abbildung 22: Praktischer Aufbau der Widerstandsmessung im Labor

Wie in Abbildung 22 zu sehen, dienten Kupferbänder als Kontaktelektroden. Diese wurden zusätzlich mit jeweils zwei Metallplatten festgeschraubt, um eine gute Kontaktierung zum Prüfling herzustellen.

Zum besseren Verständnis ist in Abbildung 23 auf Seite 55 der schematische Aufbau im Querschnitt dargestellt, wobei über die jeweilige Anschlussstelle die Verbindung zum Messsystem hergestellt wurde.

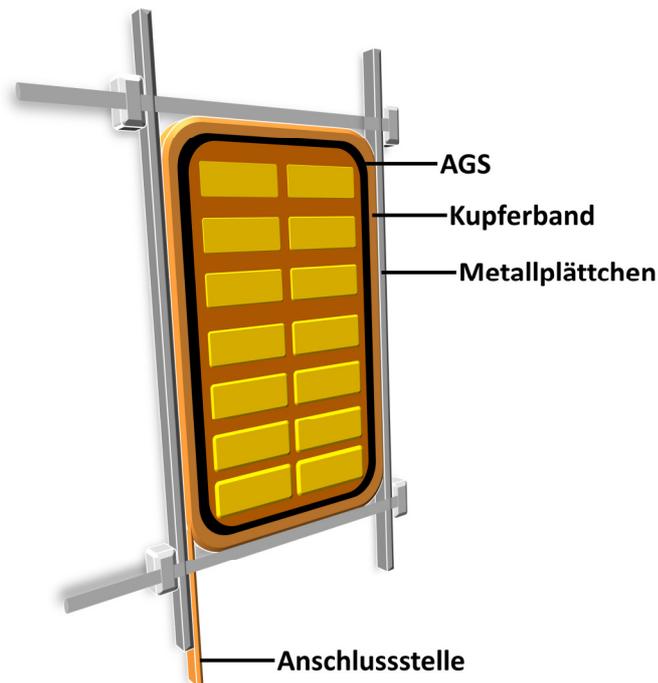


Abbildung 23: Querschnitt des Messaufbaus zur Kontaktierung der Elektrode mit dem AGS-Band (schematisch)

Messaufbau A

Der Messaufbau A beschreibt die Widerstandsmessung mit einer konstanten Spannung von 9V, welche von einem Multimeter DM9C (Amprobe®) geliefert wurde. Das Multimeter wurde dabei an die zwei Anschlussstellen angeschlossen und der Widerstandswert am Display abgelesen. Die Ersatzschaltung dazu ist in Abbildung 24 ersichtlich.

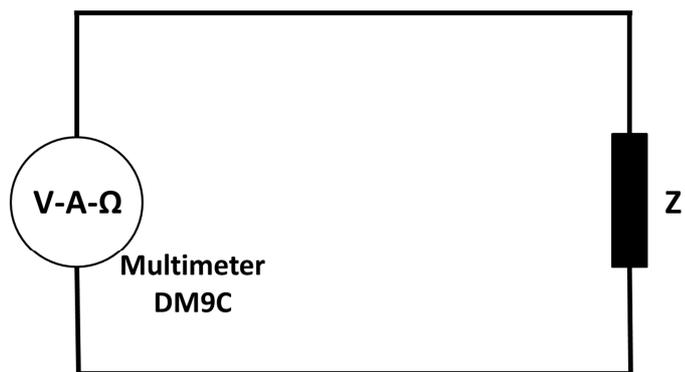


Abbildung 24: Ersatzschaltbild zu Messaufbau A

Messaufbau B

Beim Messaufbau B wurde als Spannungsquelle eine regelbare Gleichspannungsquelle von Zentro-Elektrik[®] verwendet und der Widerstand über eine Strom-/Spannungsmessung ermittelt. Dazu wurde aufgrund des zu erwartenden großen Widerstandes (k Ω -Bereich) und des geringen Stromes die stromrichtige Schaltung verwendet, da in diesem Fall das Amperemeter keinen großen Einfluss auf die Spannungsmessung hat. Die Ersatzschaltung von Messaufbau B ist in Abbildung 25 ersichtlich.

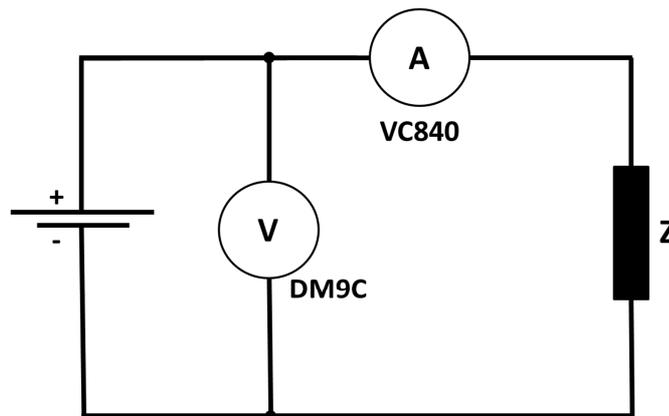


Abbildung 25: Ersatzschaltbild zu Messaufbau B

Des Weiteren wurde der Prüfling mit unterschiedlichen Spannungsstufen belastet. Die Startspannung betrug dabei 30V und wurde, mit einem Inkrement von 30V, bis 150V erhöht.

Messaufbau C

Bei Messaufbau C kam ein RCL-Meter von Fluke[®] zur Verwendung (siehe Abbildung 26, Seite 57). Zuerst wurde der Widerstandswert bei Gleichspannung (2V) ermittelt, und anschließend eine Widerstandsmessung mit Wechselspannung (2V, 100Hz) durchgeführt. Zusätzlich zur Messung bei 100 Hz wurde die Frequenz auf jeweils

- 1kHz,
- 10kHz,
- 100kHz,
- 1000kHz

umgestellt und der jeweilige Widerstandswert gemessen.

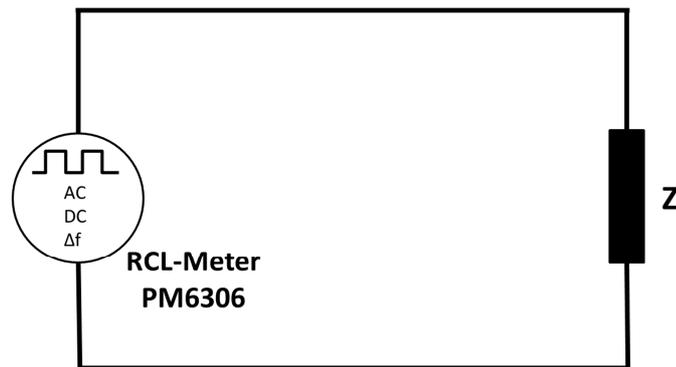


Abbildung 26: Ersatzschaltbild zu Messaufbau C

6.3 Auswertung der Ergebnisse

Wie bereits erwähnt, handelte es sich bei den Prüflingen um sechs Spulen, welche mit unterschiedlichen AGS-Bändern, jedoch ohne EGS ausgestattet waren. In einer elektrischen Maschine ist der AGS einerseits dafür verantwortlich, dass er eine gute elektrische Verbindung zwischen der Hauptisolation und dem geerdeten Ständerblech herstellt, um entstehende TE zwischen diesen kurzzuschließen, und andererseits müssen die Wirbelströme im Blechpaket möglichst gering gehalten werden. Wäre der Widerstand des AGS beispielsweise sehr groß, könnte keine gute elektrische Verbindung mehr garantiert werden, ist er jedoch zu gering, kann es zu nennenswerten Wirbelströmen zwischen angrenzenden Eisenblechen, und damit verbundenen Verlusten, kommen. Durch diese geforderten Funktionen können sich die Widerstandswerte mehr oder weniger stark voneinander unterscheiden [Küc09]. Meist wird der Widerstand des AGS in $\Omega/\text{Quadrat}$ angegeben. Der Wert dieser Größe ist dabei unabhängig von der Größe des Quadrates und sie gilt für jedes Quadrat über der gesamten Oberfläche. Von Vorteil ist, dass diese Wertangabe sowohl in Abhängigkeit vom verwendeten Material als auch von der Dicke bzw. der Anzahl der aufgetragenen Lagen ist [Tay10]. Dadurch ergeben sich die zuvor angesprochenen Variationsmöglichkeiten, da der resultierende Widerstand des AGS-Bandes, welches auf die Spulen aufgewickelt wird, über seinen Materialwiderstand, der Dicke des AGS-Bandes, der Anzahl der aufgetragenen Lagen und seiner Tränkung beeinflusst werden kann.

Somit ergaben sich auch die sechs Varianten des AGS für die zu untersuchenden Prüflinge der Firma ELIN, welche durch eine unterschiedliche Nummerierung gekennzeichnet waren (1.0, 2.1, 2.2, 3.1, 3.2 und 4.0). Der Widerstand der Bänder im nicht getränkten Zustand variierte von 200Ω bis 1000Ω , die Dicke der einzelnen Bänder betrug entweder $0,085\text{mm}$ oder $0,10\text{mm}$ mit einer Toleranz von jeweils $0,02\text{mm}$. Die verschiedenen Bänder wurden an

den Prüflingen angebracht und mittels VPI-Prozess in Epoxidharz getränkt, durchimprägniert und danach ausgehärtet (siehe Kapitel 2.4, VPI-Prozess). Dazu sei erwähnt, dass die Prüflinge 1.0 und 4.0, im Vergleich mit den anderen Prüflingen, mit hochohmigen, die Prüflingen 3.1 und 3.2 mit mittelohmigen und die Prüflinge 2.1 und 2.2 mit niederohmigen AGS-Bändern ausgestattet waren. Für genauere Widerstands- bzw. Leitwerte der einzelnen Prüflinge sei auf die gemessenen Werte im Anhang G verwiesen.

6.3.1 TE-Aktivität

Für die TE-Aktivität der Prüflinge wurde die Anzahl der TE über der jeweiligen Spannungsstufe dargestellt. Dabei konnte im Falle dieser TE-Messungen bei dem Prüflingen 1.0 und 4.0 eine, im Vergleich zu den anderen Prüflingen, deutlich höhere TE-Aktivität verzeichnet werden. Eine deutlich geringere Aktivität zeigte sich hingegen beispielsweise bei dem Prüfling 2.1.

Da es sich um TE-Prüfungen an einzelnen Stäben und nicht an einer ganzen Maschine handelte, waren die Stäbe auch nicht über das Statorblechpaket geerdet. Um im Prüfaufbau eine Näherung für das Blechpaket zu erreichen, wurden die Stäbe entlang des gedachten Nutbereichs mit einer Goldfolie umwickelt, welche geerdet war (siehe Abbildung 27).

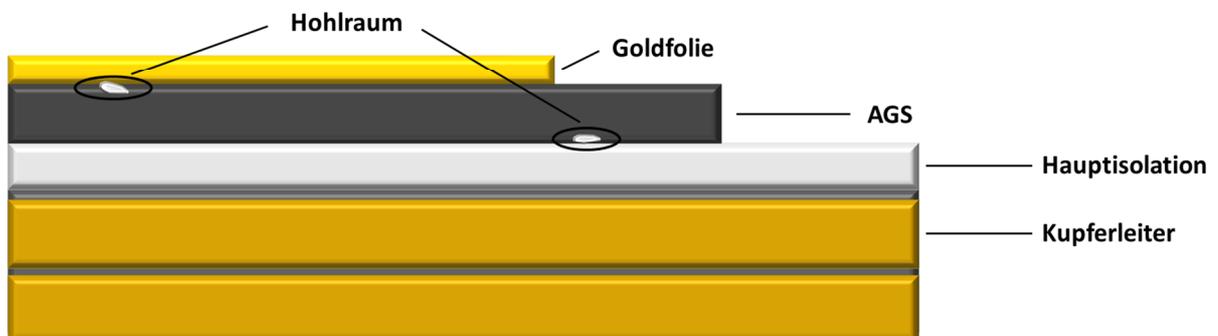


Abbildung 27: Längsschnitt eines Prüflings mit Nachbildung des Nutbereichs (schematisch)

Ist der Widerstand bzw. der Leitwert nun zu hoch bzw. zu gering, so hat das zur Folge, dass eine ungenügend gute Kontaktierung zwischen AGS und dem geerdeten Goldband besteht, wodurch die Anzahl der TE steigen würde.

Dasselbe Problem besteht auch am Ende des AGS. Beim Ende des AGS handelt es sich um eine so genannte Gleitanordnung, da die Hauptisolation über das Ende des AGS hinausreicht. Dabei entsteht jedoch keine gleichmäßige Verteilung der tangentialen Feldstärke über die Hauptisolierung, vielmehr kommt es am Ende des AGS zu einer

Feldkonzentration, welche in weiterer Folge an der Grenzfläche zwischen AGS und der elektrisch nicht sehr festen Luft zu Oberflächen, bzw. Gleitentladungen führen kann [Küc09]. Einfluss auf den Potentialverlauf am Ende des AGS-Bandes nehmen bei rotierenden elektrischen Maschinen in der Regel nichtlineare Materialien ein, welche mithilfe des EGS direkt an das Ende des AGS, bzw. etwas darüber hinaus, anschließen. Die Aufgabe des EGS ist es, diesen Potentialverlauf möglichst abzuflachen um Gleitentladungen einzudämmen bzw. die Gleitfunken einsetzspannung zu erhöhen (siehe Abbildung 28 bzw. Kapitel 2.4, EGS). Die jeweiligen Prüflinge waren jedoch ohne diese Potentialsteuerung ausgestattet. Das Ende des AGS war somit nur mit einer Deckschicht versehen, welche einen Schutz gegen mechanische Belastungen darstellt. Es handelt sich dabei um ein Band, welches auf die Spulen aufgeschraubt wird, wodurch es an der TE-kritischen Stelle zwischen AGS und Deckschicht wieder zu Lufteinschlüssen kommen kann. Infolgedessen kommt es aufgrund des hohen Widerstandes wieder zu vermehrter TE-Aktivität.

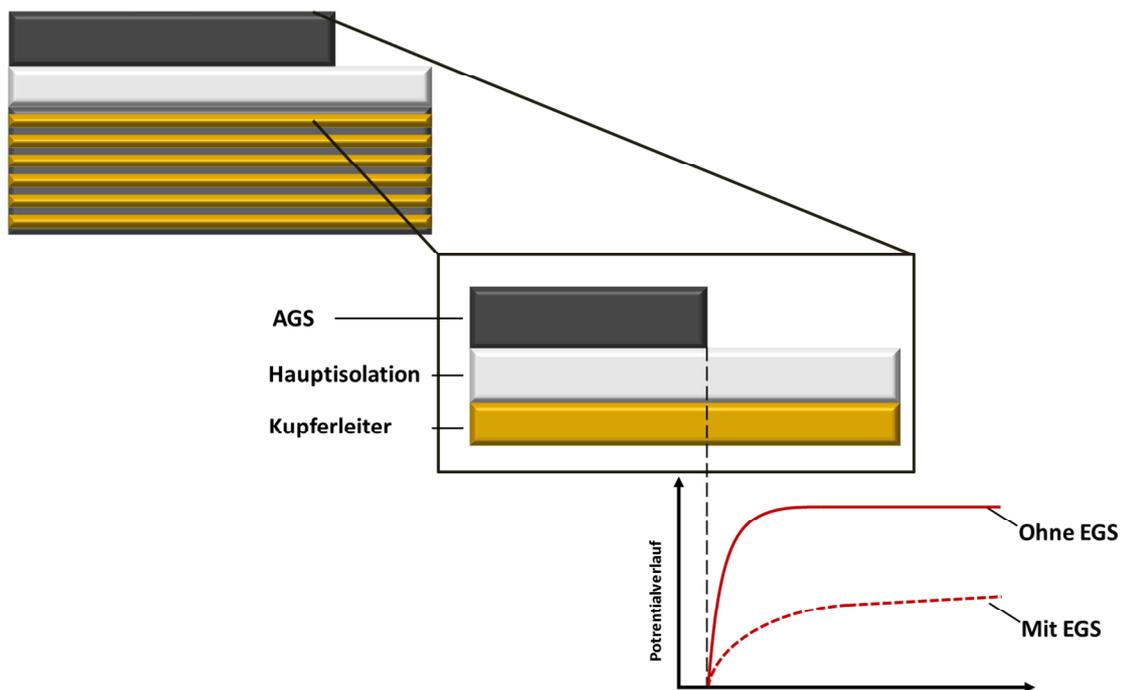


Abbildung 28: Potentialverlauf am Ende des AGS mit und ohne EGS (nach [Obr08])

Diese Überlegungen stimmen auch gut mit den TE-Messungen und den ermittelten Widerstandswerten überein, zeigten doch bei den verschiedenen TE-Messungen die beiden hochohmigen Prüflinge 1.0 und 4.0 stets die höchste Anzahl von TE.

6.3.2 TE-Intensität

Für die Bewertung der TE-Intensität wurde die scheinbare Ladung der einzelnen Prüflinge erfasst und diese über die jeweilige Belastungs- bzw. Spannungsstufe in pC dargestellt. Es zeigte sich, dass die Prüflinge mit einer meist hohen TE-Aktivität nicht gleichzeitig auch eine hohe TE-Intensität besitzen müssen. So zeigte beispielsweise der Prüfling 2.2, welcher einen Widerstandswert von nur 1,4k Ω aufwies, bereits bei Nennspannung eine hohe TE-Intensität, meist im Bereich von mehreren tausend pC. Im Vergleich dazu wies der hochohmige Prüfling 4.0, bei welchem eine höhere TE-Aktivität gemessen wurde, eine meist geringere TE-Intensität als Prüfling 2.2 auf. Auch hier kann ein Zusammenhang mit den Widerstandswerten der Prüflinge gefunden werden.

Der Zusammenhang kann dabei über die elektrische Feldstärke \vec{E} und die Stromdichte \vec{J} hergestellt werden. Diese beiden Größen sind über die spezifische Leitfähigkeit κ , bzw. über deren Kehrwert, den spezifischen Widerstand ρ_R miteinander verbunden [Küc09]:

$$\vec{J} = \frac{\vec{E}}{\rho_R}. \quad (16)$$

Ein höherer bzw. niedrigerer spezifischer Widerstand, für welchen der Widerstand in $\Omega/\text{Quadrat}$ maßgebend ist [Küp04], ergibt bei gleichbleibender Feldstärke eine geringere bzw. höhere Stromdichte. Aus dieser kann mittels

$$i(t) = \iint \vec{J} d\vec{A} \quad (17)$$

der Strom berechnet werden, welcher über

$$q = \int i(t) \quad (18)$$

in Zusammenhang mit der Ladung q steht. Somit kam es trotz hoher TE-Aktivität zu den vergleichsweise geringen TE-Intensitäten hochohmiger Prüflinge, da durch ihren Widerstand geringere Ladungsmengen transportiert werden konnten.

6.3.3 TE-Einsetzspannung

Ein Vergleich der TE-Einsetz- bzw. Aussetzspannung ist in Tabelle 6 zu sehen. Für den Vergleich wurden die Ergebnisse der gemessenen scheinbaren Ladung aus den Anhängen A, B und C unter Verwendung von jeweils einem, bzw. beider Messsysteme parallel, herangezogen.

Tabelle 6: TE-Einsetz-, bzw. Aussetzspannungen (Grau = Einsetzspannung / Weiß = Aussetzspannung)

Prüfling	ICM	MPD600	Parallel (ICM)	Parallel (MPD600)
	in kV	in kV	in kV	in kV
1.0	3,6	4,2	4,2	4,8
1.0	3,0	3,6	4,2	4,2
2.1	4,2	4,2	4,8	6,0
2.1	3,6	3,6	4,2	4,8
2.2	3,6	4,2	4,2	4,2
2.2	3,0	3,0	3,6	3,6
3.1	3,6	3,6	4,2	4,2
3.1	3,0	4,2	4,2	4,8
3.2	3,6	3,6	3,6	4,2
3.2	3,0	3,6	3,6	4,8
4.0	3,6	4,2	4,2	4,2
4.0	3,6	4,2	4,2	4,8

Aus Tabelle 6 wird erkennbar, dass die Einsetzspannung für alle Prüflinge meist im Bereich zwischen 3,6kV und 4,2kV lag. Je höher die Einsetzspannung ist, desto besser sind im Allgemeinen die Stäbe imprägniert und desto weniger Mängel gibt es in der Isolierung [IEC60034].

6.3.4 Bandbreite

Wie aus den Messungen in den Anhängen ersichtlich, spielte auch die gewählte Bandbreite der jeweiligen Messsysteme eine Rolle. So zeigten sowohl die TE-Aktivität als auch die TE-Intensität Unterschiede bei Verwendung von verschiedenen Messsystemen, Prüfaufbauten und verwendeten Bandbreiten. In Bezug auf die TE-Aktivität konnte in allen Fällen eine höhere Anzahl mit einer größeren Bandbreite erfasst werden. Dies ist auch darauf zurückzuführen, dass mit einer größeren Bandbreite auch mehr Signalenergie erfasst werden kann und auch die TE-Impulsauflösezeit kürzer ist (vgl. Kapitel 4.1.2). Bei den vorliegenden TE-Messungen hatte das ICM-Messsystem eine fast doppelt so große Bandbreite wie das MPD600-Messsystem. Betrachtet man die Diagramme der TE-Aktivität für die Parallelmessungen (Anhang C), so wird deutlich, dass besonders bei TE-reichen Prüflingen die Anzahl der TE meist fast das Doppelte der Anzahl der vom MPD600 detektierten Teilentladungen entspricht. Aber auch der Prüfaufbau wirkt bei Verwendung von unterschiedlichen Bandbreiten beeinflussend. Wie in Anhang D ersichtlich, erfasste bei der Brückenschaltung das MPD600 wenig bis gar keine TE-Aktivität. Neben der Bandbreite



spielen die verschiedenen Eingangsimpedanzen der zwei Messsysteme eine Rolle. Bei Verwendung eines einzelnen Messsystems konnten Unterschiede zwischen einer schmalbandigen und einer breitbandigen Messung festgestellt werden, wobei die Ergebnisse in Anhang E dargestellt sind. Es zeigte sich vor allem bei TE-reichen Prüflingen ein deutlicher Unterschied zwischen Schmal- und Breitbandfilter. Der Grund dafür ist wiederum die Impulsauflösezeit, welche mit steigender Bandbreite des Messsystems geringer wird. Handelt es sich um einen TE-reichen Prüfling, beispielsweise Prüfling 1.0, so kann das Schmalbandfilter schneller aufeinanderfolgende Impulse nicht mehr voneinander unterscheiden. Für die Ermittlung der scheinbaren Ladung Q ist die Bandbreite jedoch nicht von Bedeutung [Sch09].

7 Zusammenfassung und Ausblick

Die TE-Messung findet immer häufiger ihre Verwendung in der zustandsorientierten Instandhaltung. TE sind jedoch speziell bei elektrischen Maschinen keine Seltenheit bzw. meist unvermeidbar. Diese können jedoch aufgrund der TE-resistenten Isolierung, welche mithilfe von Glimmerprodukten realisiert werden kann, tolerierbar sein. Nichtsdestotrotz kann eine erhöhte TE-Aktivität von Maschinen bereits auf Schwachstellen in der Isolierung hinweisen. Sie sind also vielfach nicht die Ursache selbst, vielmehr können sie als Symptom für heute vielfach bekannte Beschädigungsmechanismen sein. Trotzdem kann eine erhöhte TE-Aktivität aber auch ihrerseits wiederum zu einer verstärkten Erosion der Isolierung und damit Alterung führen, was über einen längeren Zeitraum auch in einen Erd-, Kurz-, oder Windungsschluss enden kann. Eine TE-Messung kann somit ein hilfreiches Werkzeug zur Überprüfung der Isolation von elektrischen Maschinen sein. Genau in dieser Überprüfung liegt jedoch auch die Schwierigkeit der TE-Messung. TE können viele verschiedene Ursachen und Quellen haben was eine Interpretation oft sehr komplex bzw. eine 100%ige Festlegung der Fehlerart oft unmöglich machen. Erschwerend kommt hinzu, dass für eine ausreichend gute TE-Detektion eine entsprechende Empfindlichkeit der Messung gegeben sein muss. Damit verbunden ist jedoch auch eine resultierende Empfindlichkeit gegenüber Störern, welche das TE-Signal verfälschen oder die gesamte Messung unbrauchbar machen können. Trotz mittlerweile verschiedener Methoden zur Störunterdrückung kommt noch der Einfluss des Aufbaus der Maschine selbst hinzu, durch welche Reflexionen, Dämpfungen, Verzerrungen und Überlagerungen des TE-Signals entstehen können.

Nach einer kurzen Einleitung wurden in dieser Arbeit die Schwierigkeiten von TE-Messungen in Bezug auf ihr Ausbreitungsverhalten, Dämpfungen, Störeinflüsse und Empfindlichkeit erläutert. Danach wurde in Kapitel 5 der Fokus auf die TE-Messtechnik gelegt, im Speziellen auf der Methode der elektrischen Auskopplung der scheinbaren Ladung. Hierbei wurde auf die Grundlagen zum TE-Messkreis und auf das TE-Messsystem und deren Anforderungen näher eingegangen. Das Hauptaugenmerk der Arbeit lag jedoch auf der praktischen TE-Messung von Spulen in Abhängigkeit von verschiedenen verwendeten AGS-Bändern, welche von der Firma ELIN gefertigt wurden. Die unterschiedlichen AGS-Bänder wiesen aufgrund von verschiedener Wicklung und Tränkung unterschiedliche Widerstandswerte auf. Diese wurden auf ihr TE-Verhalten, sowohl TE-Aktivität als auch TE-Intensität, und auf Zusammenhänge mit ihrem Widerstand hin untersucht.

Dabei zeigte sich, dass die Bänder mit einem Widerstand im Bereich kleiner als $8\text{k}\Omega$ meist eine leicht bis bedeutend geringere Anzahl von TE aufwiesen als die Prüflinge oberhalb



dieses Widerstandswertes. Die TE-Intensität zeigte hingegen ein verändertes Bild, und mit diesen Messungen konnte gezeigt werden, dass eine geringe TE-Aktivität nicht gleichzeitig eine geringe TE-Intensität nach sich zieht. Es gilt somit abzuschätzen, welche Kombination aus verwendeten AGS, Anzahl der aufgewickelten Lage und Tränkung, am besten für die Verwendung in einer elektrischen Maschine geeignet ist. Wird der Widerstand zu groß, so könnte eine höhere Wahrscheinlichkeit einer größeren TE-Aktivität gegeben sein, wird er jedoch zu klein, könnte dies im Falle von TE zu einer starken TE-Intensität am AGS-Ende führen.

Des Weiteren konnte gezeigt werden, dass sowohl die Variation der Bandbreite als auch das verwendete Messsystem sowie der Prüfaufbau eine Beeinflussung der Messergebnisse haben. Jedoch zeigt ein Vergleich aller Messungen doch einen vergleichbaren Trend, so war beispielsweise der Prüfling 2.1 stets derjenige mit der geringsten TE-Aktivität, unabhängig von verwendetem Messsystem bzw. Bandbreite, und der Prüfling 3.1 jener mit der geringsten TE-Intensität.

In dieser Arbeit wurde mit unter der Einfluss des Widerstandes des AGS auf die Entstehung von TE bei Spulen elektrischer Maschinen abgeleitet. Zukünftige Forschungsarbeiten könnten in der Untersuchung eines AGS-Bandes in Zusammenhang mit seiner Bewicklung auf den Stab sein. Beispielsweise könnte in diesem Fall, aufbauend auf einen herstellerinternen Favoriten in Bezug auf seinen Widerstand, das TE-Verhalten von Stäben mit denselben AGS-Bändern, und somit ähnlichen Widerstandswerten, auf unterschiedliche Bewicklungen hin untersucht werden. Optimierendes Potential ist sicherlich auch bei einer Wicklungsabstufung für das Ende des AGS gegeben. Ob sich ein stufiges, ein abruptes oder vielleicht eine Mischung aus beiden am besten eignet um Oberflächenentladungen zu vermeiden und mit welcher Anordnung auch eine gute Kontaktierung zum EGS hergestellt werden kann. Aufbauend auf den Ergebnissen dieser Arbeit ist der Einfluss des EGS auf das TE-Verhalten interessant, wobei auch hier eine nähere Untersuchung mit verschiedenen EGS-Bändern sich anbietet.

In Bezug auf die Messtechnik sind weiterführende Untersuchungen ebenfalls von Interesse. Beispielsweise durch die Verwendung eines Transientenschreibers, um genauere Informationen über die TE-Intensität im Zeitbereich zu erhalten oder weitere Vergleichsmessungen, wie etwa mittels einer UHF-Messung, akustischen, chemischen oder einer opto-akustischen TE-Messung.

8 Literatur

- [Alb08] M. Albach, Grundlagen der Elektrotechnik 1, Erfahrungssätze, Bauelemente, Gleichstromschaltungen, Pearson Studium, 2008, ISBN 978-3-8273-7341-0
- [Bin88] E. Binder, Teilentladungsmessungen zur Zustandsbeurteilung der Hochspannungsisolierung von Stäben und Wicklungen rotierender elektrischer Maschinen, Dissertation an der Fakultät für Elektrotechnik der Technischen Universität Graz, 1988
- [Bin04] A. Bindert, C. Wendel, C. E. Stephan, M. Hoof, Moderne Diagnosetools zur Zustandsbeurteilung von Generatoren, ETG-Fachbericht Diagnostik elektrischer Betriebsmittel, März 2004
- [Bla80] H. Blawert, Über den Einfluss von Einbauspiel und Nutenglimmschutz auf den Verlustfaktorverlauf von Wicklungen rotierender elektrischer Maschinen, Dissertation an der Fakultät für Maschinenwesen der Universität Hannover, 1980
- [Bou04] E. A. Boulter, G. C. Stone; Historical Development of Rotor and Stator Winding Insulation Materials and Systems; IEEE Electrical Insulation Magazine, May/June 2004
- [Dor10] T. Dordea, I. Torac, G. Madescu, V. Proca, M. Mot, L. Ocolisan, The Current Distribution on the Elementary Conductors of the Roebel Bar, IEEE Electrical Machines (ICEM), 1010 XIX International Conference on Electrical Machines, 2010
- [Fis06] R. Fischer, Elektrische Maschinen, Carl Hanser Verlag München Wien, 13., aktualisierte Auflage, 2006, ISBN 978-3-446-40613-1
- [Got99] R. Gottkehasch, Aufbau von symmetrischen dreisträngigen Drehfeldwicklungen, Fachhochschule Düsseldorf, April 1999
- [Gro12] K. H. Grote, J. Feldhusen, Taschenbuch für den Maschinenbau, Springer-Verlag, 23., neu bearb. U. erw. Aufl., 2012, ISBN 978-3-642-17305-9
- [Gul93] E. Gulski, Computer-aided Measurement of Partial Discharges in HV Equipment, Delft University of Technology, IEEE Transactions on Electrical Insulation, 1993
- [Ham09] Hameg Instruments, Fachartikel „Was ist Rauschen“, Fachbericht Spektrumanalyse, März 2009
- [Hof07] J. Hoffmann, Taschenbuch der Messtechnik, Carl Hanser Verlag Leipzig, 2007, ISBN 978-3-446-40993-4

- [Hoo04] M. Hoof, C. E. Stephan, Diagnose des Isolationssystems elektrischer Maschinen – Aktueller Stand und Entwicklungstendenzen, ETG-Fachbericht Diagnostik elektrischer Betriebsmittel, März 2004
- [Hoo08] M. Hoof, R. Patsch, R. Plath, A. Obralic, Die Puls-Sequenz-Analyse von Teilentladungen an äußeren Grenzflächen, 3. ETG-Fachtagung, 2008
- [Hud96] C. Hudon, P. Guuinic, A. Audoli, Investigation of Partial Discharge Signal Propagation, Attenuation and Pattern Recognition in a Stator Winding, Conference Record of IEEE International Symposium on Electrical Insulation, Canada, 1996
- [IEC60034] IEC60034-27, Rotating electrical machines – Part 27: Off-line partial discharge measurements on the stator winding insulation of rotating electrical machines, December 2006
- [IEC60270] IEC60270:2000, High-voltage test techniques – Partial discharge measurement, German version EN 60270:2001, August 2001
- [IEEE43] IEEE43-2000, Recommended Practice for Testing Insulation Resistance of Rotating Machinery, Oktober 2000
- [IEEE1434] IEEE1434-2000, IEEE Trial-Use Guide to the Measurement of Partial Discharges in Rotating Machinery, April 2000
- [Kau02] M. Kaufhold, K. Schäfer, K. Bauer, A. Bethge, J. Risse, Interface Phenomena in Stator Winding Insulation – Challenges in Design, Diagnosis, and Service Experience, Electrical Insulation Magazine, IEEE, 2002
- [Kem09] S. Kempen, F. Pohlmann, K. Pinkert, Comparison of low-interaction methods of measurement for determining the distribution of surface potential on end corona protection configurations, 11th Insucon Conference, Birmingham, UK, 2009
- [Kim93] K. Kimura, Progress of Insulation Ageing and Diagnostics of High Voltage Rotating Machine Windings in Japan, Electrical Insulation Magazine, IEEE, 1993
- [Kim95] K. Kimura, Y. Kaneda, The Role of Microscopic Defects in Multistress Aging of Micaceous Insulation, Dielectrics and Electrical Insulation, IEEE, 1995
- [Kol08] W. Koltunowicz, R. Plath, Synchronous Multi-channel PD Measurements, OMICRON electronics GmbH, IEEE Transactions on Dielectrics and Electrical Insulation Vol 15, No. 6, Dezember 2008



- [Kön93] D. König, Y. Narayana Rao, Teilentladungen in Betriebsmitteln der Energietechnik, vde Verlag GmbH Berlin-Offenbach, 1993, ISBN 978-3-8007-1764-4
- [Kön87] H. König, Einflussparameter bei Thermisch-Elektrischer Beanspruchung von Glimmerisolierungen für Hochspannungsmaschinen, Diplomarbeit am Institut für Hochspannungstechnik der Technischen Universität Graz, 1987
- [Kre93] F. H. Kreuger, E. Gulski, A. Krivda, Classification of Partial Discharges, Delft University of Technology, IEEE Transactions on Electrical Insulation, 1993
- [Küc09] A. Küchler, Hochspannungstechnik, Springer-Verlag Berlin Heidelberg, 3., neu bearbeitete Auflage, 2009, ISBN 978-3-540-78412-8
- [Küp04] K. Küpfmüller, W. Mathis, A. Reibiger, Theoretische Elektrotechnik-Eine Einführung, Springer Verlag, 16., vollständig neu bearbeitete und aktualisierte Auflage, 2004, ISBN 3-540-20792-9
- [Lem08] E. Lemke, S. Berlijn, E. Gulski, M. Muhr, E. Pultrum, T. Strehl, W. Hauschild, J. Rickmann, G. Rizzi, Guide for Partial Discharge Measurements in Compliance to IEC60270, CIGRE, 2008
- [Lin08] H. Lindner, H. Brauer, C. Lehmann, Taschenbuch der Elektrotechnik und Elektronik, Hanser-Verlag, 9. Auflage, 2008, ISBN 978-3-446-41458-7
- [Mar08] F. Martin, Hochspannungsprüfsystem auf Basis leistungselektronischer Frequenzkonverter, Cuvillier Verlag Göttingen, 2008, ISBN 978-3-86727-636-8
- [Obr08] A. Obralic, Wicklungsdiagnose an rotierenden elektrischen Maschinen mittels digitaler synchroner Mehrstellen-TE, Dissertation am Institut für Energie- und Automatisierungstechnik, Technische Universität Berlin, 2008
- [Pac98] S. Pack, Transiente Spannungen in Hochspannungssystemen der Energieversorgung, Habilitationsschrift am Institut für Hochspannungstechnik und Systemmanagement der TU Graz, März 1998
- [Ped70] A. Pedersen, Criteria for Spark Breakdown in Sulfur Hexafluoride, Department of Physics, Technical University Lyngby, Denmark, IEEE, 1970
- [Pem00] A. J. M. Pemen, Detection of Partial Discharges in Stator Windings of Turbine Generators, Dissertation an der Technische Universiteit Eindhoven, 2000
- [Pet85] Petrovic W., Teilentladungsortung in rotierenden Hochspannungsmaschinen, Diplomarbeit am Institut für Hochspannungstechnik der Technischen Universität Graz, 1985



- [Por96] R. Porzel, E. Neudert, M. Sturm, Diagnostik der elektrischen Energietechnik: Techniken und Prozeduren zur Zustandsanalyse von elektrotechnischen Betriebsmitteln, expert Verlag Renningen-Malmsheim, 1996, ISBN 3-8169-1364-4
- [Ret08] K. Rethmeier, A. Kraethe, B. Vandiver, C. Balkon, W. Kalkner, R. Plath, Separation of Superposed PD Faults and Noise by Synchronous Multi-Channel PD Data Acquisition, 17th Biennial IEEE International Symposium on Electrical Insulation, Kanada, 2008
- [Ret09] K. Rethmeier, M. Krüger, A. Kraetge, A. Kuchler, M. Liebschner, Ch. Krause, A New Approach for PD Measurements under DC Test Voltage, ETG-Kongress Düsseldorf, 2009
- [Reth09] K. Rethmeier, M. Krüger, A. Kraetge, M. Kurrat, M. Budde, M. Hilbert, W. Kalkner, Ch. Balkon, Suppressing Continuous Wave Interference and Pulse-Type Interference during PD Measurements in a Disturbed Environment, ETG-Kongress Düsseldorf, 2009
- [Roe15] L. Roebel, Electrical Conductor, United States Patent Office, 1915
- [Rup05] C. Rupp, Zustandsbewertung rotierender elektrischer Maschinen, Diplomarbeit am Institut für Hochspannungstechnik und Systemmanagement, Technische Universität Graz, 2005
- [Sch09] R. Schwarz, Messtechnik und Diagnostik an elektrischen Betriebsmitteln, Habilitationsschrift an der Technischen Universität Graz, März 2009
- [Sch88] P. Schatz, Messstellenumschalter für dielektrische Messungen an Stabmodellen für rotierende Hochspannungsmaschinen, Diplomarbeit am Institut für Hochspannungstechnik der Technischen Universität Graz, 1988
- [Sha06] Q. Shaozhen, S. Birlasekaran, The Study of PD Propagation Phenomenon in Power Network, IEEE Transactions on Power Delivery, Vol.21, 2006
- [Su00] Q. Su, Analysis of Partial Discharge Pulse Propagation along Generator Stator Windings, Department of Electrical and Computer Systems Engineering, Monash University, Australia, 2000
- [Tay10] N. Taylor, Dielectric response and partial discharge measurements on stator insulation at varied low frequency, Dissertation am KTH Electrical Engineering in Schweden, 2010
- [Vog04] R. Vogelsang, R. Haslimeier, K. Fröhlich, B. Fruth, Teilentladungskennwerte der elektrischen Alterung in Isolationen von Hochspannungsgeneratoren und -motoren und deren Berücksichtigung in einem TE-Monitoringsystem, ETG-Fachbericht Diagnostik elektrischer Betriebsmittel, März 2004



[War92] B. H. Ward, Digital Techniques for Partial Discharge Measurements, A Report on the Activities of the Working Group on Digital Analysis of Partial Discharges, IEEE Transactions on Power Delivery, April 1992

9 Anhang

9.1 Anhang A – ICM Messungen

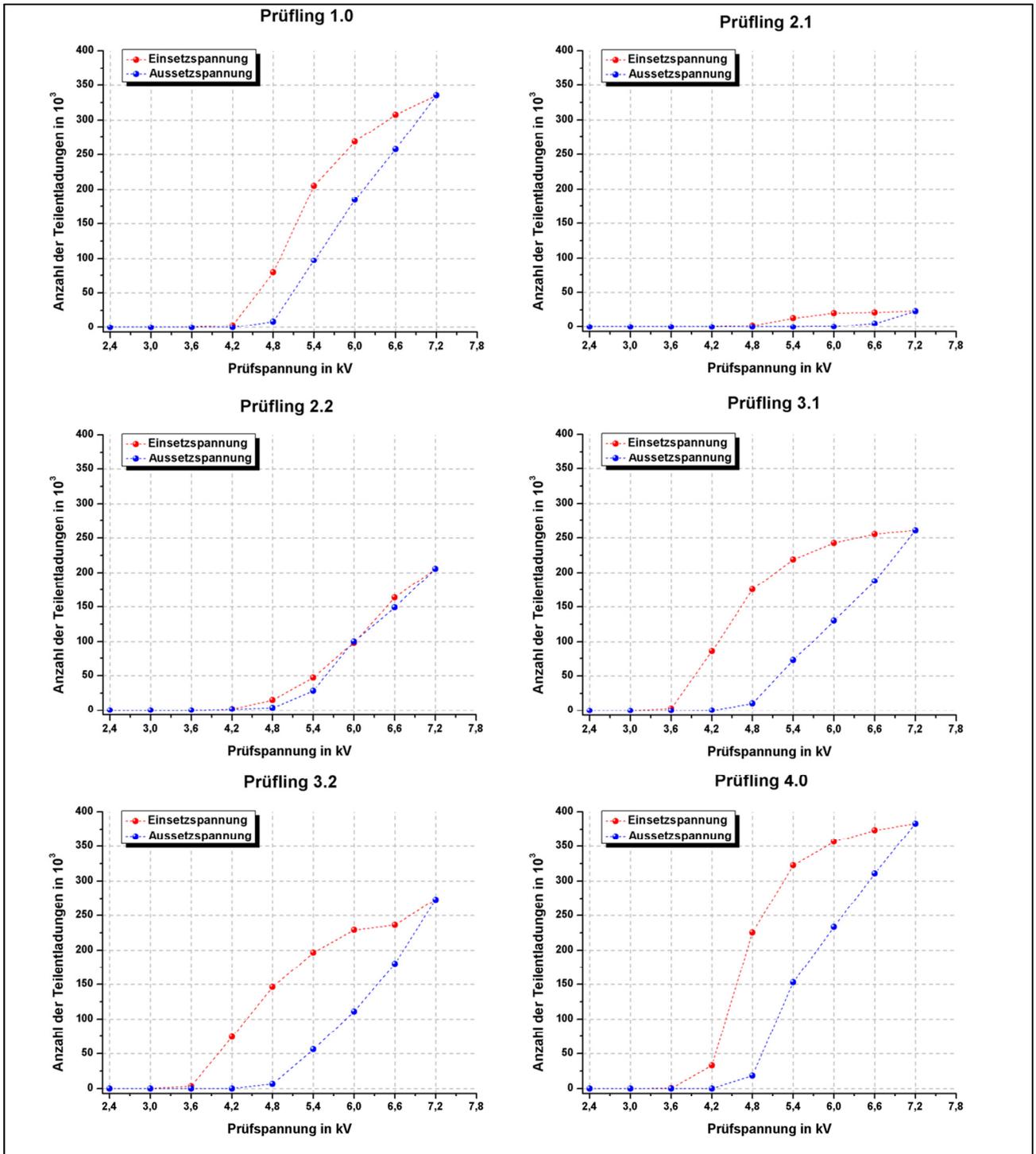


Abbildung 29: Anzahl der TE in Abhängigkeit von der Spannungsstufe (Normiert, ICM mit Prüfaufbau A, 20s Mess-, Belastungsdauer pro Spannungsstufe)

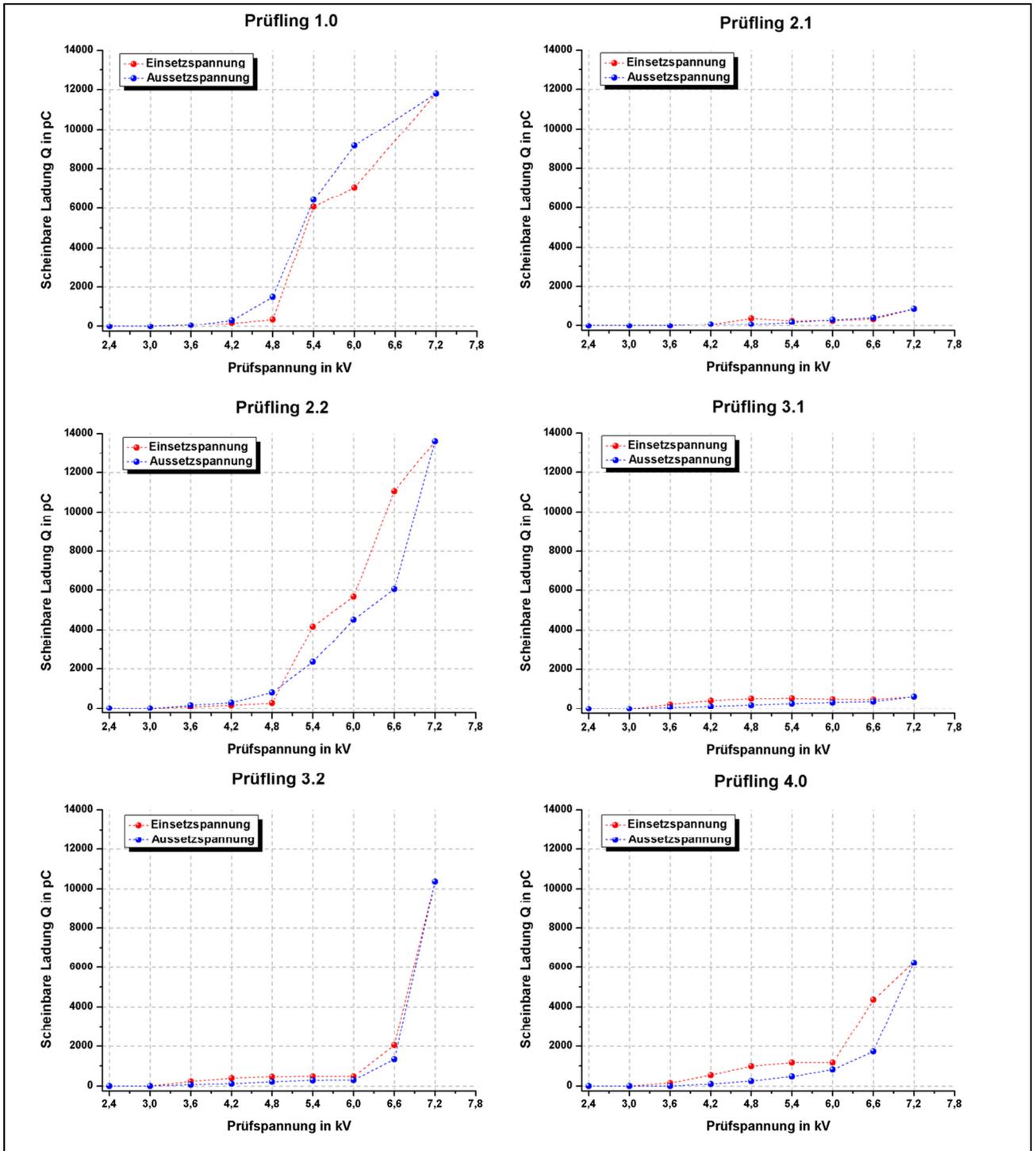


Abbildung 30: Scheinbare Ladung Q in Abhängigkeit von der Spannungsstufe (Normiert, ICM mit Prüfaufbau A, 20s Mess-, Belastungsdauer pro Spannungsstufe)

9.2 Anhang B – MPD600 Messungen

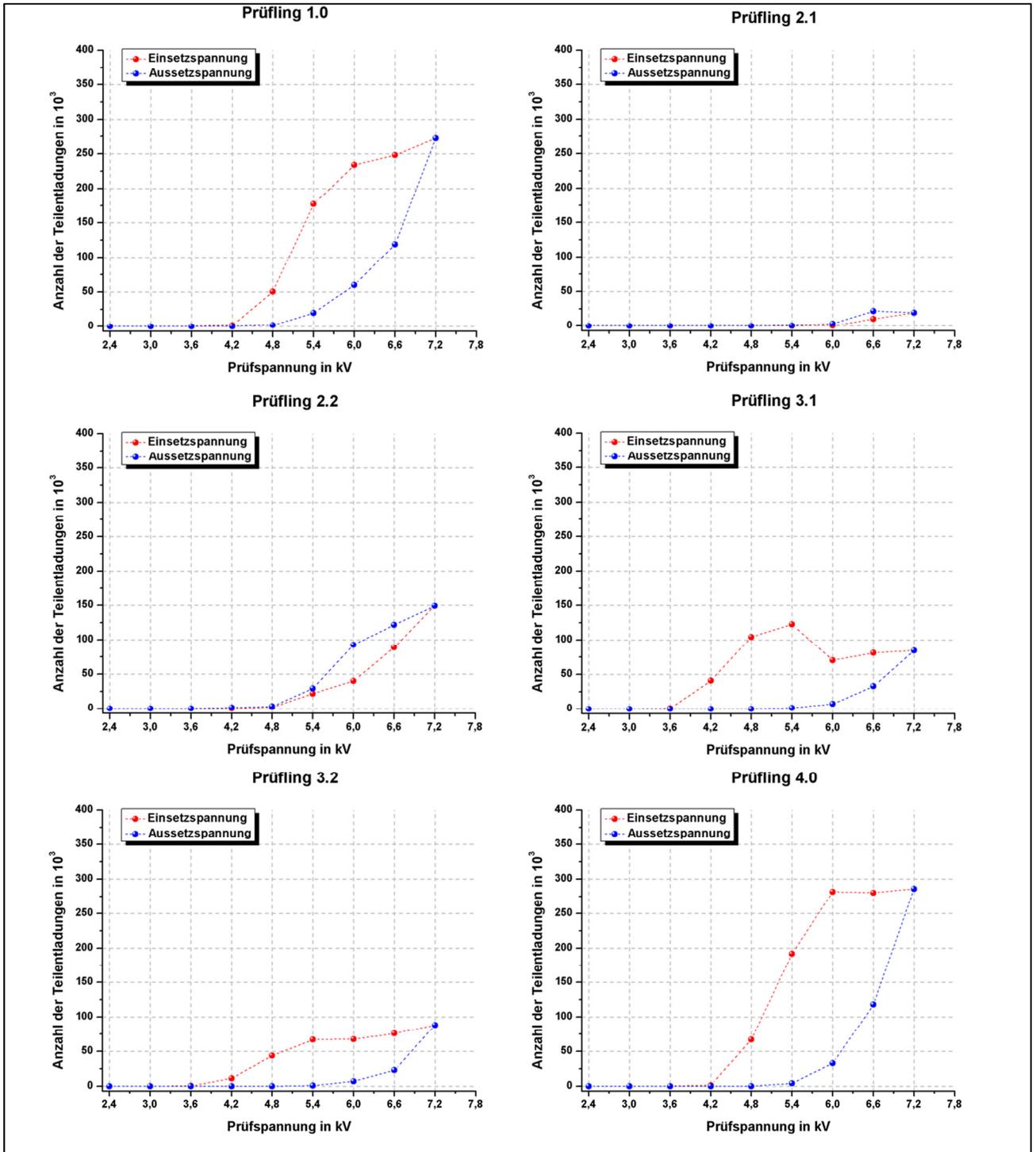


Abbildung 31: Anzahl der TE in Abhängigkeit von der Spannungsstufe (Normiert, MPD600 mit Prüfaufbau B, 20s Mess-, Belastungsdauer pro Spannungsstufe)

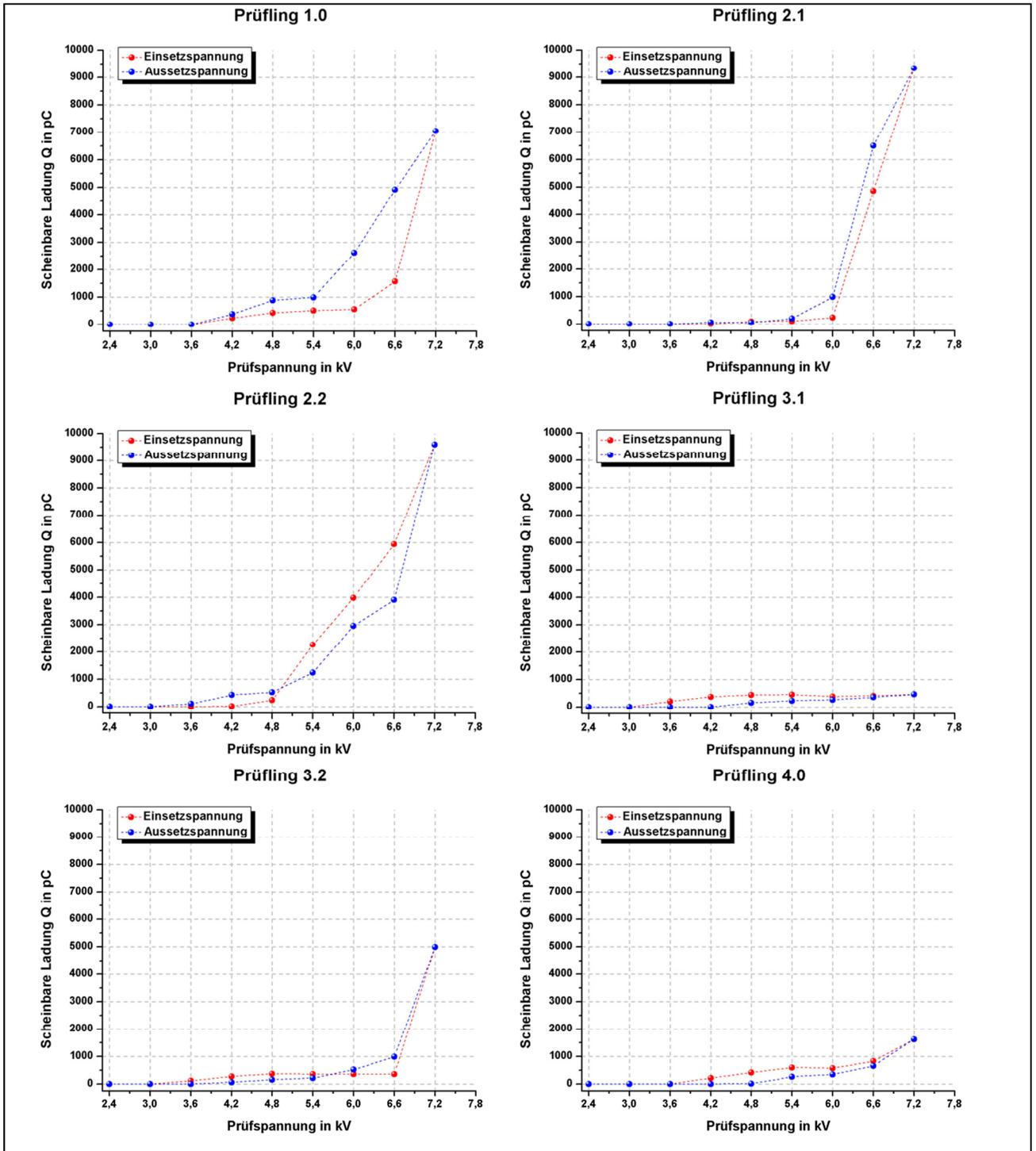


Abbildung 32: Scheinbare Ladung Q in Abhängigkeit von der Spannungsstufe (Normiert, MPD600 mit Prüfaufbau B, 20s Mess-, Belastungsdauer pro Spannungsstufe)

9.3 Anhang C – Parallelmessungen ICM und MPD600

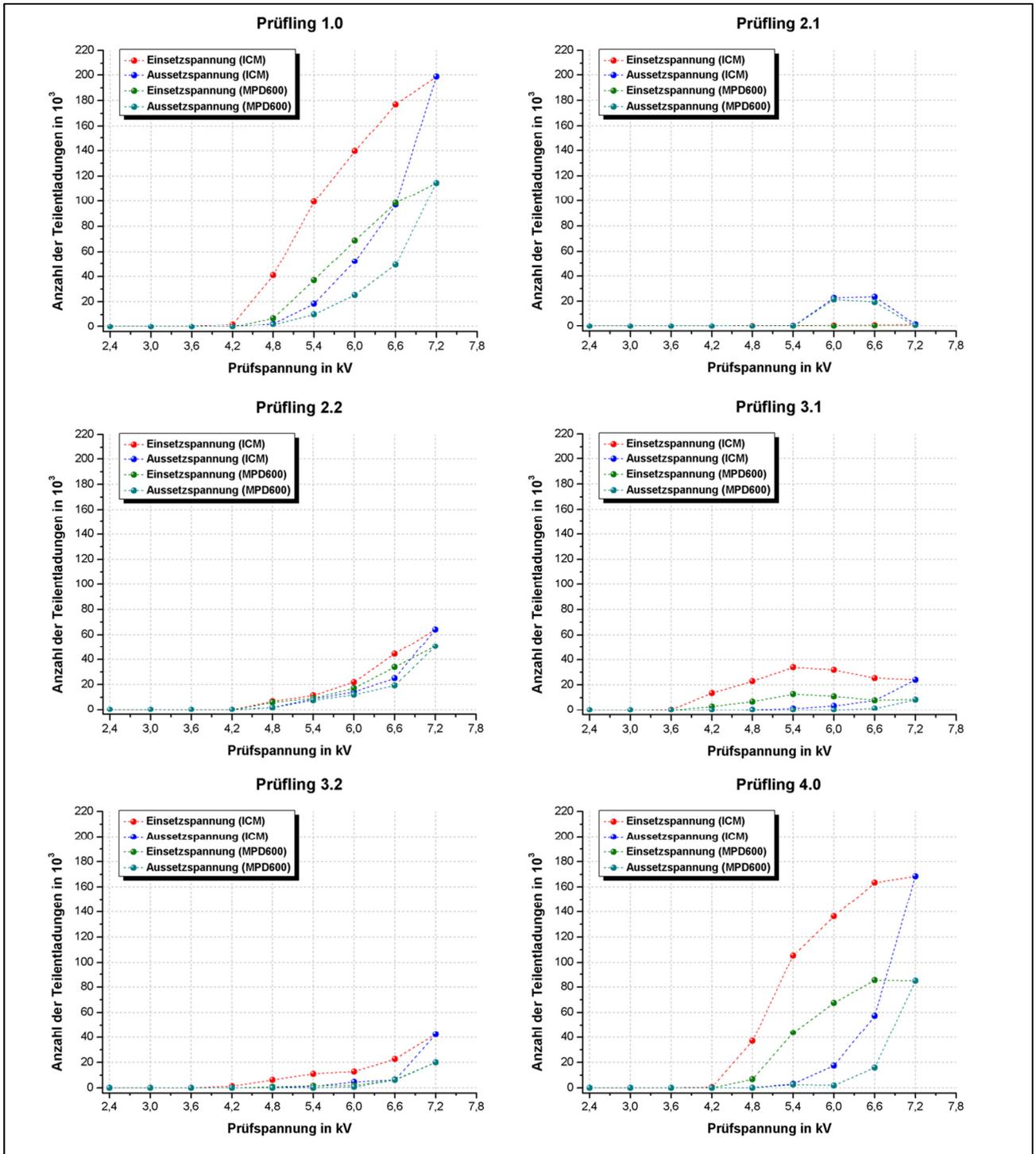


Abbildung 33: Anzahl der TE in Abhängigkeit von der Spannungsstufe (Normiert, ICM mit MPD600 Parallel, Prüfaufbau C, 20s Mess-, Belastungsdauer pro Spannungsstufe)

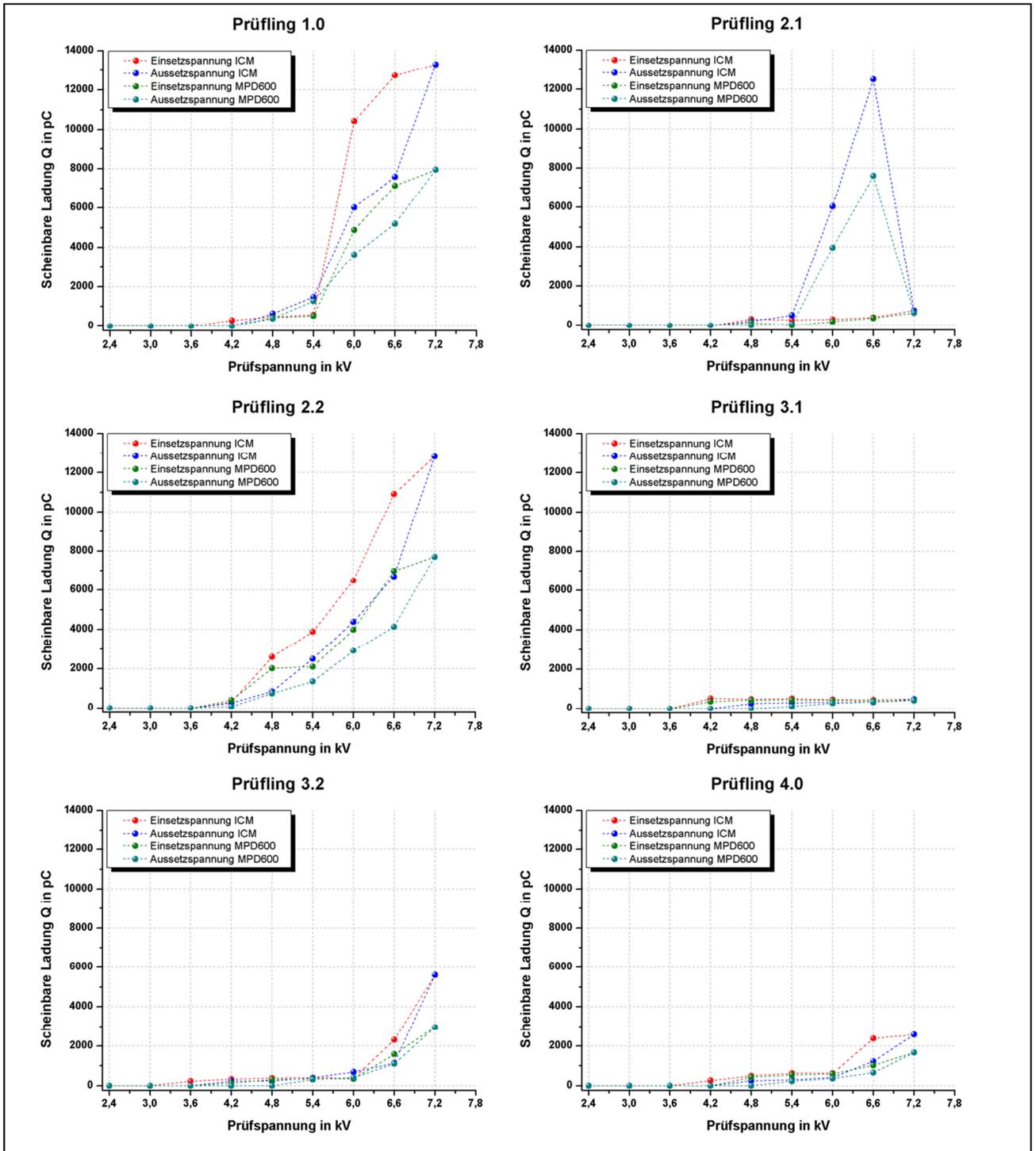


Abbildung 34: Scheinbare Ladung Q in Abhängigkeit von der Spannungsstufe (Normiert, ICM mit MPD600 Parallel, Prüfaufbau C, 20s Mess-, Belastungsdauer pro Spannungsstufe)

9.4 Anhang D – Brückenschaltung ICM und MPD600

MPD600 im Prüflingskreis

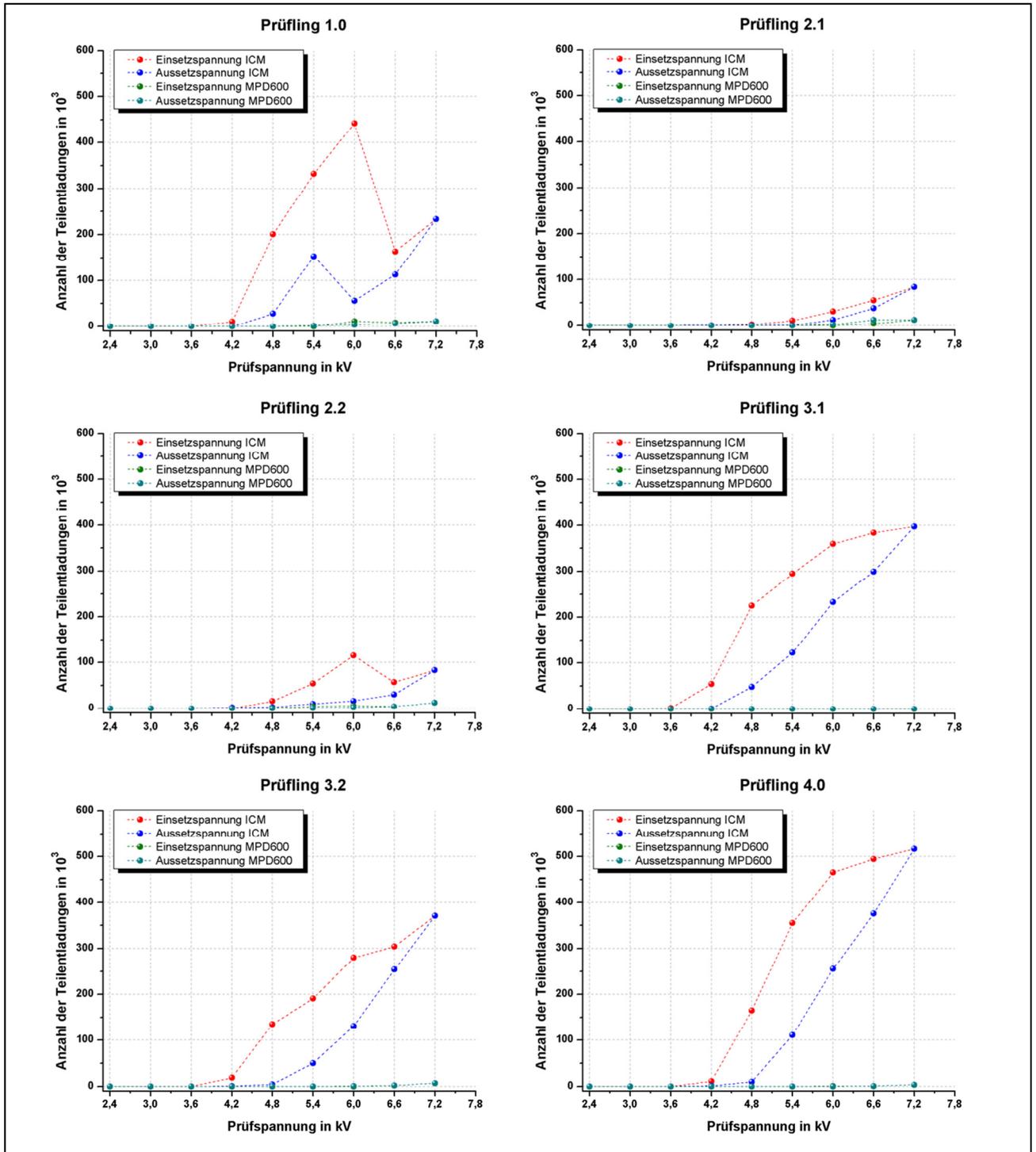


Abbildung 35: Anzahl der TE in Abhängigkeit von der Spannungsstufe (Normiert, ICM mit MPD600, Prüfaufbau D, 20s Mess- Belastungsdauer pro Spannungsstufe)

MPD600 im Prüflingskreis

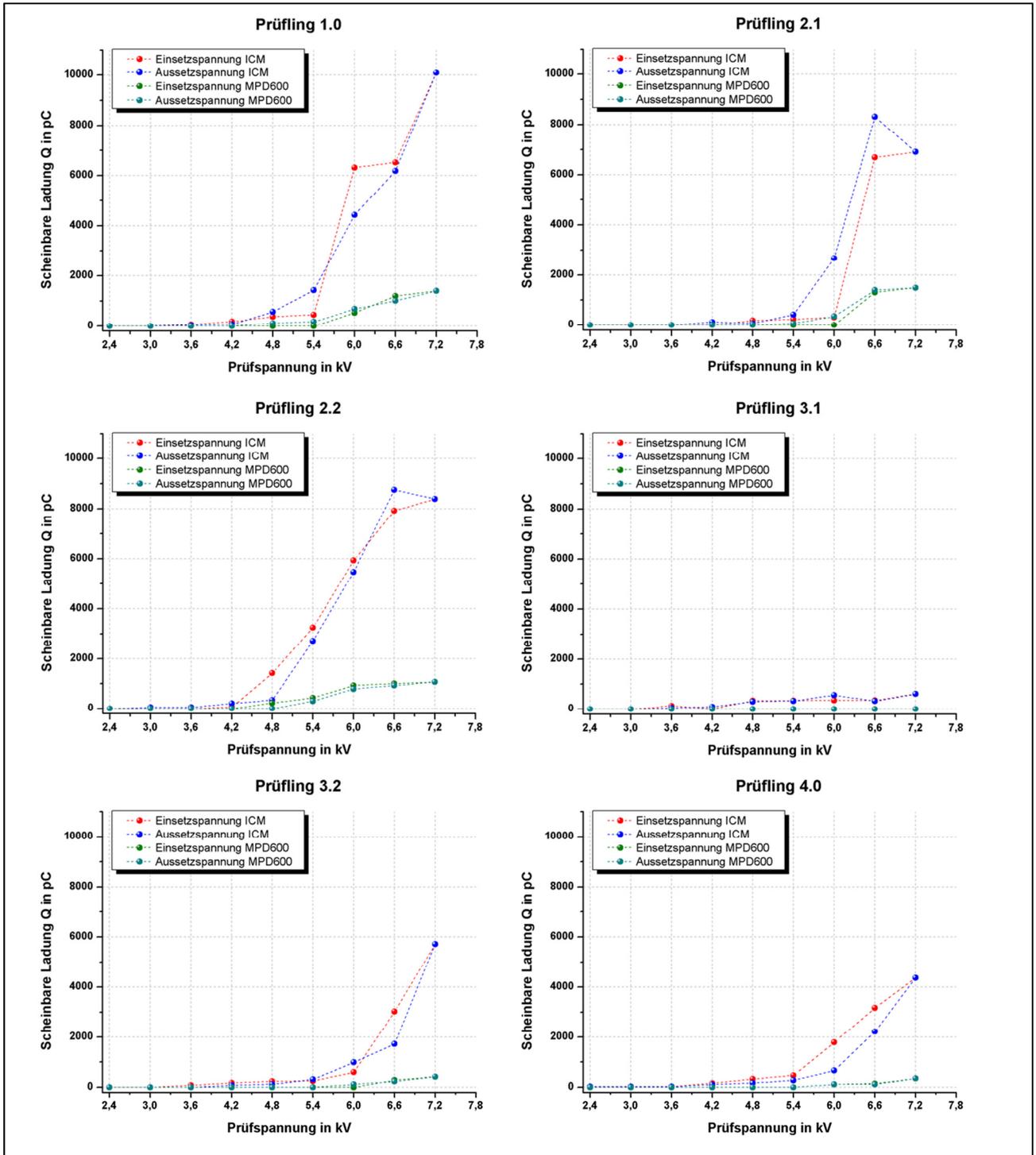


Abbildung 36: Scheinbare Ladung Q in Abhängigkeit von der Spannungsstufe (Normiert, ICM mit MPD600, Prüfaufbau D, 20s Mess- Belastungsdauer pro Spannungsstufe)

ICM im Prüflingskreis

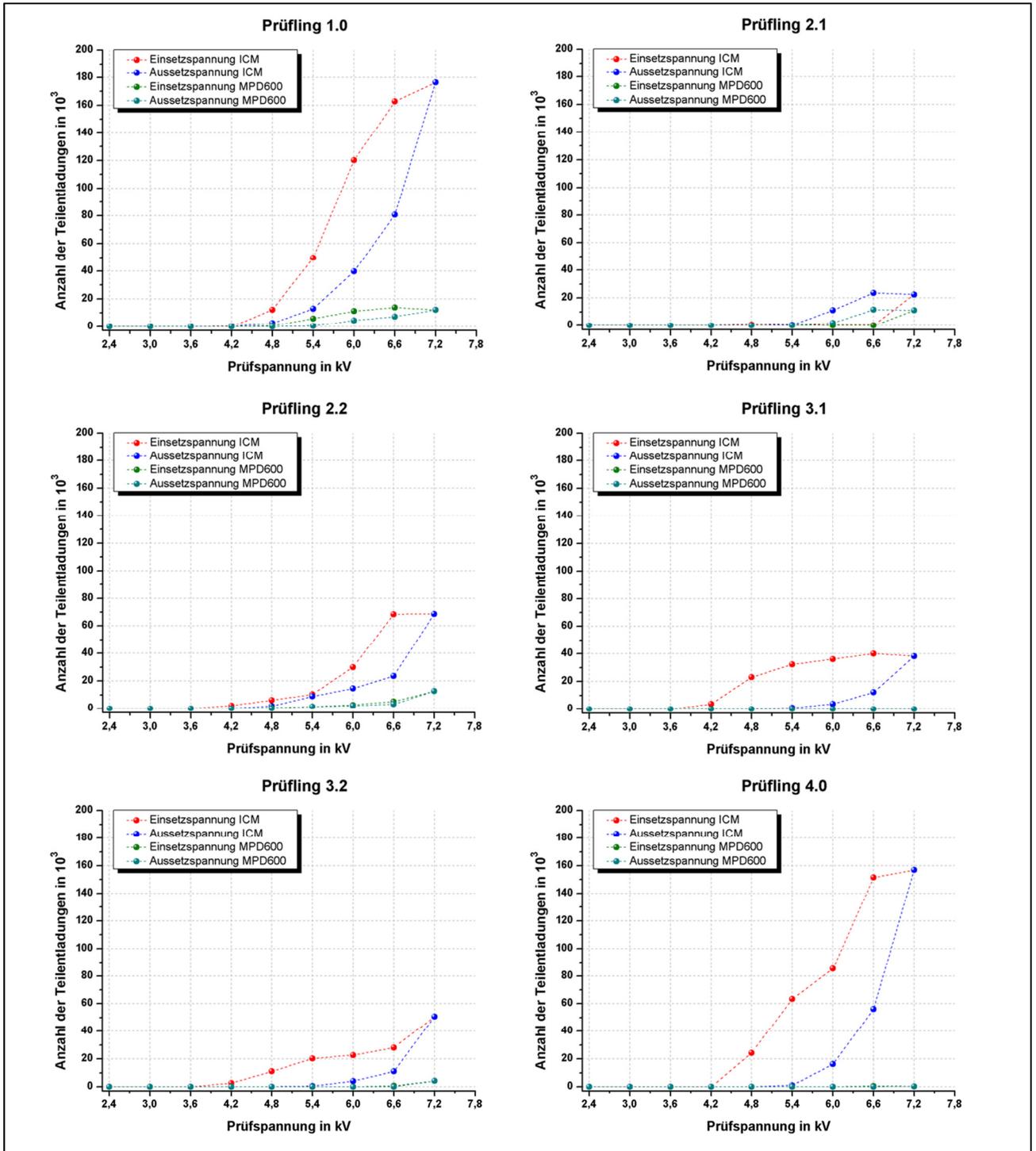


Abbildung 37: Anzahl der TE in Abhängigkeit von der Spannungsstufe (Normiert, ICM mit MPD600, Prüfaufbau E, 20s Mess- Belastungsdauer pro Spannungsstufe)

ICM im Prüflingskreis

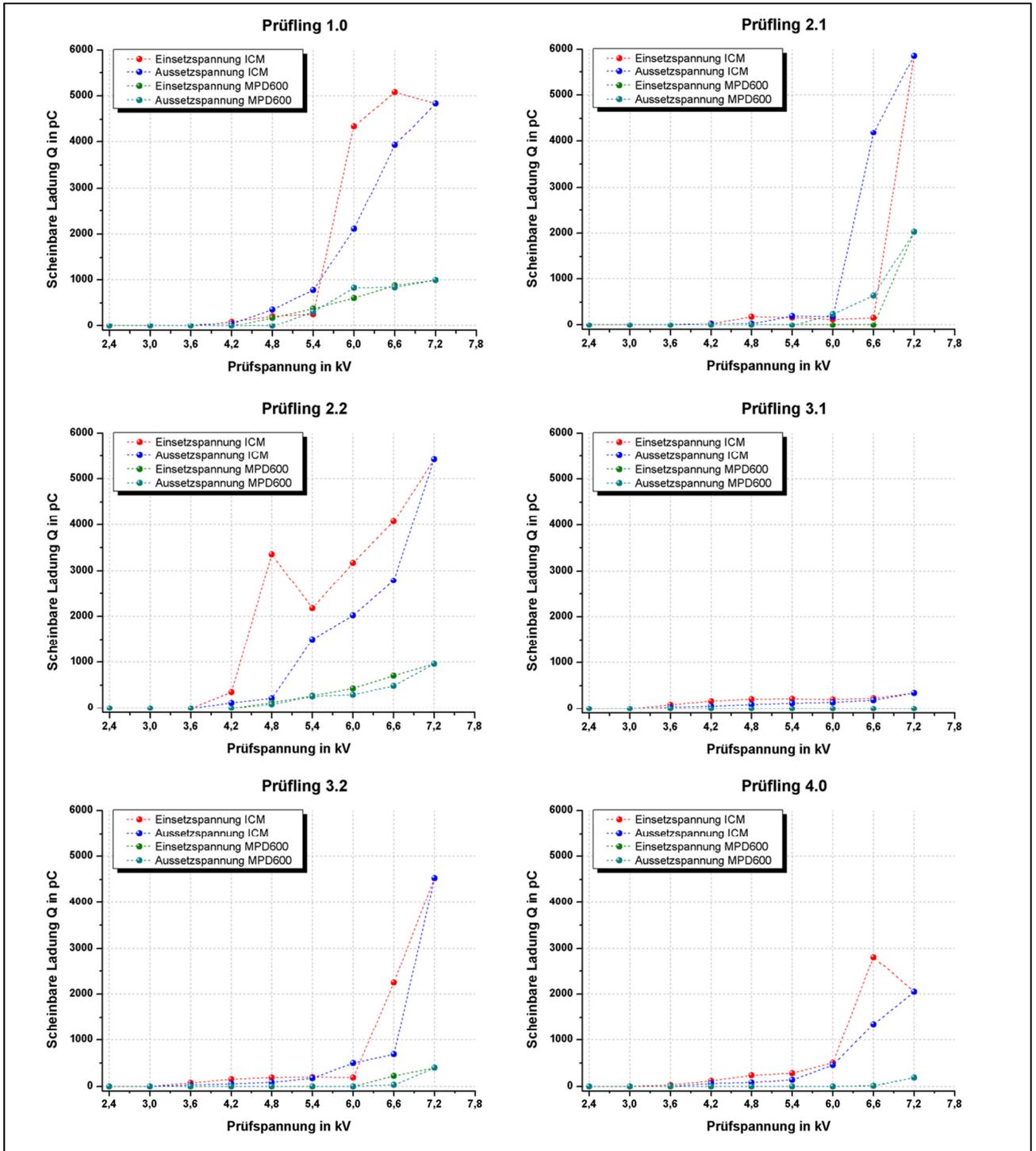


Abbildung 38: Scheinbare Ladung Q in Abhängigkeit von der Spannungsstufe (Normiert, ICM mit MPD600, Prüfaufbau E, 20s Mess- Belastungsdauer pro Spannungsstufe)

9.5 Anhang E – Variation der Bandbreite

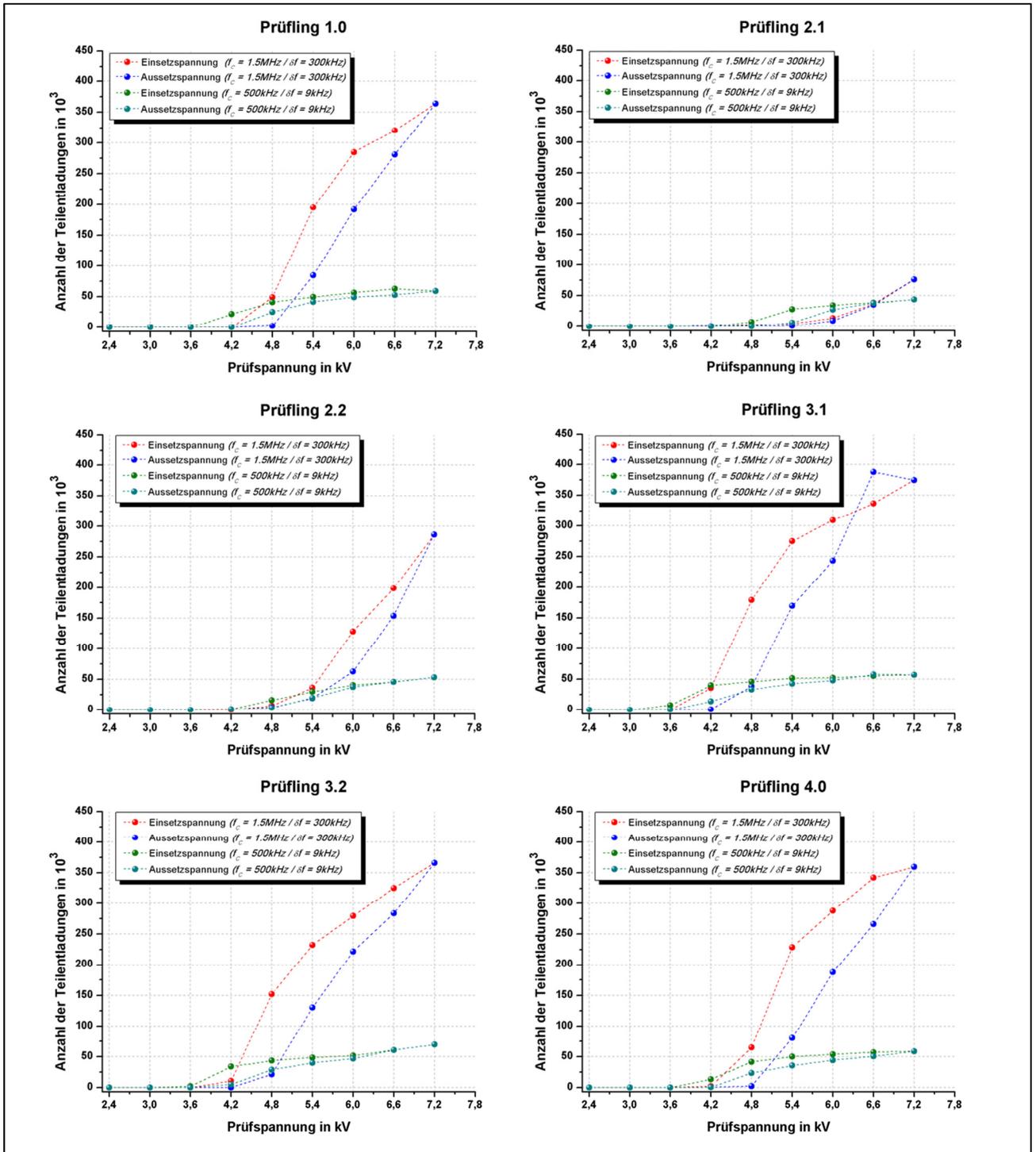


Abbildung 39: Anzahl der TE in Abhängigkeit von der Spannungsstufe (Normiert, MPD600 mit Prüfaufbau B, 20s Mess- Belastungsdauer pro Spannungsstufe)

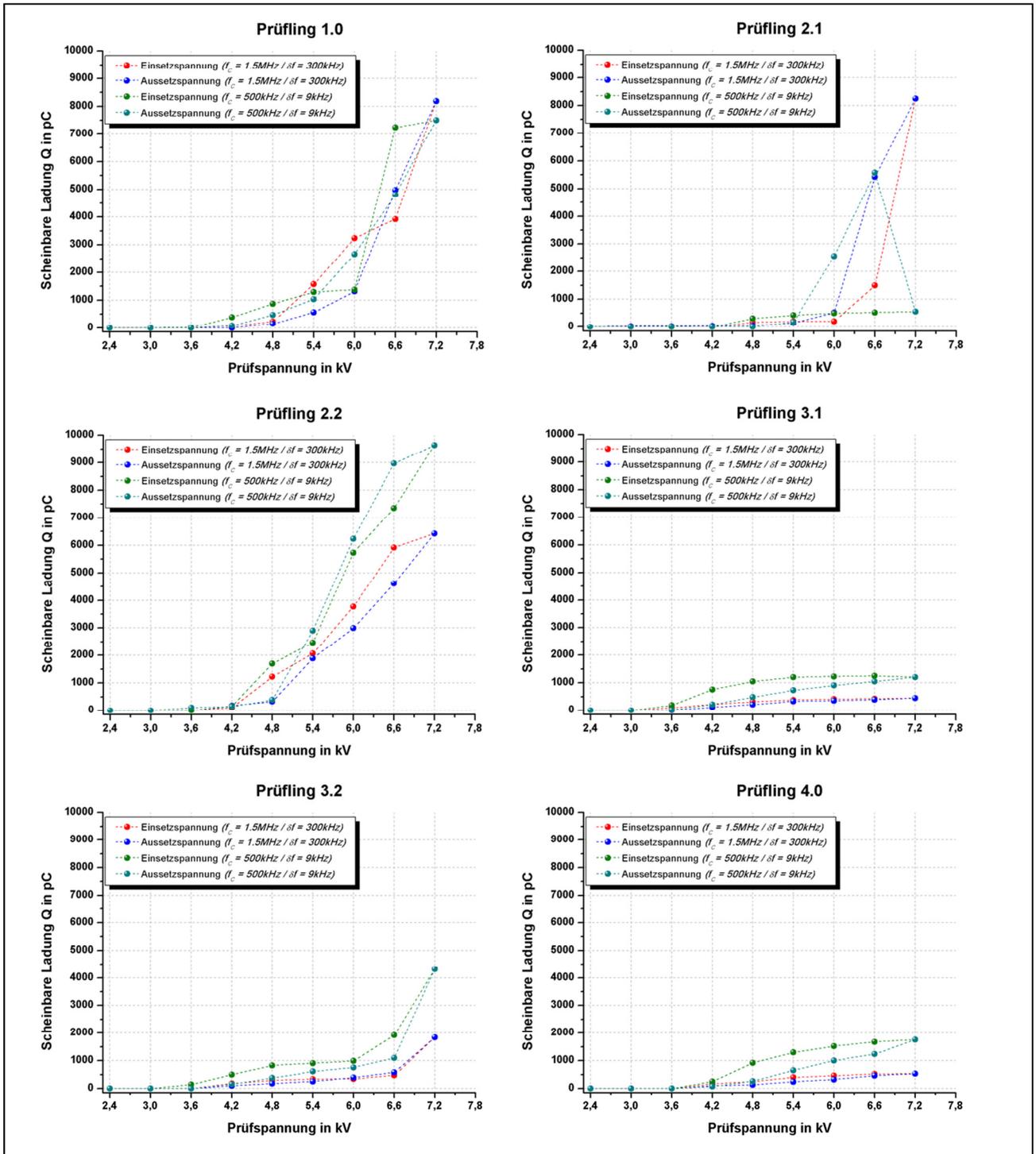


Abbildung 40: Scheinbare Ladung Q in Abhängigkeit von der Spannungsstufe (Normiert, MPD600 mit Prüfaufbau B, 20s Mess- Belastungsdauer pro Spannungsstufe)

9.6 Anhang F – Durchschlagsversuche

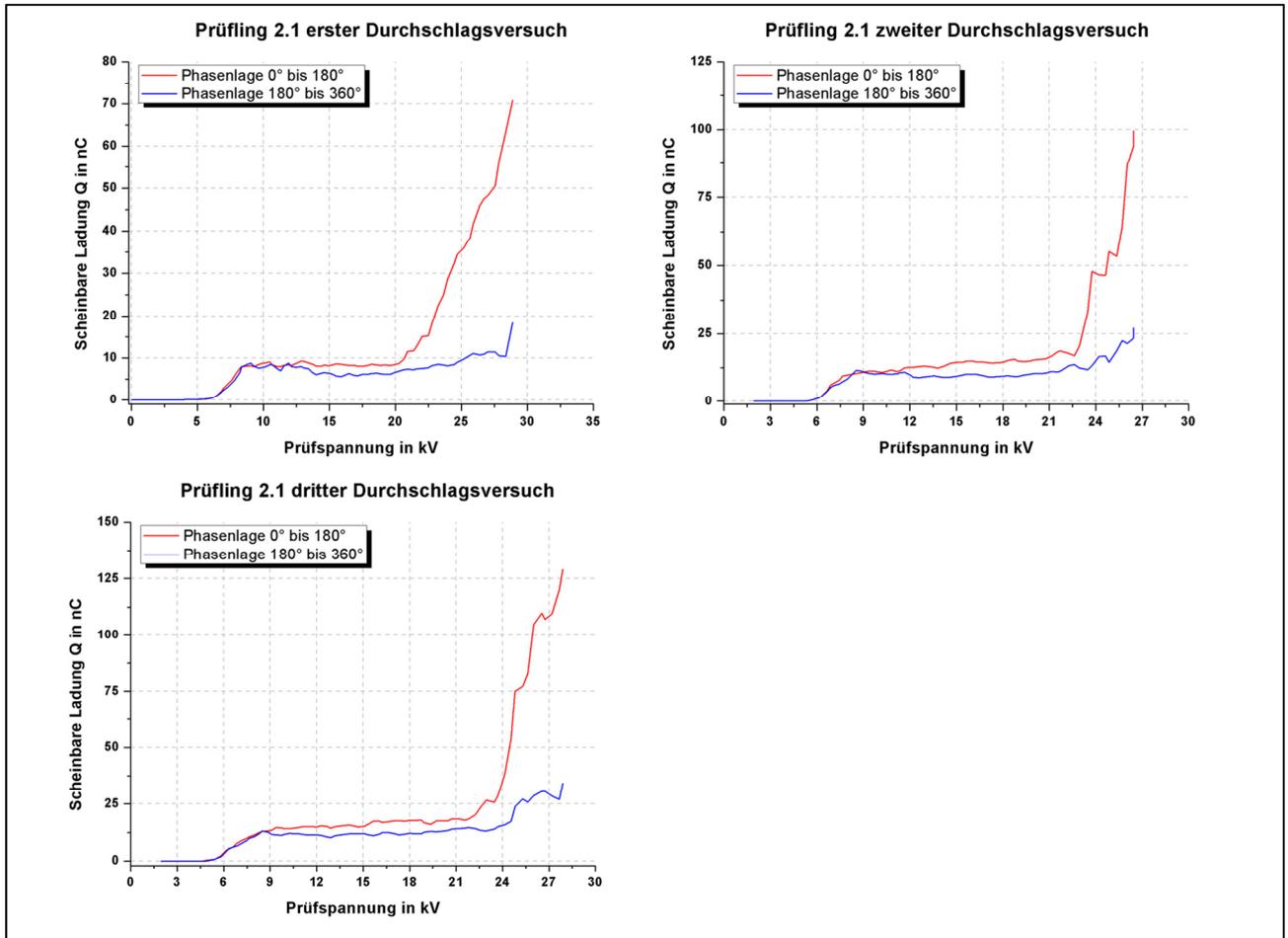


Abbildung 41: Scheinbare Ladung Q in Abhängigkeit von der Spannung, aufgelöst nach der Phasenlage (MPD600, Prüfaufbau B, Belastungsdauer bis zum Durchschlag)

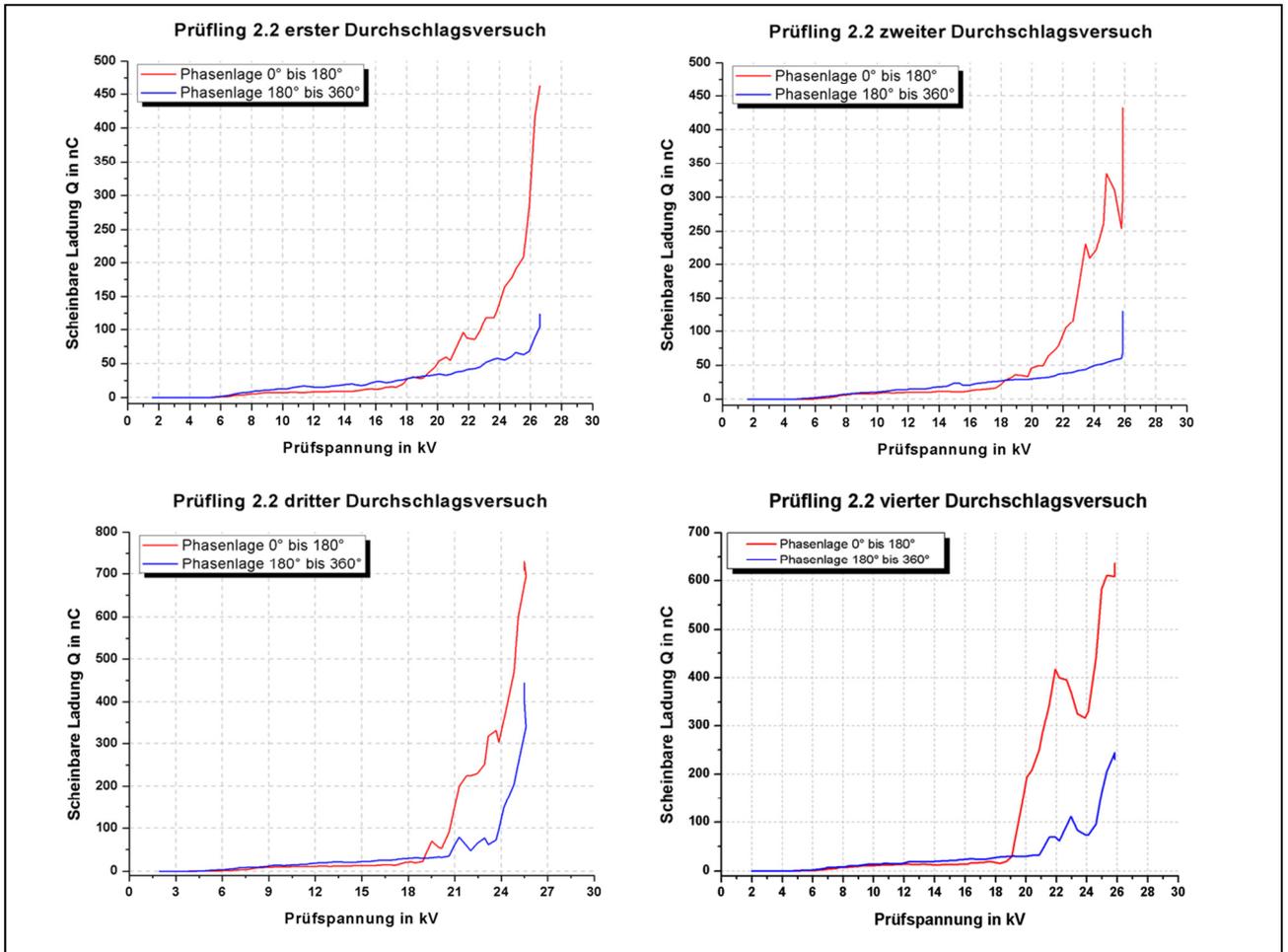


Abbildung 42: Scheinbare Ladung Q in Abhängigkeit von der Spannung, aufgelöst nach der Phasenlage (MPD600, Prüfaufbau B, Belastungsdauer bis zum Durchschlag)

9.7 Anhang G – Widerstandsmessungen

Tabelle 7: Widerstandswerte aller Prüflinge mit dem DM9C

Prüfling	Messwert in $k\Omega/\text{Quadrat}$	Elektrischer Leitwert G in $kS/\text{Quadrat}$
1.0	12,82	0,08
2.1	2,78	0,36
2.2	1,40	0,71
3.1	7,78	0,13
3.2	7,10	0,14
4.0	27,08	0,04

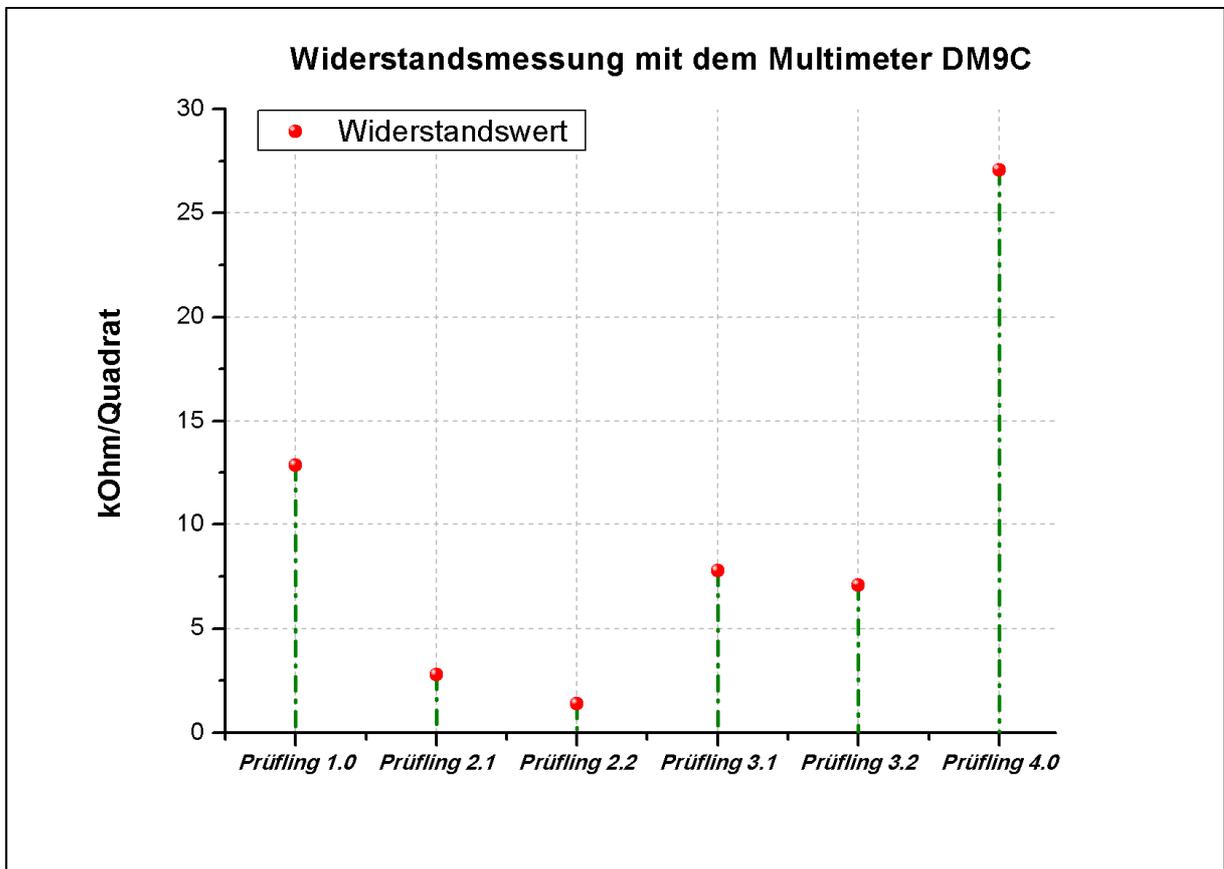


Abbildung 43: Messergebnisse der Widerstandsmessung aller Prüflinge mit dem DM9C

Tabelle 8: Widerstandswerte aller Prüflinge mit regelbarer DC-Quelle

Prüfling	Messwert in $k\Omega/\text{Quadrat}$	Elektrischer Leitwert G in $kS/\text{Quadrat}$
1.0	12,86	0,08
2.1	2,79	0,36
2.2	1,39	0,72
3.1	7,81	0,13
3.2	7,13	0,14
4.0	27,16	0,04

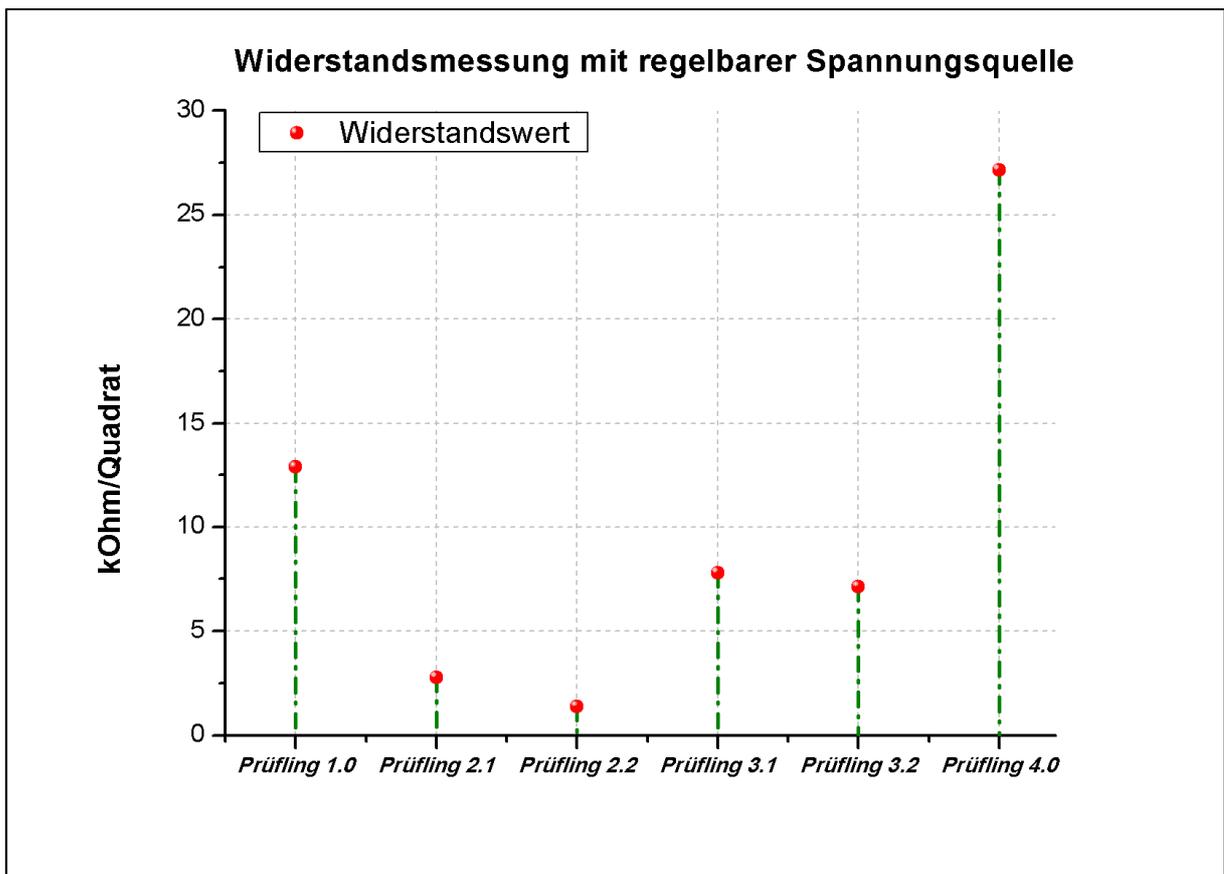


Abbildung 44: Messergebnisse der Widerstandsmessung aller Prüflinge mit regelbarer DC-Quelle

Tabelle 9: Widerstandswerte aller Prüflinge mit dem RCL-Meter

Prüfling	Messwert in $k\Omega/\text{Quadrat}$	Elektrischer Leitwert G in $kS/\text{Quadrat}$
1.0	12,80	0,08
2.1	2,78	0,36
2.2	1,41	0,71
3.1	7,79	0,13
3.2	7,11	0,14
4.0	27,01	0,04

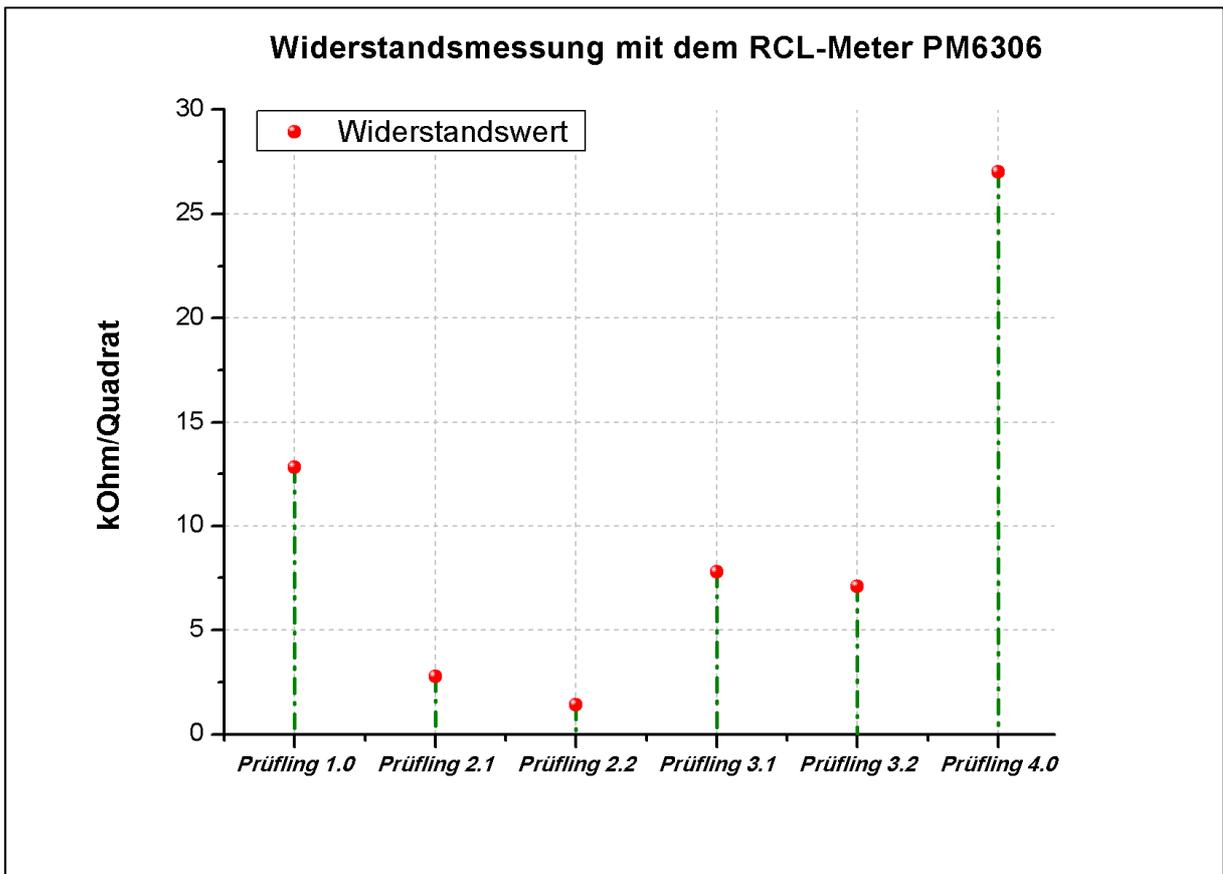


Abbildung 45: Messergebnisse der Widerstandsmessung aller Prüflinge mit dem RCL-Meter

Tabelle 10: Messergebnisse aller Widerstandsmessungen für alle Prüflinge

Prüfling	Messwert in $k\Omega/Quadrat$	Messwert in $k\Omega/Quadrat$	Messwert in $k\Omega/Quadrat$
	<i>Multimeter</i>	<i>DC-Quelle</i>	<i>RCL-Meter</i>
1.0	12,82	12,86	12,80
2.1	2,78	2,79	2,78
2.2	1,40	1,39	1,41
3.1	7,78	7,81	7,79
3.2	7,10	7,13	7,11
4.0	27,08	27,16	27,01

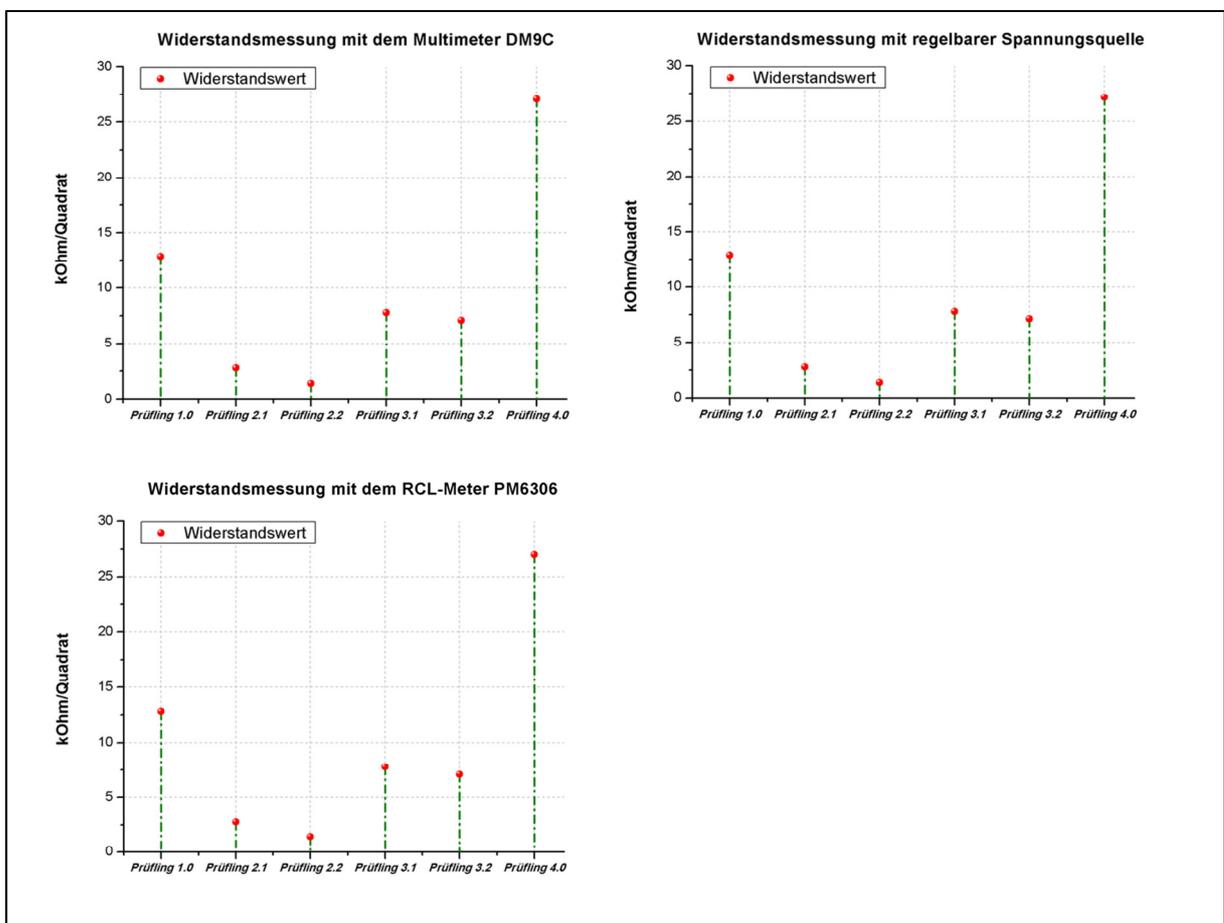


Abbildung 46: Messergebnisse aller Widerstandsmessungen für alle Prüflinge

Tabelle 11: Widerstandsmessung mit AC aller Prüflinge in Abhängigkeit von der Frequenz (RCL-Meter)

Messwert in $k\Omega/\text{Quadrat}$					
Frequenz	100 Hz	1 kHz	10 kHz	100 kHz	1000 kHz
Prüfling					
1.0	12,83	12,82	12,79	12,76	12,44
2.1	2,77	2,77	2,77	2,77	3,9
2.2	1,43	1,94	2,13	2,14	5,27
3.1	7,78	7,78	7,78	7,74	8,2
3.2	7,11	7,11	7,11	7,07	11,05
4.0	26,98	26,97	26,78	26,84	16,45

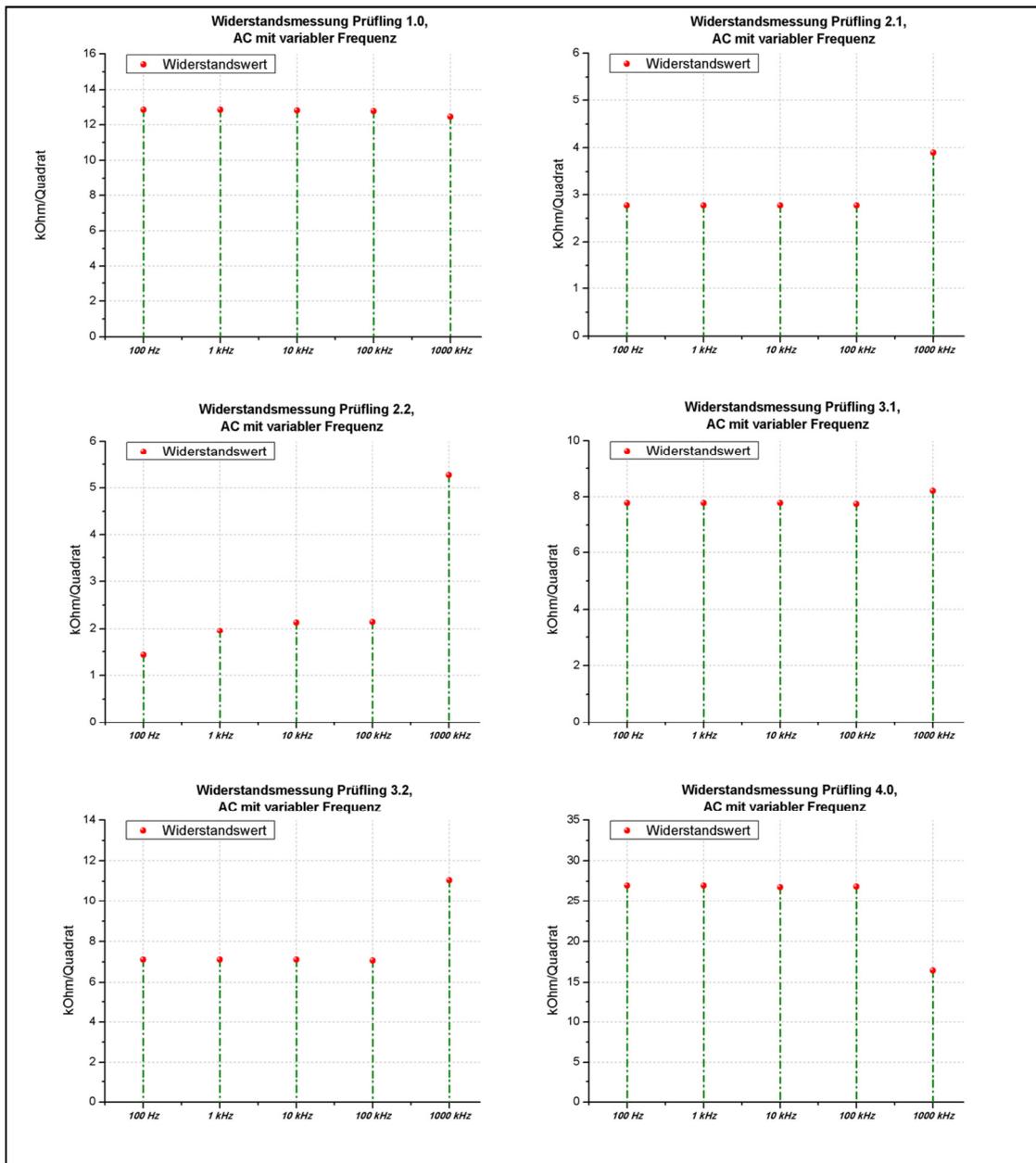


Abbildung 47: Widerstandsmessung mit AC aller Prüflinge in Abhängigkeit von der Frequenz (RCL-Meter)

9.8 Anhang H – Geräteverzeichnis

- Oszilloskop Yokogawa DLM2054 für die Spannungsmessung
- Transientenschreiber Yokogawa DL750 ScopeCorder für automatische Durchschlagserkennung und Abschaltung
- ICM (Power Diagnostic Systems[®]):
 - HST1B (Spannungsmessung)
 - CIL4L Vierpol (600pF – 2,5nF)
 - RPA1 (Vorverstärker)
- Prüftransformator mit 100kV Nennspannung, 0,05A Nennstrom und 5kVA Gesamtleistung
- Hochspannungsbaukasten von MWB Messwandler GmbH bestehend aus:
 - Pressgaskondensator mit 37,04pF
 - Erdungsschalter
 - Koppelkapazität mit 1200pF
- TE-Kalibrator mit maximal 1nF bzw. 2nF von Power Diagnostic Systems
- MPD600 (OMICRON[®]):
 - MPD 600 Erfassungs-Einheit
 - MPP 600 – Lithium Polymer Akku
 - CPL 542 Vierpol (30 μ F – 120 μ F)
 - LWL Duplex Kabel 20m
 - LWL Duplex Kabel 3m
 - MCU 502/505 – Glasfaser Buskontroller
- Multimeter DM9C von Amprobe[®]
- Gleichspannungsquelle von Zentro-Elektrik[®]:
 - Typ LA2x150 / 1GB
 - U_E 220V / 50Hz
 - U_A 2x150V DC / 2x 1A
- Multimeter VC 840 von Voltcraft[®]
- PM6306-Programmable Automatic RCL-Meter von Fluke[®]