

Maurizio Zajadatz

# Teilentladungsdiagnostik an umrichterbetriebenen elektrischen Maschinen im Niederspannungsbereich





Teilentladungsdiagnostik an  
umrichterbetriebenen elektrischen Maschinen  
im Niederspannungsbereich

Zur Erlangung des akademischen Grades eines

DOKTORS DER INGENIEURWISSENSCHAFTEN (Dr.-Ing.)

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

DISSERTATION

von

Maurizio Andreas Zajadatz, M.Sc.  
geb. in Pforzheim, Deutschland

Tag der mündlichen Prüfung: 12.12.2025  
Hauptreferent: Prof. Dr.-Ing. Thomas Leibfried  
Korreferent: Prof. Dr.-Ing. Peter Werle



This document – excluding parts marked otherwise, the cover, pictures, figures and graphical expressions – is licensed under a Creative Commons Attribution-Share Alike 4.0 International License (CC BY-SA 4.0):  
<https://creativecommons.org/licenses/by-sa/4.0/deed.en>

# Vorwort

Die vorliegende Dissertation entstand während meiner Zeit als wissenschaftlicher Mitarbeiter am Institut für Elektroenergiesysteme und Hochspannungstechnik (IEH) des Karlsruher Instituts für Technologie (KIT). Diese schöne und lehrreiche Zeit durfte ich mit vielen Wegbegleitern teilen, die auf ihre jeweils eigene Weise zum Gelingen dieser Arbeit beigetragen haben.

Ein großer Dank gebührt meinem Doktorvater Herrn *Prof. Dr.-Ing. Thomas Leibfried*. Die Freiheit, meinen eigenen wissenschaftlichen Weg gestalten zu dürfen, habe ich sehr geschätzt. Durch das Vertrauen, das er mir in zahlreichen verantwortungsvollen Aufgaben am IEH entgegenbrachte, konnte ich wertvolle Erfahrungen für die Zukunft sammeln.

Herrn *Prof. Dr.-Ing. Peter Werle* danke ich herzlich für die Übernahme des Korreferats und den stets angenehmen und konstruktiven Austausch. Mein Dank gilt ebenso den weiteren Mitgliedern der Prüfungskommission, dem Vorsitzenden Herrn *Prof. Dr.-Ing. Mike Barth* sowie den Prüfern Herrn *Prof. Dr.-Ing. Marc Hiller* und Herrn *Prof. Dr. rer. nat. Ivan Perić* für ihr Interesse an meiner Arbeit und die Bereitschaft, die Prüfung zu begleiten.

Besonderer Dank gilt Herrn *Dr.-Ing. Michael Suriyah*. Sein großes Interesse an meinen Themen sowie der fachliche und menschliche Austausch haben wesentlich zu der überaus angenehmen Arbeitsatmosphäre am IEH beigetragen. Ebenso bedanken möchte ich mich bei Herrn *PD Dr.-Ing. habil. Martin Sack* für die wertvollen fachlichen Diskussionen und seine Unterstützung.

Bei allen aktuellen und ehemaligen Kolleginnen und Kollegen möchte ich mich für die schöne Zeit am IEH bedanken. Hervorheben möchte ich dabei Herrn *Wolf Schulze* und Herrn *Dr.-Ing. Daniel Barth*, die mir gerade zu Beginn mit viel Geduld und Erfahrung den Einstieg in die Strukturen und Abläufe am IEH erleichtert haben. Aus kollegialen Verhältnissen sind mit der Zeit auch Freundschaften entstanden – daher gilt mein besonderer Dank außerdem Frau *Dr.-Ing. Carolin Hirsching* und Herrn *Alexander Bisseling* für die gemeinsamen Jahre am IEH und darüber hinaus.

Die Zusammenarbeit mit meinen Studierenden und wissenschaftlichen Hilfskräften war stets eine große Freude. In vielen gemeinsamen Stunden sind wichtige Erkenntnisse entstanden, die diese Arbeit maßgeblich bereichert haben. Besonders erwähnen möchte ich die Herren *Erik Wöhr*, *Lucas Braun* und *Luca*

## VORWORT

---

Zimmermann, die dem IEH aufgrund ihrer hervorragenden Leistungen nun selbst als wissenschaftliche Mitarbeiter zur Verfügung stehen. Auch Herrn *Aaron Fischer* und den *IT-Hiwis* gilt mein herzlicher Dank für ihre stetige Unterstützung.

Für die wertvolle organisatorische Unterstützung durch Frau *Anja Nelles* und Frau *Isabell Riedmüller* sowie für die fachkundige handwerkliche Hilfe durch die *Mechanische Werkstatt*, das *Elektroservicelabor* und das *Mess- und Prüfgerätelabor* möchte ich mich ebenfalls herzlich bedanken.

Meinen guten Freunden *Nico Hirsching*, *Manuel Amann* und *Dr. rer. nat. Anselm Baur* danke ich für ihr feines Gespür dafür, wann eine Ablenkung notwendig war und für die vielen schönen gemeinsamen Stunden innerhalb und außerhalb des IEH.

Meinen Eltern *Carmen* und *Martin* danke ich von Herzen für ihren bedingungslosen Rückhalt. Sie stehen mir stets zur Seite und haben mich mit ihrer Unterstützung immer begleitet und gestärkt.

Ohne meine wunderbare Ehefrau *Melanie*, ihr unerschütterliches Verständnis und ihre bedingungslose Unterstützung in allen Bereichen jenseits des Universitätsalltags wäre diese Dissertation nicht möglich gewesen. Ihr gilt mein tiefster Dank und meine ganze Liebe. Unsere Kinder *Vittorio*, *Giulio* und *Antonio* bereichern unser Leben jeden Tag aufs Neue – mit ihnen wird es nie langweilig, und dafür bin ich unendlich dankbar.

Karlsruhe, im Dezember 2025

Maurizio Andreas Zajadatz

# Inhaltsverzeichnis

<b>1. Einleitung</b>	<b>1</b>
1.1 Motivation und Hintergrund	1
1.2 Prüfspannungen	2
1.3 Teilentladungsdiagnostik	3
1.4 Zielsetzung der Arbeit	4
<b>2. Teilentladungen</b>	<b>5</b>
2.1 Grundlagen	5
2.1.1 Begriffe	6
2.1.2 Innere Teilentladungen	7
2.1.3 Äußere Teilentladungen	9
2.1.4 Gleitentladungen	9
2.1.5 Schädigungsmechanismen	9
2.2 Teilentladungsdiagnostik	11
2.2.1 Scheinbare Ladung	12
2.2.2 Messbare Ladung	13
2.2.3 Kalibrierung	14
2.2.4 Schaltungen zur Teilentladungsmessung	14
2.2.5 Ladungsbestimmung	16
2.2.6 Grenzen	16
2.3 Teilentladungsmessung im höheren Frequenzbereich	17
2.3.1 Grundlagen	17
2.3.2 Sensorik	19
2.3.3 Empfindlichkeit	22
2.3.4 Validierung der HF-Teilentladungsmessung	24
<b>3. Erzeugung getakteter Prüfspannungen</b>	<b>25</b>
3.1 Anforderungen	25
3.2 Grundlagen	26
3.2.1 Leistungs-MOSFET	26
3.2.2 Leistungs-IGBT	29
3.2.3 Materialien	31
3.3 Realisierung	32
3.3.1 IGBT-Prüfquelle	33

3.3.2	SiC-Prüfquelle für variable Slew-Rate . . . . .	36
3.4	Prüfspannungen . . . . .	39
3.4.1	IGBT-Prüfquelle . . . . .	39
3.4.2	SiC-Prüfquelle . . . . .	42
<b>4.</b>	<b>Prüfobjekte . . . . .</b>	<b>45</b>
4.1	Einleitung . . . . .	45
4.2	Verlustmechanismen der Asynchronmaschine . . . . .	46
4.3	Elektrische Isoliersysteme in Niederspannungsmotoren . . . . .	48
4.4	Stationäre Spannungsbeanspruchung . . . . .	49
4.4.1	Spannungsbelastung am dreiphasigen Netz . . . . .	50
4.4.2	Spannungsbelastung an Umrichtern . . . . .	51
4.5	Transiente Betrachtung des Systems . . . . .	52
4.5.1	Wicklungsplan . . . . .	53
4.5.2	Hochfrequenzmodell . . . . .	53
4.6	Prüfobjekte als Teilnachbildung einer elektrischen Maschine . . . . .	60
<b>5.</b>	<b>Teilentladungsmessungen im hochfrequenten Bereich . . . . .</b>	<b>63</b>
5.1	Einleitung . . . . .	63
5.2	Versuchsaufbau . . . . .	64
5.2.1	Sensorik und Signalkonditionierung . . . . .	64
5.2.2	Datenauswertung . . . . .	66
5.2.3	Versuchsaufbau bei sinusförmiger Spannung . . . . .	69
5.2.4	Versuchsaufbau mit umrichterbasierter Prüfquelle . . . . .	70
5.3	Ergebnisse für sinusförmige Prüfspannung . . . . .	70
5.3.1	Kombinierte Messung nach DIN EN 60270 . . . . .	71
5.3.2	Messung ohne Hochpassfilter . . . . .	71
5.3.3	Einfluss der Hochpassfilterung . . . . .	73
5.3.4	Einfluss des Signalverstärkers . . . . .	75
5.4	TE-Messung bei umrichtererzeugter Prüfspannung . . . . .	77
5.4.1	Vergleich der TE-Pulsform . . . . .	78
5.4.2	Charakterisierung der Störimpulse . . . . .	84
5.4.3	Einfluss der Prüfspannung auf das TE-Verhalten . . . . .	88
5.5	Diskussion und Fazit . . . . .	94
<b>6.</b>	<b>HF-Teilentladungsdiagnostik an induktiven Prüflingen . . . . .</b>	<b>97</b>
6.1	Einleitung . . . . .	97
6.2	Stand der Technik . . . . .	98
6.2.1	Elektrische Beanspruchung . . . . .	98
6.2.2	Messaufbauten . . . . .	100
6.2.3	Kalibrierung und Empfindlichkeitsbestimmung . . . . .	101
6.3	Spannungsverteilung . . . . .	103
6.3.1	Messung bei stehender Maschine . . . . .	103
6.3.2	Messung bei drehender Maschine . . . . .	109
6.4	Dämpfungseffekte . . . . .	112
6.4.1	Versuchsaufbau . . . . .	112

6.4.2	Simulation . . . . .	113
6.4.3	Experimentelle Ergebnisse . . . . .	115
6.5	TE-Messung an einzelnen Strang . . . . .	117
6.5.1	Versuchsaufbau . . . . .	118
6.5.2	Sinusförmige Prüfspannung . . . . .	118
6.5.3	Umrichtererzeugte Prüfspannung . . . . .	122
6.5.4	Diskussion . . . . .	127
6.6	TE-Messung an drehender Maschine . . . . .	127
6.6.1	Versuchsaufbau . . . . .	128
6.6.2	Prüfspannung . . . . .	128
6.6.3	Ergebnisse . . . . .	130
6.6.4	Diskussion . . . . .	132
6.7	Fazit . . . . .	132
<b>7.</b>	<b>Zusammenfassung und Ausblick . . . . .</b>	<b>135</b>
<b>A.</b>	<b>Ergänzende Informationen . . . . .</b>	<b>137</b>
A.1	Parametersatz für die Regressionskurven der Spannungsverteilung . . . . .	137
A.2	Parametersatz für die Regressionskurven der Impulsdämpfung . . . . .	137
A.3	Parametersatz für das Diagramm zur TE-Lokalisierung . . . . .	138
<b>B.</b>	<b>Nomenklatur . . . . .</b>	<b>139</b>
<b>C.</b>	<b>Literaturverzeichnis . . . . .</b>	<b>147</b>
C.1	Wissenschaftliche Veröffentlichungen und Bücher . . . . .	147
C.2	Normen und technische Dokumente . . . . .	158
C.3	Eigene Journalbeiträge . . . . .	160
C.4	Eigene Veröffentlichungen . . . . .	160
C.5	Betreute studentische Abschlussarbeiten . . . . .	161

# Abbildungsverzeichnis

2.1	Allgemeines netzwerkbasieretes TE-Modell . . . . .	8
2.2	Vereinfachtes netzwerkbasieretes TE-Modell . . . . .	12
2.3	Ladungsbestimmung mit netzwerkbasiertem TE-Modell . . . . .	13
2.4	Teilentladungsprüfkreise nach DIN EN 60270 . . . . .	15
2.5	Frequenzspektren der TE- und Prüfspannungspulse . . . . .	18
2.6	TE-Messung mittels kapazitiven Sensoren . . . . .	19
2.7	Funktionsweise eines induktiven Stromsensors . . . . .	20
2.8	Aufbau eines Hochfrequenzstromwandlers . . . . .	20
2.9	TE-Messung mittels Hochfrequenzstromwandler . . . . .	21
2.10	TE-Messung mittels elektromagnetischer Sensoren . . . . .	21
2.11	Empfindlichkeitsbestimmung nach DIN IEC/TS 61934 . . . . .	23
3.1	MOSFET-Zelle in Vertikalstruktur . . . . .	26
3.2	Ersatzschaltbild eines Leistungs-MOSFETs . . . . .	27
3.3	MOSFET-Schaltverhalten im Vergleich zum IGBT-Schaltverhalten	29
3.4	IGBT-Zelle in Vertikalstruktur . . . . .	30
3.5	Vereinfachtes ESB eines Leistungs-IGBTs in Vertikalstruktur . . . . .	31
3.6	Gesamtkonzept der IGBT-Prüfquelle . . . . .	33
3.7	Aufbau des 3-Level-NPC als Prüfquelle . . . . .	34
3.8	Aufbau der 2-Level-SiC-Prüfquelle . . . . .	36
3.9	Treiberkonzept Miller-Switching . . . . .	38
3.10	Schaltzeitpunkte Miller-Switching . . . . .	38
3.11	Prüfspannung bei 3-Level-Blocktaktung . . . . .	40
3.12	Referenzkurvenverfahren . . . . .	41
3.13	Raumzeigermodulation . . . . .	41
3.14	Ausgangsspannung $u_{12}$ der SiC-Prüfquelle . . . . .	42
3.15	Messung des Miller-Switching . . . . .	43
3.16	Messung der Slew-Rate . . . . .	44
4.1	Ersatzschaltbild der Asynchronmaschine . . . . .	46
4.2	Aufbau des EIS einer Typ-I-Asynchronmaschine . . . . .	49
4.3	Schaltungsvarianten des Stators von Drehstrommaschinen . . . . .	49
4.4	Darstellung der im Stator auftretenden Streukapazitäten . . . . .	52
4.5	Wicklungsplan der Prüfobjekte . . . . .	53
4.6	Hochfrequenzmodell für eine Spule . . . . .	54

---

4.7	Aufbau Impedanzmessung . . . . .	54
4.8	Ergebnisse differentielle Messung . . . . .	55
4.9	Ergebnisse Gleichtaktmessung . . . . .	56
4.10	Hochfrequenzmodell für den gesamten Stator . . . . .	57
4.11	Messung der Impulsausbreitung . . . . .	59
4.12	Verdrilltes Leiterpaar (Twisted-Pair) . . . . .	60
4.13	Motorette . . . . .	60
5.1	TE-Messaufbau bei Sinusspannung . . . . .	69
5.2	Teilentladungsmessung mit umrichterbasierter Prüfquelle . . . . .	70
5.3	PRPD für $\hat{u} = 900 \text{ V}$ Sinusspannung bei $f = 50 \text{ Hz}$ . . . . .	71
5.4	TE-Messung ohne Hochpassfilter . . . . .	72
5.5	Einfluss der Hochpassfilter auf die Signaldämpfung . . . . .	74
5.6	TE-Messung mit $f_g = 500 \text{ MHz}$ Hochpassfilter . . . . .	75
5.7	Aufbau der Signalkonditionierung mit Verstärker . . . . .	76
5.8	TE-Messung mit Verstärker . . . . .	76
5.9	TE-Messung mit 50-MHz-Hochpassfilter und SiC-Quelle . . . . .	78
5.10	TE-Impulse im Zeitbereich . . . . .	79
5.11	TE-Impulse im Frequenzbereich . . . . .	80
5.12	TE-Impulse im Zeit- und Frequenzbereich mit 50-MHz-HP . . . . .	82
5.13	TE-Impulse im Zeit- und Frequenzbereich mit 500-MHz-HP . . . . .	83
5.14	Störeinfluss der SiC-Prüfquelle im Frequenzbereich . . . . .	85
5.15	Störeinfluss der SiC-Prüfquelle im Zeitbereich . . . . .	85
5.16	Störeinfluss der IGBT-Prüfquelle im Frequenzbereich . . . . .	87
5.17	Störeinfluss der IGBT-Prüfquelle mit 150-MHz-Hochpassfilterung . . . . .	87
5.18	Konditionierungseffekt bei drei verdrillten Leiterpaaren . . . . .	89
5.19	Aufbau zur Erzeugung unipolarer Prüfspannung . . . . .	90
5.20	Einfluss der Polarität der Prüfspannung auf die PDIV . . . . .	90
5.21	Feldverlauf im Luftspalt zwischen den verdrillten Leitern . . . . .	91
5.22	Einfluss der Slew-Rate auf die TE . . . . .	92
5.23	Einfluss der Spannungsüberschwinger auf die TE . . . . .	93
6.1	Spannungsbeanspruchung elektrischer Maschinen . . . . .	99
6.2	Messaufbau zur TE-Diagnostik an elektrischer Maschinen . . . . .	100
6.3	Kategorisierung der Maschinenklemmen nach [136] . . . . .	101
6.4	Messung der Spannungsverteilung im Stillstand . . . . .	103
6.5	Spannungsverteilung mit SiC-Prüfquelle mit geringer Slew-Rate . . . . .	104
6.6	Spannungsverteilung mit SiC-Prüfquelle mit hoher Slew-Rate . . . . .	105
6.7	Spannungsverteilung mit IGBT-Prüfquelle mit 3L-Modulation . . . . .	106
6.8	Prozentualer Spannungsüberschwinger an U1 . . . . .	107
6.9	Prozentuale Spannungsüberschwinger an A1-U2 . . . . .	107
6.10	Verteilung der Spannungsüberschwinger $k_{OS}$ . . . . .	108
6.11	Spannungsverteilung bei sinusförmiger Prüfspannung (Offline) . . . . .	109
6.12	Messaufbauten zur Ermittlung der Spannungsverteilung (Online) . . . . .	110
6.13	Spannungsverteilung bei Betrieb in Sternschaltung . . . . .	110

6.14 Spannungsverteilung bei Betrieb in Dreieckschaltung . . . . .	111
6.15 Aufbau zur Untersuchung der Dämpfung . . . . .	113
6.16 Impulsausbreitung im Motorprüfobjekt . . . . .	114
6.17 Signalamplituden für Prüfimpuls an Spulenabgriffen . . . . .	116
6.18 Lokalisierung der Fehlstelle . . . . .	117
6.19 TE-Messaufbau an stehender Maschine . . . . .	118
6.20 HFCT-Signale für ein TE-Ereignis . . . . .	120
6.21 Positionsbestimmung bei sinusförmiger Prüfspannung . . . . .	121
6.22 Analyse von TE-Ereignissen hinsichtlich ihrer Phasenlage . . . . .	123
6.23 Positionsbestimmung bei SiC-Prüfspannung . . . . .	124
6.24 TE-Diagnostik an einem drehenden Asynchronmotor. . . . .	128
6.25 Spannungsverteilung und Leerlaufstrom bei 3-Level-Blocktaktung .	129
6.26 Referenzmessung ohne TE an DUT22-2 im Betrieb . . . . .	130
6.27 TE-Messung an DUT22-2 im Betrieb . . . . .	131

# Tabellenverzeichnis

2.1	Bestimmung der Empfindlichkeit . . . . .	23
3.1	Nenndaten der 3-Level-IGBT-Prüfquelle . . . . .	34
3.2	Nenndaten der 2-Level-SiC-Prüfquelle . . . . .	36
4.1	Nenndaten der eingesetzten Motorprüfobjekte . . . . .	46
4.2	Parametersatz für ein Element des Hochfrequenzmodells . . . . .	58
5.1	Übersicht der in dieser Arbeit verfügbaren Hochpassfilter . . . . .	66
6.1	Anschlussmöglichkeiten für die TE-Diagnostik an el. Maschinen . .	102
6.2	TE-Einsetzspannung für DUT22-2 bei Sinusspannung . . . . .	119
6.3	TE-Einsetzspannung für DUT22-3 bei Sinusspannung . . . . .	119
6.4	TE-Einsetzspannung für DUT23-4 bei Sinusspannung . . . . .	119
6.5	TE-Einsetzspannung für DUT22-2 mit SiC-Prüfquelle . . . . .	126
6.6	TE-Einsetzspannung für DUT22-3 mit SiC-Prüfquelle . . . . .	126
6.7	TE-Einsetzspannung für DUT23-4 mit SiC-Prüfquelle . . . . .	126
A.1	Parametersatz Abbildung 6.10 . . . . .	137
A.2	Parametersatz Abbildung 6.17 (a) . . . . .	138
A.3	Parametersatz Abbildung 6.17 (b) . . . . .	138
A.4	Parametersatz Abbildung 6.18 . . . . .	138

## TABELLENVERZEICHNIS

---

# Kapitel 1

## Einleitung

### 1.1 Motivation und Hintergrund

Performante Leistungshalbleiter sind der tragende Baustein moderner Elektro- und Energietechnik. So können erneuerbare Energien, wie z.B. Solar- oder Windenergie, über Wechselrichter effizient in bestehende Energienetze eingespeist werden. Auch bei der Hochspannungsgleichstromübertragung (HGÜ) stellen Umrichter die zentrale Betriebskomponente dar. In Zukunft wird es, mittels geeigneter netzstützender oder netzbildender Regelungsstrategien, möglich sein, dass regenerative Erzeuger oder HGÜ-Stationen aktiv zur Netzstabilität beitragen können [1, 18, 91, 123]. Im Rahmen der Forschungstätigkeit am Institut für Elektroenergiesysteme und Hochspannungstechnik (IEH) des Karlsruher Instituts für Technologie (KIT) konnte durch die betreuten Abschlussarbeiten [158, 165, 177] und Veröffentlichungen [151, 146] ein Beitrag zur Entwicklung neuartiger netzbildender Regelstrukturen geleistet werden.

Die Erzeugung regenerativer Energien erfolgt überwiegend dezentral im Verteilnetz. Auch auf Verbraucherseite kommt es, beispielsweise durch die Mobilitätswende, zu einem steigenden räumlich verteilten Energiebedarf. Dies führt zu einer deutlich verstärkten Belastung der Mittelspannungsebene [12]. Bedingt durch die volatilen Erzeuger und Verbraucher wird erwartet, dass es speziell bei den Leistungsschaltern zu einer erhöhten Beanspruchung kommen wird [38]. Im Rahmen der, vom Bundesministerium für Wirtschaft und Energie (BMWE) geförderten, Forschungsprojekte *Flexible Monitoring- und Regelsysteme für die Energie- und Mobilitätswende im Verteilnetz durch Einsatz von Künstlicher Intelligenz (FLEMING)* und *KI-gestützte Assistenz- und Prognosesysteme für den nachhaltigen Einsatz in der intelligenten Verteilnetztechnik (AProSys)*, wurde ein umfangreicher Beitrag zur Optimierung dieser Kernkomponente geleistet, welcher sich auch in den betreuten Abschlussarbeiten [162, 164, 166, 169, 171, 174] und den eigenen Veröffentlichungen [149, 150, 145, 152, 153, 156] widerspiegelt.

Auch die Antriebstechnologie elektrischer Maschinen profitiert von den sich stetig weiterentwickelnden leistungselektronischen Komponenten [75]. Speziell im Bereich der Elektromobilität wird derzeit von Industrie und Forschung sowohl bei

der Umrichtertechnologie als auch bei den elektrischen Maschinen viel Entwicklungsarbeit geleistet [42]. Durch die Erhöhung der Schaltgeschwindigkeiten soll der Wirkungsgrad verbessert werden [109]. Steigende Spannungsanstiegszeiten haben jedoch höhere Spannungsüberschwinger an den Anschlussklemmen des Motors zur Folge, wodurch das Isoliersystem der elektrischen Maschine stärker belastet wird [8, 45, 119]. Um den Bauraum zu optimieren, wird der Umrichter oft in den Motor integriert [106]. Dies hat auch den Vorteil, dass die Leitungslänge und damit die Leitungsinduktivität reduziert wird. Im Bereich der elektrischen Maschinen findet eine Optimierung hinsichtlich des Gewichts bei gleichzeitiger Erhöhung der Nennleistung statt. Dazu müssen Maßnahmen, wie z.B. die Erhöhung des Füllfaktors oder der aktiven Kühlung durch Öle, getroffen werden [16, 106]. Oft wird das eingesetzte Öl gleichzeitig zur Schmierung anderer Komponenten genutzt, was verstärkte Anforderungen hinsichtlich der chemischen Entwicklung dieser Öle mit sich bringt.

Elektrische Antriebe in der Fahrzeugtechnik können in den Niederspannungsbereich eingeordnet werden. Um die oben genannten Ziele zu erreichen, muss dennoch auch das elektrische Isoliersystem hinsichtlich des Materialeinsatzes und der thermischen und chemischen Resistenz weiterentwickelt werden. Eine klassische Verstärkung der Isolation, wie sie für Industriemaschinen angewendet werden kann [30], kommt nicht in Betracht. Der Einsatz moderner Diagnoseverfahren ist bei der Optimierung der elektrischen Isoliersysteme unverzichtbar. Dazu können beispielsweise Verfahren wie die Verlustfaktormessung, die Messung von Kriechströmen, die Messung des Isolationswiderstandes oder die Teilentladungsdiagnostik herangezogen werden. Die in Kombination mit einer transientes rechteckförmigen Prüfspannung auftretenden TE-Effekte, werden in Fachkreisen kontrovers diskutiert [107]. Hier ist eine weitere Untersuchung der aus hochfrequenztechnischer Sicht komplexen Prüfsysteme sinnvoll, um physikalische Rückschlüsse auf die beobachtbaren TE-Phänomene ziehen zu können.

## 1.2 Prüfspannungen

Durch die Entwicklung von Halbleitermaterialien mit hoher Bandlücke können sowohl die Schaltgeschwindigkeiten als auch die maximalen Sperrspannungen moderner Feldeffekttransistoren erhöht werden [47, 73]. Dies reduziert die im Ventil auftretenden Verluste deutlich. Das elektrische Isoliersystem der angeschlossenen Komponenten wird jedoch stärker belastet. Es werden also Prüfquellen benötigt, mit denen eine Untersuchung der Komponenten flexibel möglich ist.

Kommerzielle Umrichter sind oft auf bestimmte Anwendungsfälle, z.B. die Versorgung einer elektrischen Maschine, ausgelegt. Anpassungen der Regelparameter können in der Regel nur auf oberster Ebene vorgenommen werden. Tiefergehende Parameter, wie die Auswahl der Modulationsart, die Spannungsanstiegsgeschwindigkeit oder die Zwischenkreisspannung, lassen sich nicht einstellen. Um weiterführende Untersuchungen an Isoliersystemen elektrischer Maschinen vornehmen zu können, müssen daher anforderungsgerechte Prüfquellen entwickelt werden. Dazu bietet es sich an, modernste Komponenten einzusetzen, um möglichst realitäts-

nahe Prüfspannungen erzeugen zu können. Über die Ansteuerschaltung (Treiber) der Leistungshalbleiter können weitere Faktoren, wie z.B. die Fehlerdetektion im Falle eines Durchschlags oder die Anstiegsgeschwindigkeit der Ausgangsspannung gesteuert werden.

### 1.3 Teilentladungsdiagnostik

Bevor es zu einem vollständigen Versagen eines elektrischen Isoliersystems kommt, treten in der Regel zunächst Teilentladungen (TE) auf. Je nach Beschaffenheit und Materialzusammensetzung können Komponenten, auch bei vorhandener TE, lange Zeit ohne vollständigen Durchschlag überdauern. Bei anderen Materialzusammensetzungen kann es schon nach kurzer Zeit zu einem Versagen des Isoliersystems kommen. Zur Bewertung der elektrischen Isoliersysteme von Komponenten, beispielsweise nach der Fertigung, hat sich die Messung der Teilentladungsaktivität bei einer definierten Prüfspannung etabliert. Anhand der Ergebnisse können Aussagen über den Zustand des Isoliersystems getroffen werden. Dieses Verfahren wird Teilentladungsdiagnostik genannt und ist in der heutigen Hochspannungsprüftechnik obligatorisch. Normen, wie z.B. die DIN EN 60270 [127], regeln die entsprechenden Vorgehensweisen und Verfahren [7, 43, 76]. Grenzwerte sind in der Regel in Betriebsmittelnormen festgelegt.

Teilentladungen emittieren über ein weites Frequenzspektrum Energie. Durch diese Eigenschaft lassen sie sich mit verschiedensten Methoden messen. In der DIN EN 60270 [127] wird für die TE-Messung ein Frequenzbereich bis  $f = 1 \text{ MHz}$  vorgegeben. In diesem Bereich wird das Amplitudendichtespektrum einer Teilentladung als maximal und konstant angenommen, was unter anderem Vorteile für die Auswertung der Messsignale bietet.

Aufgrund der transienten Spannungen im Umrichterbetrieb kann sich die elektrische Feldstärke durch Effekte, wie z.B. Reflexionen oder Anregung von Resonanzstellen, stark überhöhen. Dies kann auch bei Niederspannungsanwendungen zum Auftreten von Teilentladungen führen. Die Spannungsbeanspruchung weicht dabei signifikant von einer sinusförmigen Spannung ab. Dies umfasst in erster Linie die schnelle Anstiegszeit der Flanke mit anschließendem Gleichspannungsanteil. Generell ist es sinnvoll Prüfobjekte bei einer realitätsnahen Prüfspannung zu prüfen. Der transiente Umschaltstrom, der aus den schnellen Umschaltvorgängen resultiert, kann im Frequenzspektrum nach DIN EN 60270 [127] nicht von einer Teilentladung unterschieden werden. Er gilt damit als Störquelle, welche eine Teilentladungsmessung in diesem Frequenzbereich unmöglich macht.

Um Teilentladungen dennoch messen zu können, muss das betrachtete Frequenzspektrum bis in den GHz-Bereich erweitert werden [147]. Der Einsatz von Hoch- oder Bandpassfiltern kann sinnvoll sein, um das Störspektrum der Prüfquelle auszublenden. Die Sensorik kann durch Elemente der EMV-Prüftechnik (elektromagnetische Verträglichkeit), wie z.B. Hochfrequenzstromwandler (HFCT) oder Antennen, erweitert werden. Gerade bei komplexeren Prüfobjekten mit induktiven Elementen, ist eine Teilentladungsmessung und deren Interpretation nicht trivial. Im Hinblick auf den Antrieb von Elektrofahrzeugen, bei dem noch effizientere

elektrische Maschinen mit kleinstem Bauraum an Umrichtern mit SiC-Halbleitern betrieben werden, kommt der TE-Diagnostik eine besondere Bedeutung zu [61].

## 1.4 Zielsetzung der Arbeit

Die Teilentladungsdiagnostik ist ein komplexes Themengebiet mit einer großen Anzahl an vielversprechenden Forschungsthemen. Besonders der Bereich der TE-Diagnostik an umrichterbetriebenen elektrischen Niederspannungsmaschinen ist derzeit in Industrie und Forschung von großem Interesse. Trotz des seit Jahrzehnten bekannten Phänomens der Teilentladung gibt es einige Fragestellungen, deren weitere Untersuchung vielversprechend erscheint. Die Ziele dieser Arbeit werden daher folgendermaßen definiert:

- Die Möglichkeiten zur Erzeugung realitätsnaher, frei parametrisierbarer, Prüfspannungen basierend auf modernen Leistungshalbleitern sollen untersucht und für experimentelle Anwendungen nutzbar gemacht werden.
- Die hochfrequenztechnischen Eigenschaften gewickelter elektrischer Niederspannungsmaschinen sollen anhand eines geeigneten Prüfobjekts untersucht werden. Dabei soll besonders die Spannungsverteilung in der Wicklung und die Dämpfung von Impulsen betrachtet werden.
- Methoden der Teilentladungsmessungen bei Prüfspannungen mit schnellen Anstiegszeiten sollen evaluiert und experimentell erprobt werden.
- Die Eigenschaften der Teilentladungen und der Störungen durch den Umrichter sollen hinsichtlich der Prüfspannungsform untersucht und miteinander verglichen werden.
- Es sollen Verfahren zur Lokalisierung der Teilentladungen entwickelt werden. Mit dieser Information sollen Rückschlüsse auf die tatsächlich vorherrschende Einsetzspannung an der Fehlstelle gezogen werden.
- Basierend auf den daraus erlangten Erkenntnissen soll eine Methode zur Teilentladungsdiagnostik an drehenden umrichtergespeisten elektrischen Niederspannungsmaschinen entwickelt werden.

Diese Dissertation soll dazu beitragen grundlegende Phänomene im Bereich der Teilentladungsmessung an elektrischen Niederspannungsmaschinen zu erklären und einzuordnen. Sie grenzt sich von Untersuchungen zu Alterungsprozessen und der damit verbundenen Prognose der Lebensdauer konkreter Komponenten ab. Induktive Prüfobjekte höherer Spannungsklassen, wie z.B. Transformatoren oder Motoren, weisen oftmals andere dielektrische Eigenschaften auf und werden in dieser Arbeit ebenfalls nicht betrachtet. Aufgrund der Vielzahl an Variationen der Prüfspannung liegt der Fokus in dieser Arbeit auf der grundlegenden Methodik zur TE-Diagnostik bei variabler transiente Anstiegszeit der Prüfspannung und den daraus resultierenden Folgen für die TE-Aktivität. Effekte durch verschiedene Modulationsarten oder Trägerfrequenzen werden nur am Rande betrachtet.

## Kapitel 2

# Teilentladungen

### 2.1 Grundlagen

Teilentladungen sind nach DIN EN 60270 [127] örtlich begrenzte Entladungen, die den Raum zwischen zwei Elektroden nicht vollständig überbrücken. Sie entstehen durch lokale Feldstärkeüberhöhungen, wenn diese die kritische Zündfeldstärke für die Stoßionisation und Photoionisation übersteigen [87]. Es kommt dann zu einer selbstständigen Lawinenentladung, wobei aus bislang neutralen Gasmolekülen Elektronen herausgelöst werden. Diese Elektronen weisen eine hohe Driftgeschwindigkeit auf, welche in einem Verschiebungsstrom resultiert. Dieser induziert eine Impulsladung an den Klemmen des Prüfobjekts [34].

Ursachen für lokale Feldüberhöhungen sind oft in der Geometrie der Anordnung begründet, beispielsweise durch spitze Kanten oder sogenannte Tripelpunkte, an denen drei Dielektrika aufeinandertreffen. Außerdem kann die elektrische Festigkeit eines Isolierstoffs beispielsweise durch eine Verunreinigung mit Fremdstoffen oder den Einschluss von Gasen negativ beeinflusst werden. Dies kann dann ebenfalls zum Überschreiten der Zündfeldstärke führen. Teilentladungen haben oft kaum Auswirkungen auf die kurzzeitige elektrische Festigkeit des gesamten Isoliersystems. Langfristig können sie jedoch zur verstärkten Alterung von Isolierstoffen beitragen und so zu einer Schädigung, bis hin zu einem kompletten Versagen des Isolierstoffs, führen. Aus diesem Grund ist die Analyse von Teilentladungen ein bedeutendes Kriterium für die Bewertung der Qualität von Isolierstoffen und Isoliersystemen [50].

Teilentladungsimpulse haben in der Regel eine sehr schnelle Anstiegszeit und eine Impulsbreite im Nanosekundenbereich. Durch die elektrischen Eigenschaften des Gesamtsystems entspricht die messbare Impulsform an den Prüflingsklemmen normalerweise nicht exakt der Pulsform der Teilentladung. Es kann zudem ein unterschiedliches Entladungsverhalten bei Anregung mit verschiedenen Spannungsformen, wie z.B. Wechselspannung, Gleichspannung oder Stoßspannung beobachtet werden [34, 87].

Es wird traditionell zwischen inneren Teilentladungen, äußeren Teilentladungen und Gleitentladungen unterschieden. Hauptkriterium ist dabei der Auftritts-

ort der Teilentladung im betrachteten System. Dieser hat erhebliche Auswirkungen auf den messbaren TE-Impuls. So können, z.B. bei einer inneren Teilentladung, die messbare Ladung an den Prüflingsklemmen stark gedämpft und die Impulsform verzerrt sein. Bei äußerer TE in Gasen treten diese Effekte weniger auf. Auswirkungen von Teilentladungen können, bei optimalen Bedingungen, bis in den GHz-Bereich nachgewiesen werden [74, 83, 87].

### 2.1.1 Begriffe

Die Norm DIN EN 60270 [127] hat sich als grundlegendes Werk zum Thema Teilentladungen etabliert. Hier werden auch die Nomenklaturen definiert. Die für das Verständnis dieser Arbeit besonders wichtigen Begriffe werden deshalb in diesem Abschnitt vorgestellt. Für die Messung von Teilentladungen bei steilen Spannungsimpulsen existiert der Entwurf DIN IEC/TS 61934 [137], dessen wichtigste Nomenklaturen ebenfalls aufgegriffen werden.

#### Teilentladungsimpuls

Der Teilentladungsimpuls ist ein Stromimpuls im Prüfling, bzw. im Messkreis, der direkt von der Teilentladung verursacht wird [127].

#### Scheinbare Ladung

Die tatsächlich umgesetzte Ladung in einer Fehlstelle lässt sich nicht messtechnisch erfassen. Dies liegt daran, dass in der Praxis keine Kenntnis über die Eigenschaften der etwaigen Fehlstellen vorliegt und die Fehlstelle nicht direkt kontaktiert werden kann. Die scheinbare Ladung ist die Ladung, die man bräuchte, um den durch die tatsächlich umgesetzte Ladung entstehenden Spannungsabfall an den Prüflingsklemmen auszugleichen. Dabei ist die scheinbare Ladung kleiner als die tatsächlich umgesetzte Ladung (vgl. Abschnitt 2.2.1) [50].

#### Grundstörung

Als Grundstörung oder Grundstörpegel werden alle messbaren Signale bezeichnet, welche nicht durch eine Teilentladung verursacht werden [127].

#### Teilentladungseinsetzspannung und Teilentladungsaussetzspannung

Die Teilentladungseinsetzspannung (PDIV, engl. partial discharge inception voltage) bezeichnet die niedrigste Spannung, bei der Teilentladungen wiederholt auftreten. Analog dazu beschreibt die Teilentladungsaussetzspannung (PDEV, engl. partial discharge extinction voltage) den höchsten Spannungswert, bei dem keine Teilentladungen mehr auftreten [127].

## Phasenwinkel

Der Phasenwinkel  $\Phi_i$  zwischen der Prüfspannung und dem Teilentladungsimpuls wird nach

$$\Phi_i = \frac{\Delta t_i}{T} \cdot 360^\circ \quad (2.1)$$

bestimmt, wobei  $\Delta t_i$  die Zeitspanne zwischen dem ins positive verlaufenden Nulldurchgang der Prüfspannung und dem Zündzeitpunkt des Teilentladungsimpuls beschreibt.  $T$  stellt die Periodendauer der Prüfspannung dar [34].

## Wiederkehrende PDIV und PDEV

Für die TE-Messung bei impulsförmigen Prüfspannungen existiert der Begriff der wiederkehrenden (engl. repetitive) Teilentladungseinsetzspannung (RPDIV). Dieser beschreibt die niedrigste Spannung bei der bei zehn Spannungsimpulsen mindestens fünf TE-Ereignisse gemessen werden können. Analog dazu beschreibt die wiederkehrende Teilentladungsaussetzspannung (RPDEV) die maximale Spannung bei der bei zehn Spannungsimpulsen weniger als fünf TE-Ereignisse gemessen werden können [137].

## Polarität des Spannungsimpulses

Dieser Begriff beschreibt die Polarität des Prüfspannungsimpulses im Verhältnis zum Erdpotential. Ein unipolarer Puls ist immer positiv oder negativ. Ein bipolarer Puls hat eine wechselnde Polarität [137].

## Impulsanstiegszeit und Impulsabfallzeit

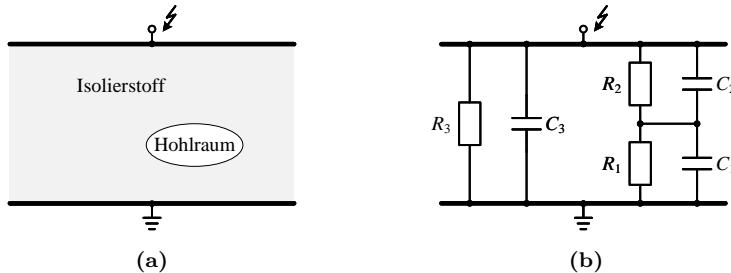
Die Impulsanstiegszeit beschreibt die Zeitdauer zwischen 0 % und 100 % des Spannungsimpulses. Wenn nicht anders angegeben wird dieser Wert in der Praxis als der 1,25-fache des Wertes zwischen 10 % und 90 % des Spannungsimpulses definiert. Die Impulsabfallzeit ist analog dazu als die Zeitdauer zwischen 100 % und 0 % des Spannungsimpulses definiert [137].

## Impulsbreite

Die Impulsbreite beschreibt die Dauer eines Impulses. Dazu wird analysiert wie lange der Momentanwert des Impulses einen bestimmten Schwellwert überschreitet [137].

### 2.1.2 Innere Teilentladungen

Als innere Teilentladungen werden Entladungen im Inneren des Isolierstoffs, beispielsweise in einem Lufteinschluss, definiert. Ein weitverbreiteter Ansatz zur Beschreibung der Vorgänge bei inneren Teilentladungen ist das auf Gemant und Philippoff (1933, [27]) aufbauende, netzwerkbasierte TE-Modell [34, 50, 87], welches auch als abc-Modell [48, 55] bekannt ist. In Abbildung 2.1 (a) ist ein Schnittbild



**Abbildung 2.1:** Allgemeines netzwerkbares TE-Modell zur Beschreibung der Vorgänge bei inneren Teilentladungen.

eines Isolierstoffs mit einer Fehlstelle in Form eines Hohlraums dargestellt. Daraus wird das Ersatzschaltbild in Abbildung 2.1 (b) abgeleitet. Dabei steht  $C_3$  und  $R_3$  für die Kapazität und den Isolationswiderstand für den Teil des Isolierstoffs ohne Fehlstelle.  $R_1$  und  $C_1$  repräsentieren den Hohlraum, die mit  $R_2$  und  $C_2$  bezeichneten Elemente bilden den zusammengefassten Bereich über und unter der Fehlstelle nach. In der Regel gilt für technische Isoliersysteme

$$C_3 > C_1 \gg C_2. \quad (2.2)$$

Bei klassischen Wechselspannungsprüfungen stellt sich eine kapazitive Spannungsverteilung ein. Übersteigt die Spannung über  $C_1$  die Zündspannung und damit die kritische Zündfeldstärke, kommt es zur Teilentladung. Im Modell werden Teilentladungen oft durch einen temporären Kurzschluss von  $C_1$  dargestellt. Wird der Prüfling mit Gleichspannung belastet, stellt sich im ersten Moment ebenfalls eine kapazitive Spannungsverteilung ein. Im weiteren Verlauf dominiert jedoch eine resistive Feldverteilung. Aufgrund der geringen Leitfähigkeit können dabei relativ lange Relaxationszeiten auftreten. Jedes mal wenn die Zündspannung über dem Hohlraum erreicht wird, kommt es zu einer TE, was in der Regel allerdings deutlich langsamer geschieht als bei Wechselspannungsbelastung.

Ein weiterer Modellansatz ist das feldbasierte TE-Modell, welches auf Pedersen (1987, [78]) zurückzuführen ist. Demnach ist der Spannungseinbruch über dem Hohlraum keine Folge einer Funkenentladung, sondern eines elektrischen Dipols welcher durch Photo- und Stoßionisation neutraler Gase entsteht. Aus diesem Grund wird beim dipolbasierten TE-Modell auf einen feldtheoretischen Ansatz zur Analyse der TE-Impulse zurückgegriffen. Nach [78] gilt zur Ermittlung der Ladung  $q$

$$q = - \iiint_{\Omega} \lambda \rho \, d\Omega - \sum_{j=1}^N \iint_{S_j} \lambda \sigma \, dS_j. \quad (2.3)$$

Dabei ist  $\Omega$  das Gesamtvolume des Isolierstoffs,  $N$  die Anzahl der Fehlstellen,  $S_j$  die Oberfläche der  $j$ -ten Fehlstelle,  $\rho$  und  $\sigma$  sind die Raum- bzw. Oberflächenladungsdichte und  $\lambda$  die Antwortfunktion. Damit beschreibt der erste Teil der

Gleichung (2.3) den fehlstellenfreien Bereich und der zweite Teil den fehlerbehafteten Bereich. Lemke vereinfacht in [34] und [55] das feldbasierte TE-Modell nach Pedersen. Ziel ist es, die Akzeptanz des komplexen feldbasierten TE-Modells zu erhöhen. In der Praxis ist das netzwerkbasierte TE-Modell aufgrund dessen Eingängigkeit dennoch akzeptiert [37].

### 2.1.3 Äußere Teilentladungen

Äußere Teilentladungen sind auch als Koronaentladungen bekannt. Es handelt sich dabei um Teilentladungen im Gasraum [90]. Sie treten direkt an den Elektroden oder metallischen Komponenten auf [49]. Koronaentladungen entstehen durch ein stark inhomogenes Feld, welches geometriebedingt, z.B. durch spitze metallische Kanten, verursacht wird. Die Teilentladungen treten in den Spannungsmaxima der Prüfwechselspannung auf. Aufgrund des Polaritätseffekts liegt die Zündspannung an der negativen Spalte etwas unter der an der positiven Spalte. Nach einer erfolgten Entladung müssen sich die gebildeten Raumladungen auflösen, ehe es zu einer neuen Entladung kommt. Deshalb kommt es bei der Koronaentladung zu zeitlich sehr gleichmäßig aufeinanderfolgenden TE-Impulsen, welche auch Trichelimpulse genannt werden. Bei Gleichspannungsbelastung treten die Trichelimpulse nach Überschreitung der Zündspannung kontinuierlich auf [50].

### 2.1.4 Gleitentladungen

Gleitentladungen treten, von einer Elektrode aus, tangential an der Oberfläche eines Isolierstoffs auf. Die Intensität der Teilentladung ist von der Höhe der Prüfwechselspannung abhängig. Charakteristisch steigt die Intensität der Teilentladungen daher vom Nulldurchgang bis zum Scheitelwert der Prüfspannung. Durch die Geometrie der beteiligten Elektrode kann zudem ein Polaritätseffekt auftreten. Gleitentladungen werden bei Wechselspannungsbelastung durch ein kapazitives Verschiebungsfeld gespeist. Bei Belastung mit Gleichspannung ist dies nicht möglich. Es kann durch Flächenladungsbildung dennoch zu Entladungen kommen [50].

### 2.1.5 Schädigungsmechanismen

Elektrische Isoliersysteme (EIS) werden durch verschiedene Faktoren dauerhaft beansprucht. Wenn eine irreversible Änderung der Eigenschaften des Isoliersystems auftritt, spricht man von der Alterung des EIS [129]. Die Änderungen der Eigenschaften müssen sich nicht immer negativ auf die elektrische Festigkeit des EIS auswirken. In diesem Fall spricht man von einer Konditionierung des Systems [46, 154]. In der Regel werden die Eigenschaften jedoch negativ beeinflusst. Fortschreitende Alterung eines EIS kann daher zum teilweisen oder kompletten Versagen einer Komponente führen [104].

Im Allgemeinen wird zwischen der konstanten Belastung und der transienten Belastung unterschieden. Unter die konstanten Belastungen fallen alle Vorgänge die zeitlich langsam ablaufen oder dauerhaft anliegen. Das bedeutet, dass bei

einem Transformator beispielsweise eine 100/120 Hz Vibration bedingt durch Magnetostriktion eine konstante Belastung darstellt. Konstante Belastungen werden auf die Anzahl der Betriebsstunden bezogen. Unter transienten Belastungen versteht man schnell veränderliche Belastungen, wie z.B. einen Blitz einschlag, das Anlaufen einer Maschine oder Schalthandlungen. Transiente Belastungen werden auf die Anzahl der Ereignisse bezogen [102]. Zudem wird zwischen intrinsischen und extrinsischen Mechanismen unterschieden [129].

Die verschiedenen Alterungsarten werden in der Literatur auch als TEAM-Faktoren beschrieben [84, 102]. Dabei werden die Mechanismen in thermische Alterung, elektrische Alterung, Beanspruchung durch Umgebungsbedingungen (engl. ambient stresses) und mechanische Alterung unterteilt, welche im Folgenden näher betrachtet werden. Normalerweise treten die einzelnen Alterungsmechanismen kombiniert auf [132].

### **Thermische Alterung**

Die thermische Alterung beschreibt die Änderung der chemischen Zusammensetzung des EIS in Folge einer Wärmeeinwirkung. Arrhenius stellte bereits im 19. Jahrhundert einen exponentiellen Zusammenhang zwischen der Temperatur und der Reaktionsgeschwindigkeit her [2]. Montsinger (1930, [67]), Büsing (1942, [13]) und Daikin (1948, [19]) wendeten diese Entdeckung auf die Alterung von Isolierstoffen an [84]. Gleichung (2.4) beschreibt das daraus resultierende thermische Lebensdauermodell.

$$t_a = A \cdot e^{\frac{B}{T}} \quad (2.4)$$

Dabei ist  $t_a$  die erwartete Ausfallzeit und  $T$  die thermodynamische Temperatur.  $A$  und  $B$  sind Konstanten, die unter anderem vom verwendeten Isolierstoff und dem konstruktiven Aufbau des jeweiligen EIS abhängen [46]. Die Annäherung gilt nur für relativ hohe Temperaturen und einzeln ablaufende Reaktionsprozesse. In der Praxis kommt es jedoch oft vor, dass mehrere Reaktionsprozesse gleichzeitig ablaufen. Trotzdem hat sich Gleichung (2.4) als Abschätzung für die thermische Alterung in der Praxis bewährt [102]. Unterhalb einer bestimmten Grenztemperatur, die individuell vom Stoff abhängt, geht man davon aus, dass keine thermische Alterung stattfindet.

### **Elektrische Alterung**

Nach [129] haben vor allem Teilentladungen, Kriechströme, Elektrolyse und Auswirkungen von Raumladungen einen direkten Einfluss auf die elektrische Alterung. Wenn diese Effekte nicht auftreten, kann davon ausgegangen werden, dass keine elektrische Alterung stattfindet. In der Niederspannungsebene kleiner 1000 V ist das bei netzbetriebenen Motoren normalerweise der Fall. Nach [102] sorgen vor allem Teilentladungen bei EIS in rotierenden Maschinen für die elektrische Alterung. Die Teilentladungen setzen lokal Ionen und Elektronen frei, welche chemische Verbindungen in den verwendeten Materialien aufbrechen können. Daher wird in [102] die Teilentladungseinsetzspannung als Minimalbelastung für die elektrische Alterung definiert.

Die Entwicklung einer exakten Modellierung des Alterungsvorgangs ist nicht trivial und für erste Abschätzungen nicht erforderlich. Ähnlich wie bei der Modellierung der thermischen Alterung hat sich daher für die konstante elektrische Alterung eine Näherung etabliert [131], welche als das elektrische Lebensdauergesetz [46] oder das Inverse Power Law [102, 103] bekannt ist und durch Gleichung (2.5) beschrieben wird.

$$t_a = K \cdot E^{-n} \quad (2.5)$$

Dabei ist  $t_a$  die Ausfallzeit,  $E$  die elektrische Belastung (in kV/mm),  $n$  der Lebensdauerexponent und  $K$  eine materialabhängige Konstante.

Niederspannungsmaschinen werden heute überwiegend durch leistungselektronische Umrichter betrieben. Das EIS wird dabei mit vielen steilen Spannungsflanken durch die modulierte Spannung belastet. Der Spannungsabfall ist in den ersten Wicklungen bei dieser Art der Belastung besonders hoch [102]. Zudem kann es durch Induktivitäten zu Spannungsschwankungen kommen, die das zwei- bis dreifache der Nennspannung betragen können [46]. Dadurch kann es schon bei niedrigen Nennspannungen zu Teilentladungen im EIS der Maschine kommen.

### **Belastung durch Umgebungsbedingungen**

Die Belastung durch Umgebungsbedingungen stellt oft keinen eigenen Alterungsmechanismus dar. Vielmehr können die Umgebungsbedingungen die Alterungsmechanismen beeinflussen, verstärken oder auslösen. Solche Faktoren sind das Vorhandensein von Feuchtigkeit, Chemikalien, Ölen, Spänen oder Strahlung [102].

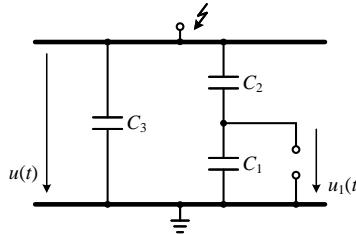
### **Mechanische Alterung**

Für elektrische Maschinen sind drei mechanische Alterungsmechanismen relevant. Der Rotor ist durch die Drehung starken Zentrifugalkräften ausgesetzt. Diese Art der Belastung wird auch als nicht-vibrierende Belastung bezeichnet. Durch magnetische Induktion können Schwingungen im Bereich von 100 Hz bzw. 120 Hz auftreten. Bei Umrichterbetrieb kommen Schwingungen durch entsprechende Harmonische hinzu. Zudem treten, z.B. beim Starten des Motors, transiente Belastungen auf [102].

## **2.2 Teilentladungsdiagnostik**

Die Messung und Bewertung von Teilentladungen stellt ein zentrales Aufgabenfeld in der Hochspannungsprüftechnik dar. Bei der Teilentladungsdiagnostik kann zwischen zwei Hauptbereichen unterschieden werden. Ein Bereich ist die Qualitätsicherung. Hier werden Prüfungen nach anerkannten Normen, die hauptsächlich auf der DIN EN 60270 [127] basieren, durchgeführt. Komponenten im Hochspannungsbereich, der Energietechnik und anderen Bereichen müssen so qualifiziert werden. TE werden hier bis zu einer oberen Grenzfrequenz von 1 MHz gemessen [50, 90].

Die Diagnose und Forschung stellt ebenfalls einen wichtigen Aspekt dar. Durch die Messung und Auswertung von Teilentladungen lässt sich, in Kombination mit



**Abbildung 2.2:** Vereinfachte Darstellung des netzwerkbasierteren TE-Modells für Wechselspannungsbelastung.

weiteren Untersuchungen, eine genaue Analyse von Fehlern in Isolierstoffen durchführen. Störsignale können beispielsweise herausgefiltert, oder Fehlstellen lokalisiert werden. Dabei kann in einem gewissen Maße von den bestehenden Normungen abgewichen werden. Moderne TE-Messgeräte sind z.B. in der Lage, Signale bis in den zweistelligen MHz-Bereich zu erfassen [147]. Methoden bei denen der durch die TE bedingte Strom gemessen wird, werden direkte Messungen oder konventionelle Messungen genannt [36].

Neben den konventionellen TE-Messgeräten kommen auch andere Messgeräte und Methoden zum Einsatz. Bei der Hochfrequenz- (HF) und Ultrahochfrequenzdiagnostik (UHF) werden TE bis in den GHz-Bereich gemessen. Außerdem können TE beispielsweise durch Restlichtverstärker, über Antennen, anhand chemischer Abbauprodukte oder akustisch nachgewiesen werden. Bei diesen Verfahren spricht man oft von indirekter oder unkonventioneller Messung [87].

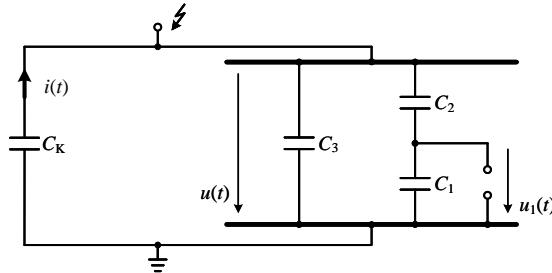
### 2.2.1 Scheinbare Ladung

Die scheinbare Ladung hat sich als die wichtigste Vergleichsgröße der konventionellen Teilentladungsdiagnostik etabliert. Anhand des netzwerkbasierteren TE-Modells (vgl. Abschnitt 2.1.2) soll der Begriff der scheinbaren Ladung näher erläutert werden. Abbildung 2.2 zeigt eine vereinfachte Darstellung eines EIS mit interner Fehlstelle für die Belastung mit Wechselspannung (vgl. Abbildung 2.1). Die Gesamtkapazität des Prüflings wird als  $C_P$  bezeichnet. Die Spannungsquelle wird aufgrund des transistenten Vorgangs zunächst als entkoppelt betrachtet. Tritt an der Fehlstelle eine Teilentladung auf, wird  $C_1$  schlagartig entladen. Die tatsächlich umgesetzte Ladung  $\Delta q_1$  ist also

$$\Delta q_1 = C_1 \cdot \Delta u_1. \quad (2.6)$$

Diese Ladung kann an den Klemmen des Prüflings nicht erfasst werden, da keine direkte Messung an der Fehlstelle möglich ist. An den Prüflingsklemmen stellt sich als Folge der Teilentladung ein Spannungseinbruch nach

$$\Delta u = \Delta u_1 \cdot \frac{C_2}{C_P} \quad (2.7)$$



**Abbildung 2.3:** Netzwerkbasiertes TE-Modell mit parallelgeschaltetem Koppelkondensator zur Bestimmung der Ladung.

ein. Die scheinbare Ladung  $q_S$  ist definiert als

$$q_S = C_P \cdot \Delta u. \quad (2.8)$$

Nach dem feldbasierten Modell entsteht der Spannungseinbruch  $\Delta u$  nicht durch die Entladung der imaginären Hohlraumkapazität  $C_2$ , sondern durch die Bildung von Dipolen. Die Folge der TE ist aber auch hier ein Spannungseinbruch  $\Delta u$  an den Prüflingsklemmen. Deshalb ist der Begriff der scheinbaren Ladung auch hier anwendbar [34].

## 2.2.2 Messbare Ladung

Die Spannungsdifferenz  $\Delta u$  an den Klemmen des Prüflings lässt sich in der Praxis nur schwer messen. Dies liegt daran, dass Prüfspannungen im kV-Bereich anliegen und  $\Delta u$  in einer deutlich kleineren Größenordnung liegt. Um die scheinbare Ladung dennoch adäquat messen zu können, wird dem Prüfobjekt ein Koppelkondensator parallelgeschaltet. Ziel ist es die nachfließende Ladung anhand des Stromes zu messen. Der Aufbau ist in Abbildung 2.3 dargestellt. Die Spannungsquelle wird wieder als entkoppelt betrachtet. Wäre die Kapazität  $C_K$  unendlich groß und somit eine ideale Ladungsquelle, so würde der komplette Spannungseinbruch  $\Delta u$  an den Prüflingsklemmen ausgeglichen werden. Über den Strom  $i$  könnte also die komplett scheinbare Ladung bestimmt werden. In der Realität kann  $\Delta u$  aufgrund des Kapazitätsverhältnisses von  $C_P$  und  $C_K$  nicht komplett ausgeglichen werden. Für die tatsächliche Ausgleichsspannung  $\Delta u'$  gilt

$$\Delta u' = \frac{C_P}{C_K + C_P} \cdot \Delta u. \quad (2.9)$$

Die messbare Ladung  $q_m$  ist

$$q_m = C_K \cdot \Delta u'. \quad (2.10)$$

Mit der scheinbaren Ladung  $q_S$

$$q_S = (C_K + C_P) \cdot \Delta u' \quad (2.11)$$

ergibt sich für die messbare Ladung

$$q_m = \frac{C_K}{C_P + C_K} \cdot q_S. \quad (2.12)$$

### 2.2.3 Kalibrierung

Da die messbare Ladung nicht der scheinbaren Ladung entspricht und vom verwendeten Prüfaufbau abhängt, ist es sinnvoll die Anzeige des TE-Messgerätes einheitlich auf die scheinbare Ladung zu kalibrieren. Dazu wird der Kalibrierfaktor  $k$ , welcher nach [127] auch als Maßstabsfaktor bezeichnet wird, eingeführt. Für die scheinbare Ladung  $q_S$  gilt

$$q_S = \frac{C_P + C_K}{C_K} \cdot q_m, \quad (2.13)$$

wobei der Kalibrierfaktor  $k$  zu

$$k = \frac{C_P + C_K}{C_K} \quad (2.14)$$

definiert wird. Die reine Berechnung des Kalibrierfaktors, einzig anhand  $C_P$  und  $C_K$ , würde in der Praxis zu Ungenauigkeiten führen, da immer auch andere Kapazitäten, z.B. Streukapazitäten, einen Einfluss auf den messbaren Nachladestrom  $i$  haben.

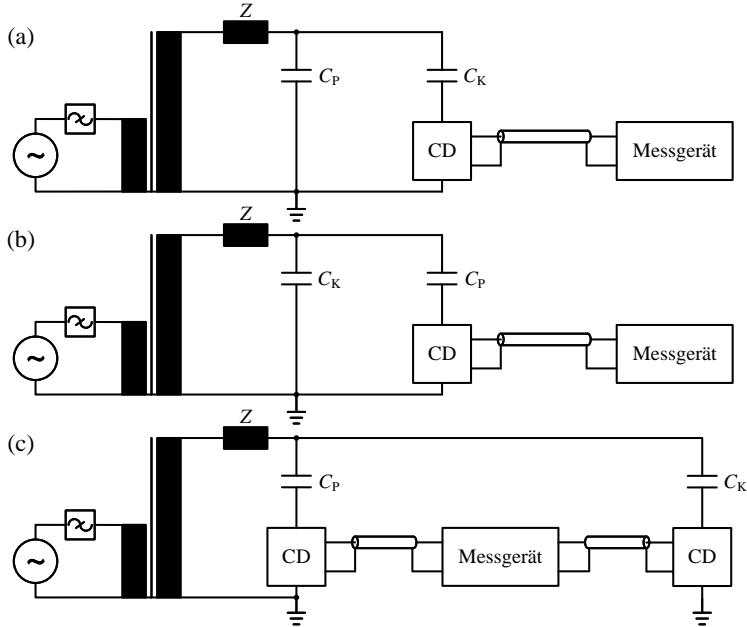
Aus diesem Grund muss jeder Prüfaufbau experimentell kalibriert werden. An den Prüflingsklemmen wird ein Ladungspuls  $q_{cal}$  bekannter Größe eingespeist. Ziel ist es, dass die Anzeige des TE-Messgeräts die Ladung  $q_{cal}$ , durch Multiplikation mit dem Kalibrierfaktor  $k$ , korrekt anzeigt. Der Kalibrierfaktor kann also über

$$k = \frac{q_{cal}}{q_m} \quad (2.15)$$

experimentell bestimmt werden.

### 2.2.4 Schaltungen zur Teilentladungsmessung

In der Praxis wird der Prüfkreis durch die Prüftransformatorinduktivität und im Bedarfsfall mittels einer zusätzlichen Impedanz  $Z$  für hohe Frequenzen von der Prüfspannungsquelle entkoppelt. Auch auf der Niederspannungsseite können bei Bedarf Maßnahmen zur Störreduzierung, wie z.B. der Einsatz von Sinusfiltern, getroffen werden. Der durch die Teilentladung entstehende Stromfluss wird durch eine Koppeleinheit (CD, engl. coupling device) in Kombination mit dem TE-Messgerät gemessen. Als Koppeleinheit werden in der Regel Ankoppelvierpole (AKV) verwendet, welche im einfachsten Fall aus passiven Bauelementen bestehen [55]. Oft wird das TE-Signal im AKV bereits passiv vorgefiltert, um z.B. die Grundfrequenz der Prüfspannung zu eliminieren. Alternativ werden zunehmend andere Möglichkeiten der Strommessung genutzt, wie z.B. Hochfrequenzstromwandler. Die Messung von Teilentladungen ist nach DIN EN 60270 [127] auf drei Arten möglich.



**Abbildung 2.4:** Teilentladungsprüfkreise nach [127]. (a) Messung mit Koppelinheit in Reihe zum Koppelkondensator. (b) Messung mit Koppelinheit in Reihe zum Prüfling. (c) Differenzmessung mit Koppelinheiten in Reihe zum Prüfling und Koppelkondensator.

In Abbildung 2.4 (a) ist die Variante mit Koppeleinheit in Reihe zum Koppelkondensator dargestellt. Vorteilhaft bei dieser Anordnung ist, dass der Prüfling nicht erdfrei aufgestellt werden muss. Nachteilig ist, dass etwaige Streukapazitäten  $\Delta u$  ebenfalls ausgleichen, was die Empfindlichkeit des Messaufbaus negativ beeinflusst.

Alternativ kann, wie Abbildung 2.4 (b) dargestellt, die Koppeleinheit in Reihe zum Prüfling angeschlossen werden. Streukapazitäten haben hier keinen negativen Einfluss auf die Empfindlichkeit. Nachteilig ist, dass die Koppeleinheit im Falle eines Durchschlags die volle Potentialdifferenz erfährt. Dafür ist sie in der Regel nicht ausgelegt, was zu Beschädigungen an der Koppeleinheit und dem TE-Messgerät führen kann.

Die Differenzmessung ist in Abbildung 2.4 (c) dargestellt. Hier werden Koppelinheiten sowohl in Reihe zum Koppelkondensator als auch in Reihe zum Prüfling verbaut. Die gemessenen Signale werden über einen Differenzverstärker vom TE-Messsystem erfasst. Äußere Störeinflüsse, welche als Gleichtaktsignale auftreten, können so sehr gut unterdrückt werden. Gegentaktsignale, wie sie beim Auftreten einer TE in  $C_p$  entstehen, werden hingegen verstärkt. Der Aufbau ist jedoch auf-

wändig und nicht immer möglich, da ein TE-freier Koppelkondensator mit einer vergleichbaren Kapazität derer des Prüflings zur Verfügung stehen muss.

### 2.2.5 Ladungsbestimmung

Die Bestimmung der Impulsladung erfolgt in der Praxis auf zwei Arten. Bei der Integration im Zeitbereich wird das gemessene Stromsignal integriert.

$$q = \int_0^{\infty} i(t) dt \quad (2.16)$$

Der Ladungswert ändert sich nicht, selbst wenn sich die Form des Messsignals, z.B. durch einen Tiefpassfilter, ändert. Somit ist die Impulsladung invariant [87]. Die Integrationsgrenzen können auf den gemessenen Ladungspuls abgestimmt werden.

Bei der Bestimmung im Frequenzbereich wird eine weitere Eigenschaft der Impulsladung ausgenutzt. Zunächst wird die Amplitudendichte eines komplexen Stromimpulses im Frequenzbereich betrachtet.

$$F(j\omega) = \int_{-\infty}^{\infty} i(t) e^{-j\omega t} dt \quad (2.17)$$

Wird der Gleichanteil des Pulses im positiven Zeitbereich betrachtet, entspricht dessen Amplitudendichte der Impulsladung. D.h. für  $\omega = 2\pi f = 0$  gilt

$$F(0) = \int_0^{\infty} i(t) dt = q. \quad (2.18)$$

Der Gleichanteil der Impulsladung kann in der Realität nicht direkt gemessen werden. Stattdessen kann man sich zu nutze machen, dass bei einem Impuls das Amplitudendichtespektrum über einen großen Bereich konstant ist. Für diesen Bereich gilt näherungsweise  $F(f) \approx F(0)$ . Dieses Verfahren wird auch als Quasi-Integration im Frequenzbereich bezeichnet.

### 2.2.6 Grenzen

Die TE-Messung nach DIN EN 60270 [127] legt den Fokus auf Beanspruchungsfälle im Energienetz. Das bedeutet, dass eine niederfrequente Spannung bis 400 Hz oder Gleichspannung als Prüfspannung vorgesehen ist. Der empfohlene Frequenzbereich für die TE-Signalverarbeitung liegt bei 50 kHz bis 1 MHz.

Bei der Messung von Teilentladungen wird der Prüfling zunächst vereinfacht als rein kapazitiv angesehen. Bei induktiven Prüflingen, wie z.B. Transformatoren oder Motoren, müssen zu den Kapazitäten auch die Induktivitäten betrachtet werden. Diese dämpfen das messbare TE-Signal signifikant, sodass eine Bestimmung der Ladung nach [127] nicht mehr ohne weiteres möglich ist. Im Extremfall werden die TE-Signale im Anwendungsbereich von [127] derart stark gedämpft, dass keine Aussage über das Auftreten von TE getroffen werden kann.

Der Einsatz von Sinus-, Dreieck- und Rechteckprüfspannungen mit Frequenzen bis 2500 Hz wird in der eigenen Veröffentlichung [147] demonstriert. Zugrunde liegt

ein Messaufbau nach [127] mit Koppeleinheit in Reihe zum Koppelkondensator, vgl. Abbildung 2.4 (a). Zur Erzeugung der Prüfspannung wird ein Mittelfrequenztransformator genutzt. Es kann gezeigt werden, dass man unter Erweiterung der empfohlenen Parameter aus [127], mit einem herkömmlichen TE-Messgerät durchaus Teilentladungen diagnostizieren kann. Allerdings kann bereits grenzwertiges Verhalten der genormten Messgeräte festgestellt werden.

Für umrichtererzeugte Rechteckspannungen ist die TE-Messung nach [127] nicht mehr geeignet. Die Spannungsflanken der Prüfspannung sind deutlich steiler als bei den Untersuchungen in [147]. Dadurch finden auch bei niedrigen Grundfrequenzen derart hohe Umladungen statt, dass diese das Spektrum des TE-Pulses deutlich überlagern. Aus diesem Grund kann im Zeitpunkt der Umladung keine Aussage über einen etwaigen TE-Puls getroffen werden. Um trotzdem Teilentladungen diagnostizieren zu können muss auf andere Verfahren, wie z.B. der Messung im Hochfrequenzbereich oder der Messung mit optischen Verfahren [137] zurückgegriffen werden. Diese Verfahren können allerdings nicht ohne Weiteres mit den Bewertungsmethoden nach [127] verglichen werden, da z.B. die Bestimmung der Ladung nicht möglich ist.

## 2.3 Teilentladungsmessung im höheren Frequenzbereich

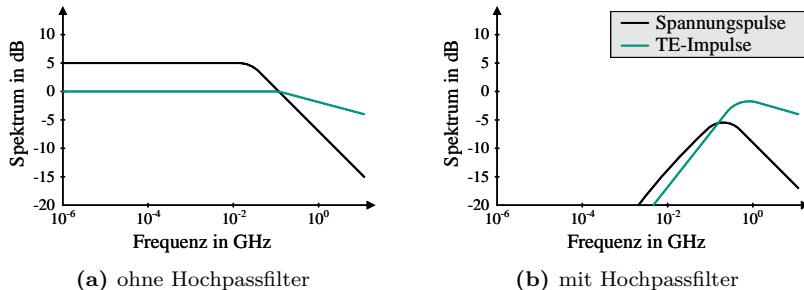
In der Hochfrequenztechnik werden die Frequenzbereiche allgemein kategorisiert. Nach [10, 34, 141] werden dabei folgende, für diese Arbeit wichtigen, Bereiche definiert. Der Hochfrequenzbereich (HF) erstreckt sich von  $3 - 30\text{ MHz}^1$ , der sehr hohe Frequenzbereich (VHF) von  $30 - 300\text{ MHz}$  und der extrem hohe Frequenzbereich (UHF) von  $300 - 3000\text{ MHz}$ . Da es sich bei TE um sehr schnelle transiente Impulse handelt, sind diese bis in extrem hohe Frequenzbereiche nachweisbar. Konkret hängt die obere Grenzfrequenz von dem Aufbau des Prüflings und damit verbundenen Dämpfungseffekten ab. In gasisolierten Schaltanlagen wurden zum Beispiel Auswirkungen von TE bis in den zweistelligen GHz-Bereich nachgewiesen [74]. Die nach [127] zulässige obere Grenzfrequenz von  $1\text{ MHz}$  für die Messung von TE lässt also einen großen Frequenzbereich unbetrachtet. Ziel es, durch Messung in höheren Frequenzbereichen, das Signal-Rausch-Verhältnis (SNR) zu verbessern und so Teilentladungsdiagnostik auch bei widrigen Bedingungen zu ermöglichen [138, 34, 141].

### 2.3.1 Grundlagen

Ähnlich wie in der DIN EN 60270 [127] können breitbandige und schmalbandige Messmethoden eingesetzt werden. Bei der breitbandigen Messung wird das Signal einer Spitzenwertdetektion, in Kombination mit anschließender breitbandiger Verstärkung, unterzogen. Bei der Schmalbandmessung werden die gedämpften Schwingungen angeregt und mit einem schnellen Spitzenwertdetektor erfasst. So

---

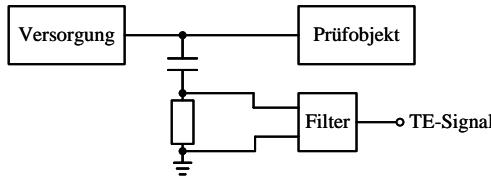
<sup>1</sup>Im englischen Sprachgebrauch hat sich für diesen Bereich auch der Begriff radio frequency (RF) etabliert [55, 141]. Im deutschen Sprachgebrauch ist unter dem Begriff Radiofrequenz in der Regel ein deutlich weiterer Frequenzbereich gemeint [10].



**Abbildung 2.5:** Beispielhafte Darstellung der Frequenzspektren der Störung durch die Prüfspannungsimpulse und der TE-Impulse nach DIN IEC/TS 61934 [137].

soll die maximale Amplitude der Hüllkurve erfasst werden. Durch die Spitzenwertdetektion wird das Messsignal von wenigen ns in den  $\mu\text{s}$ -Bereich verlängert. Dadurch ist es mit herkömmlichen TE-Messgeräten erfassbar. Bei breitbandigen TE-Messungen kann ein digitales Oszilloskop eingesetzt werden [34].

Neben der Verbesserung des Signal-Rausch-Verhältnisses bei 50-Hz-Prüfwechselspannung, können mit der Messung im VHF- und UHF-Bereich gezielt größere Störungen umgangen werden. Wie in Abschnitt 2.2.6 eingeleitet, erzeugen getaktete Umrichter ein breites Störspektrum. Durch geschickte Parametrisierung der Messtechnik kann im hochfrequenten Bereich dennoch eine Teilentladungsmessung über die gesamte Spannungsperiode durchgeführt werden. Dazu gilt es ein Frequenzband mit gutem Signal-Rausch-Verhältnis zu finden. Das bedeutet, in diesem Frequenzbereich müssen die Störungen der getakteten Prüfquelle ausreichend unterdrückt werden. Gleichzeitig muss die Signalamplitude des TE-Messsignals ausreichend hoch sein, um es messtechnisch erfassen zu können. Abbildung 2.5 (a) aus der DIN IEC/TS 61934 [137] zeigt beispielhaft das Störspektrum durch die Prüfspannungspulse in schwarz und das Spektrum der eigentlichen TE-Pulse in grün. Es ist zu erkennen, dass über weite Frequenzbereiche die Störung durch die Prüfspannung überwiegt. Um das Signal-Rausch-Verhältnis zu verbessern und ein Übersteuern der Messtechnik durch die niedrigen Frequenzen zu verhindern, wird der Einsatz von mehrpoligen Hochpassfiltern empfohlen [137]. In Abbildung 2.5 (b) sind die Frequenzspektren der Störung durch die Prüfspannung und des TE-Messsignals nach der Filterung durch einen mehrpoligen Hochpassfilter mit einer Grenzfrequenz von 500 MHz dargestellt. Beide Signale verlieren einen großen Teil ihrer Amplitude im niederfrequenten Bereich. Im höheren Frequenzbereich überwiegt hingegen weiterhin das TE-Messsignal. Damit ist es mit entsprechender Messtechnik gut zu erfassen. Generell ist die Signalamplitude für niedrigere Frequenzen höher. Man muss also einen guten Ausgleich zwischen der Unterdrückung des Störspektrums und der Messbarkeit des TE-Signals erreichen.



**Abbildung 2.6:** Schematischer Aufbau einer TE-Messung im höheren Frequenzbereich mit Koppelkondensator, Messimpedanz und Hochpassfilter nach [137].

### 2.3.2 Sensorik

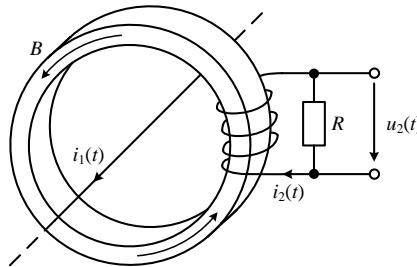
Teilentladungen emittieren Energie in einem weiten Frequenzbereich. Dadurch lassen sie sich mit vielen verschiedenen Methoden erfassen. Generell kann zwischen elektrischen und nichtelektrischen Sensoren unterschieden werden. Zu den nichtelektrischen Sensoren gehören z.B. piezoelektronische Sensoren, akustische Sensoren, Beschleunigungssensoren und optische Sensoren. Die elektrischen Sensoren können in die Bereiche kapazitive, induktive und elektromagnetische Sensoren unterteilt werden [138].

In dieser Arbeit werden hauptsächlich elektrische Sensoren genutzt. Die Funktionsweise dieser Sensoren wird deshalb in diesem Abschnitt näher betrachtet.

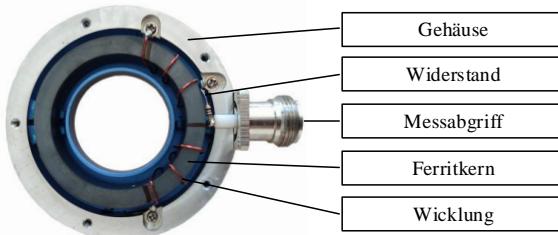
#### Kapazitive Sensoren

Für die Messung von Teilentladungen, kann ähnlich wie bei der DIN EN 60270 [127], ein Koppelkondensator in Kombination mit einer Messimpedanz genutzt werden. Für herkömmliche Messsysteme nach DIN EN 60270 [127] liegt die obere Grenzfrequenz bei ca. 10 MHz [34]. In diesem Frequenzbereich ist es, wie in Abschnitt 2.3.1 erläutert, nicht möglich TE bei pulsförmigen Spannungen zu messen. Aus diesem Grund ist es sinnvoll die Bauelemente anzupassen. Nach [34] ist die Größe der Koppelkapazität ein entscheidender Faktor. Wird diese verringert, so wird in der Regel auch die parasitäre Induktivität reduziert. Dies erhöht die obere Grenzfrequenz und macht so Messungen im höheren Frequenzbereich möglich. Auch die Messimpedanz muss auf den entsprechenden Zielfrequenzbereich abgestimmt werden.

Abbildung 2.6 zeigt den prinzipiellen Aufbau zur TE-Messung mit kapazitiven Sensoren. Der Koppelkondensator wird direkt in die Zuleitung des Prüfobjekts eingebracht. Wenn eine TE auftritt, wird ein Teil der Ladung über den Koppelkondensator nachgeladen. Dadurch entsteht ein Stromfluss, der über eine Impedanz gemessen wird. Die DIN IEC/TS 61934 [137] empfiehlt, das Messsignal mit Hochpassfiltern höherer Ordnung zu filtern. Damit wird die untere Grenzfrequenz erhöht und Störungen durch die Spannungsquelle werden unterdrückt.



**Abbildung 2.7:** Funktionsweise eines induktiven Stromsensors nach [25].

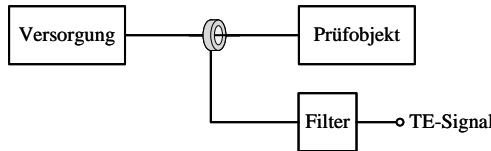


**Abbildung 2.8:** Aufbau eines kommerziellen Hochfrequenzstromwandlers.

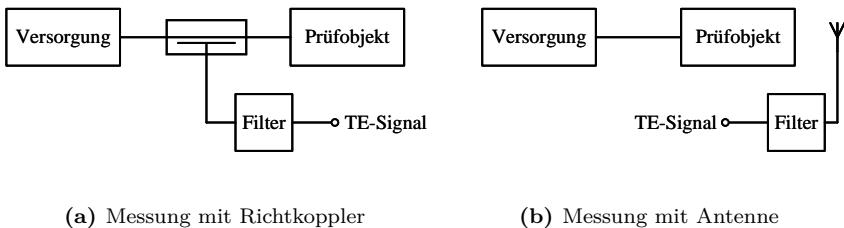
### Induktive Sensoren

Hochfrequenzstromwandler (HFCT) funktionieren nach dem induktiven Wirkprinzip. In Abbildung 2.7 ist die grundlegende Funktionsweise dargestellt. Um einen mit  $i_1(t)$  stromdurchflossenen Leiter wird ein Ferritkern gelegt. Durch das Magnetfeld  $H$ , welches in der Abbildung durch die magnetische Flussdichte  $B$  im Kern dargestellt ist, wird ein Strom  $i_2(t)$  in der Sekundärwicklung induziert. Über den Widerstand  $R$  wird die Messspannung abgegriffen [25]. Abbildung 2.8 zeigt eine reale Ausführung eines HFCT mit einer oberen Grenzfrequenz von  $f_{g,o} = 750 \text{ MHz}$ . Der Ferritkern wird von einem Aluminiumgehäuse umgeben, welches gleichzeitig auf Bezugspotential liegt. Die Sekundärseite ist durch zwei parallele Wicklungen mit der Windungszahl  $N = 3$  ausgeführt. Der Messabgriff erfolgt über eine Typ-N Buchse, wobei zur Spannungsbegrenzung ein  $150\text{-}\Omega$ -Widerstand zwischen Abgriff und Gehäuse verbaut ist.

Für die Teilentladungsmessung mittels HFCT wird nach DIN IEC/TS 61934 der Aufbau aus Abbildung 2.9 vorgeschlagen. Der HFCT wird in diesem Fall direkt in die Zuleitung zum Prüfling eingebracht. Die Nachladung der Prüflingskapazitäten bei Auftreten einer TE erfolgt somit direkt über die Versorgung. Bei der klassischen TE-Messung wird der Prüfling in der Regel als Isolator modelliert.



**Abbildung 2.9:** Schematischer Aufbau einer TE-Messung im höheren Frequenzbereich mit HFCT und Hochpassfilter nach [137].



**Abbildung 2.10:** Schematischer Aufbau einer TE-Messung im höheren Frequenzbereich mit elektromagnetischen Sensoren und Hochpassfiltern nach [137].

Dies hat zur Folge, dass kein Laststrom auftritt. Untersucht man z.B. Maschinen im laufenden Betrieb ist dieser Laststrom jedoch nicht zu vernachlässigen. Bei hohen niederfrequenten Lastströmen können beispielsweise Sättigungseffekte im HFCT auftreten. Diese Effekte beeinflussen die Empfindlichkeit für eine Hochfrequenzmessung negativ [24]. Wenn eine Erdverbindung vorhanden ist, kann der HFCT auch in dieser eingebracht werden. Dies hat den Vorteil, dass der HFCT nicht gegen hohe Spannungen isoliert werden muss.

Um die Störungen durch die Spannungsversorgung zu unterdrücken, werden in der Praxis auch hier Hochpassfilter höherer Ordnung eingesetzt. Diese werden direkt in den Messkreis eingebracht. Die Auswahl des optimalen Filters hängt im Wesentlichen von den Eigenschaften der Prüfquelle ab.

### Elektromagnetische Sensoren

Elektromagnetische Sensoren sind in der Lage sowohl magnetische als auch elektrische Feldkomponenten zu erfassen. Für die Teilentladungsdiagnostik werden in diesem Bereich überwiegend Antennen im Nahfeldbereich eingesetzt. Der Einsatz von Richtkopplern ist ebenfalls möglich [138]. In Abbildung 2.10 sind schematisch die Aufbauten für eine Messung mit elektromagnetischen Sensoren dargestellt.

Ein Richtkoppler ist ein Bauelement der Hochfrequenztechnik und besteht im Wesentlichen aus zwei gekoppelten Leitungen. Diese können als Haupt- und Ne-

benleitung definiert werden. Läuft eine Welle durch die Hauptleitung so erzeugt sie in Abhängigkeit des Kopplungsfaktors ein proportionales Signal an den Ausgängen der Nebenleitung [20]. Es ist so möglich die Richtung der Wellenbewegung zu bestimmen. Dadurch ist es möglich TE im Prüfling von äußeren impulsförmigen Störern zu unterscheiden [137]. Abbildung 2.10 (a) zeigt schematisch die Einbindung eines Richtkopplers zur TE-Messung in einen Prüfkreis nach [137]. Richtkoppler haben sich vor allem bei der TE-Diagnostik an Hochspannungsakten, Muffen und Endverschlüssen bewährt [138, 34]. Die Messung von Teilentladungen an elektrischen Maschinen ist ebenfalls mittels Richtkopplern möglich [20, 64].

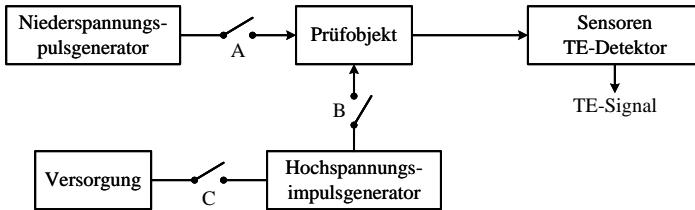
In Abbildung 2.10 (b) ist der prinzipielle Aufbau zur Messung von TE mit Antennen dargestellt. Je nach Anwendungsgebiet können unterschiedliche Antennenarten, wie z.B. Stabantennen, Scheibenantennen oder Kegelantennen eingesetzt werden [34]. Für die Messung von Teilentladungen ist, wie in Abschnitt 2.3.1 beschrieben, vor allem der richtige Frequenzbereich ausschlaggebend. Auf diesen müssen die Antennen entsprechend abgestimmt werden. Um das Signal-Rausch-Verhältnis zu verbessern, können Signalverstärker eingesetzt werden.

Je nach Frequenzbereich des elektromagnetischen Sensors, kann es erforderlich sein die niederfrequenten Signalanteile mittels eines Hochpassfilters zu eliminieren [137].

### 2.3.3 Empfindlichkeit

Teilentladungsmessungen im höheren Frequenzbereich lassen sich nicht auf konventionelle Art kalibrieren. Durch die Hochpassfilterung gehen viele niederfrequente Signalanteile verloren. Die höherfrequenten Signalanteile eines TE-Impulses sind von vielen Faktoren, wie z.B. der Geometrie des Prüflings, der Art der TE, der elektrischen Eigenschaften des Prüflings und des Prüfkreises und der Position der Sensoren, abhängig [40, 65, 93, 100]. Aus diesem Grund ist es Stand der Technik, die Teilentladung hauptsächlich durch den Spitzenvwert des Messsignals in mV zu charakterisieren [137, 140, 141].

Um das Messergebnis dennoch aussagekräftig zu machen, wird in der DIN IEC/TS 61934 [137] der Begriff der Empfindlichkeit eingeführt. Sie hat direkten Einfluss auf TE-bezogene Größen, wie z.B. die RPDEV oder die RPDEV [137] und wird ebenfalls in mV angegeben. Um die Empfindlichkeit zu bestimmen, wird eine Spannungsversorgung, der Hochspannungsimpulsgenerator (HVG), ein Niederspannungspulsgenerator (LVPG), das Prüfobjekt und das TE-Messsystem benötigt. In Abbildung 2.11 ist der prinzipielle Messaufbau zur Untersuchung der Empfindlichkeit dargestellt. Die Empfindlichkeit wird über die Differenz zwischen den messbaren Signalen durch den LVPG und der Störungen durch den HVG dargestellt. Die Spannungsversorgung wird in der Regel durch eine Gleichspannungsquelle oder das Versorgungsnetz bereitgestellt. Der HVG erzeugt die schnellen Spannungspulse mit denen das Prüfobjekt beansprucht wird. Die Pulsform des LVPG soll möglichst im gesamten Frequenzbereich der realen TE-Impulsform ent-



**Abbildung 2.11:** Schematischer Prüfaufbau zur Empfindlichkeitsbestimmung eines Prüfkreises zur Messung von TE bei höheren Frequenzen nach [137].

**Tabelle 2.1:** Bestimmung der Empfindlichkeit nach DIN IEC/TS 61934 [137].

	A	B	C
TE-Detektion Empfindlichkeitskontrolle	geschlossen	offen	offen
Kontrolle der Hintergrundstörungen	geschlossen	geschlossen	offen
Kontrolle der Störungen des Detektionssystems	offen	offen	geschlossen

sprechen. In der Praxis soll die Anstiegszeit  $t_r$  mindestens

$$t_r = \frac{1}{f_{g,o}}, \quad (2.19)$$

also dem Kehrwert der oberen Grenzfrequenz  $f_{g,o}$  des Messsystems, entsprechen. Durch die schnellen Anstiegszeiten müssen Reflexions- und Dämpfungseffekte berücksichtigt werden. Bei Prüfobjekten mit verteilter Impedanz, wie z.B. Motoren oder Transformatoren, muss der Niederspannungspuls in direkter Nähe der erwarteten Problemstelle eingeprägt werden, da durch Dämpfungseffekte der Hochfrequenzanteil des Pulses stark abgeschwächt wird [137]. Wenn die Leitungsimpedanzen signifikant von der Prüflingsimpedanz abweichen, kann es zudem an den Klemmen des Prüflings zu Reflexionen kommen [105].

Um die Empfindlichkeit des TE-Prüfkreises zu bestimmen, werden in [137] drei Schritte empfohlen, welche in Tabelle 2.1 dargestellt sind. Im ersten Schritt wird die Empfindlichkeit des TE-Detektors bestimmt. Dazu wird nach Abbildung 2.11 der HVIG und die Versorgung getrennt. Das Prüfobjekt wird mit dem LVPG belastet. Die Scheitelpotenzial des LVPG wird nun so lange erhöht, bis das TE-Messsystem einen Ausschlag detektieren kann. Diese Spannung wird als Empfindlichkeit des TE-Detektionssystems bezeichnet. Im nächsten Schritt wird das Hintergrundrauschen analysiert. Dazu wird der HVIG und der LVPG an das Prüfobjekt angeschlossen. Die Komponenten des HVIG sind dabei alle in Betrieb, d.h. Störungen, z.B. durch den Schaltvorgang von Halbleitern, werden an den Prüfling

weitergegeben. Der HVIG soll das Prüfobjekt jedoch noch nicht mit Hochspannungsimpulsen belasten<sup>2</sup>. Dies wird dadurch erreicht, dass die Spannungsversorgung des HVIG getrennt wird. Die Spitzenspannung des LVPG wird so lange erhöht, bis ein Messsignal am TE-Detektor sichtbar wird. Diese Spannung wird als Hintergrundrauschen bezeichnet. Im letzten Schritt wird die Störung des Detektionssystems untersucht. Dazu wird der Prüfling durch ein TE-freies Testobjekt mit ähnlichen elektrischen Eigenschaften ausgetauscht. Der LVPG wird getrennt und der HVIG, inklusive Versorgung, wird zugeschaltet. Die Amplitude der Hochspannungspulse soll der Zielspannung für die reale TE-Messung entsprechen. Die durch das TE-Messsystem detektierbaren Störungen werden als Systemstörungen bezeichnet.

### 2.3.4 Validierung der HF-Teilentladungsmessung

Beim Einrichten des Messaufbaus ist es unter Umständen nicht immer trivial die TE-Signale von den Störungen durch die Prüfquelle zu unterscheiden. Neben der Bestimmung der Empfindlichkeit aus Abschnitt 2.3.3 hat es sich daher in der Praxis bewährt in dieser Phase auf weitere Methoden zur Validierung der hochfrequenten TE-Messung zurückzugreifen.

Vorbereitend empfiehlt es sich die PDIV und PDEV bei sinusförmiger Prüfspannung, mit einem Aufbau nach DIN EN 60270 [127] zu bestimmen. Die Einsetzspannungen können bei pulsförmiger Spannungsbelastung zwar abweichen, aber der grobe Spannungsbereich, bei dem TE erwartet werden, kann so evaluiert werden.

Da es gerade bei Prüfobjekten mit verteilten Impedanzen bei der Belastung mit schnellen Impulsspannungen zu Reflexions- oder Resonanzeffekten kommen kann, ist die Spannungsmessung zur Ermittlung der PDIV so nah wie möglich an der Fehlstelle durchzuführen. Um vergleichbare Ergebnisse für die PDIV zu erhalten, ist es sinnvoll den Spitzenwert der Prüfspannung zu messen. Bei einer vergleichenden Messung nach DIN EN 60270 [127] wird die PDIV ebenfalls als Spitzenwert angegeben.

Falls möglich, können auch nichtelektrische Verfahren zur Validierung eingesetzt werden. Bei äußeren Teilentladungen bietet es sich z.B. an auf optische oder akustische Verfahren zurückzugreifen.

---

<sup>2</sup>Der LVPG ist in der Regel nicht für den Einsatz unter Hochspannung ausgelegt.

## Kapitel 3

# Erzeugung getakteter Prüfspannungen

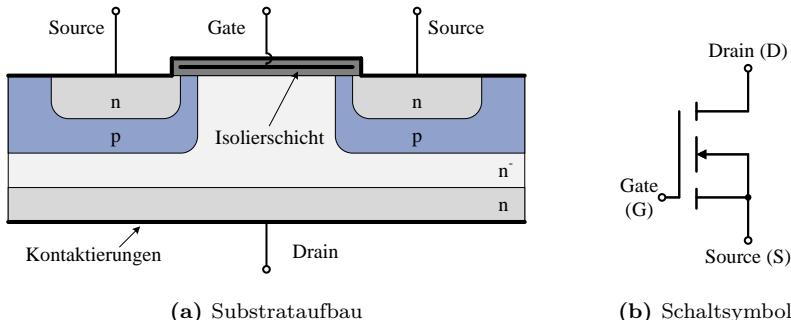
### 3.1 Anforderungen

Die Bereitstellung einer definierten getakteten Prüfspannung ist für diese Arbeit essentiell. Der Fokus liegt auf der Spannungsform und deren Modifikation. Dies ermöglicht die gezielte Untersuchung der Auswirkungen der Prüfspannungsform auf das Teilentladungsverhalten der Prüflinge. Dabei soll die Prüfspannungsquelle möglichst realitätsnah die Versorgung des Prüfobjekts emulieren. Dazu eignen sich nach DIN IEC/TS 61934 [137] sowohl Wechselrichtertopologien als auch repetierende Pulsspannungsquellen.

Bei kommerziell erwerbbaren Wechselrichtern stehen dem Endanwender nur eingeschränkte Einstellmöglichkeiten bezüglich der Spannungsform der Ausgangsspannung zur Verfügung. Sie sind entweder universell für verschiedene Maschinen konzipiert, oder aber speziell auf eine Antriebsmaschine ausgelegt. Die für diese Arbeit notwendigen Freiheitsgrade können nur durch eine Eigenentwicklung der Prüfquelle erreicht werden.

Die Prüfquelle soll als Brückenwechselrichter ausgelegt werden. Über die Ansteuerung der Halbleiter sollen neben der Grundfrequenz auch verschiedene Modulationsarten mit verschiedenen Trägerfrequenzen realisierbar sein. Die Grundfrequenz soll im Arbeitsbereich der zu untersuchenden Maschine liegen. Die Trägerfrequenz soll mindestens das zehnfache der Grundfrequenz betragen können und frei einstellbar sein. Damit können etwaige Auswirkungen der Modulation oder der Trägerfrequenz auf das Verhalten des Prüfling untersucht werden. Für Untersuchungen zum Teilentladungsverhalten ist zudem der Spitzenwert der Ausgangsspannungspulse wichtig und muss dementsprechend einstellbar sein. Da auch die Steilheit der Spannungsflanken (engl. slew rate) einen Einfluss auf das Teilentladungsverhalten haben kann, soll diese ebenfalls einstellbar sein. Zudem soll ein zweipoliger (2P) und dreipoliger (3P) Betrieb ermöglicht werden.

Im Rahmen dieser Arbeit wurden daher nach diesen Vorgaben zwei Prüfquellen entwickelt. Dazu werden modernste Ventile auf Basis von Silizium (Si) und Siliziumkarbid (SiC) eingesetzt. Eine Wechselbrückenschaltung mit SiC-MOSFETs, im folgenden SiC-Prüfquelle genannt, wird für Messungen an stehenden Maschi-



**Abbildung 3.1:** Prinzipieller Zellaufbau eines n-Kanal Leistungs-MOSFETs in Vertikalstruktur nach [96].

nen oder anderen Prüfobjekten ausgelegt. Ein 3-Level-Wechselrichter mit Neutralpunktlemmung (3L-NPC) auf Si-IGBT-Basis soll für Messungen an drehenden Maschinen oder anderen dreiphasigen Prüfobjekten eingesetzt werden und wird als IGBT-Prüfquelle bezeichnet. Insgesamt werden durch die beiden Wechselrichter alle Anforderungen an die Prüfspannung abgedeckt.

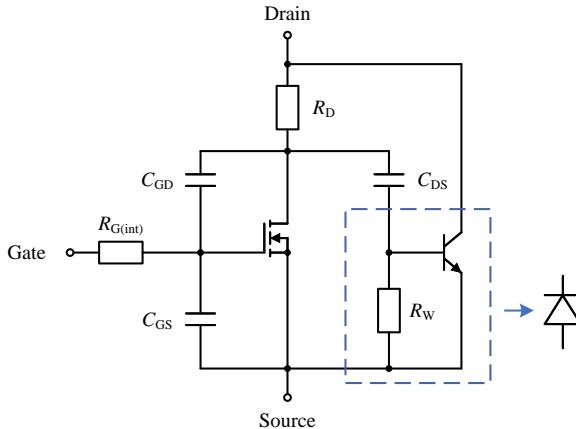
## 3.2 Grundlagen

Für leistungselektronische Antriebe werden in der Praxis überwiegend Metall-Oxid-Halbleiter-Feldeffekttransistoren (MOSFET) oder Bipolartransistoren mit isolierter Gate-Elektrode (IGBT) verwendet [88]. Im höheren Leistungsbereich werden sowohl MOSFETs als auch IGBTs in Vertikalstruktur aufgebaut, d.h. die Anschlüsse liegen sich gegenüber und ermöglichen so einen verbesserten Stromfluss. Die Wärmeverteilung im Substrat wird dadurch ebenfalls gleichmäßiger, was zu einem besseren Betriebsverhalten beiträgt. Durch den vertikalen Aufbau können auf einem Siliziumwafer viele Ventile parallel geschaltet werden. Dadurch wird die Stromtragfähigkeit deutlich erhöht. Um die Prüfspannung am Wechselrichterausgang beeinflussen zu können, muss der Schaltvorgang betrachtet werden. Dieser kann durch ein Ersatzschaltbild, welches durch den Substrataufbau abgeleitet werden kann, modelliert werden [96, 115].

### 3.2.1 Leistungs-MOSFET

#### Grundprinzip

In Abbildung 3.1 (a) ist der grundlegende Lagenaufbau einer Zelle eines Leistungs-MOSFETs dargestellt. Über die Kontakte Drain (D) und Source (S) erfolgt der Stromfluss. Der Gate-Anschluss (G) dient zur Steuerung des Ventils. Man unterscheidet in n-Kanal (nMOS) und p-Kanal (pMOS) MOSFETs, welche wiederum in den Verarmungstyp (selbstleitend) und den Anreicherungstyp (selbstsperrend)



**Abbildung 3.2:** Ersatzschaltbild eines Leistungs-MOSFETs in Vertikalstruktur nach [115].

eingeteilt werden. Bei einem MOSFET handelt es sich um ein unipolares Bauteil. Das bedeutet, dass nur ein Ladungsträgertyp am Stromtransport beteiligt ist. Bei n-Kanal MOSFETs sind dies Elektronen und beim p-Kanal MOSFET Löcher. In der Praxis werden überwiegend selbstsperrende n-Kanal MOSFETs eingesetzt, da das Bauelement im ausgeschalteten Zustand sperrt und Elektronen eine höhere Ladungsträgerbeweglichkeit vorweisen als Löcher [96]. In Abbildung 3.1 (b) ist das Schaltsymbol eines Leistungs-MOSFETs dargestellt.

In eine Wanne aus p-dotiertem Silizium wird ein n-dotierter Bereich eingebracht, welcher mit der metallischen Source-Elektrode verbunden ist. Das Gate wird üblicherweise über ein Metalloxid vom Substrat isoliert und besteht häufig aus  $n^+$ -Polysilizium. Die Drain-Elektrode ist an eine n-dotierte Siliziumzone angeschlossen. Zur Erhöhung der Spannungsfestigkeit befindet sich zwischen dem Gate, den p-Wannen und der drainseitigen n-Zone eine schwach n-dotierte Zone. Dabei ergibt sich bauartbedingt eine pin-Zone welche als Diode fungiert und auch Bodydiode genannt wird. Diese liegt antiparallel zur Durchlassrichtung des MOSFETs [115].

### Ersatzschaltbild

Bedingt durch den Lagenaufbau des MOSFETs in Vertikalstruktur, entstehen verschiedene parasitäre Bauelemente. Diese Bauelemente nehmen Einfluss auf das Schaltverhalten des Ventils. Abbildung 3.2 fasst diese in einem Ersatzschaltbild zusammen.

Die Gate-Source-Kapazität  $C_{GS}$  bildet sich durch die Überlagerung der Gate-Elektrode mit der Source-Elektrode. Im Gegensatz zu den anderen Kapazitäten ist sie nicht von der Drain-Source-Spannung  $u_{DS}$  abhängig. Die Gate-Drain-Kapazität

$C_{GD}$  bildet sich durch den Bereich zwischen Gate und n<sup>-</sup>-Zone und wird auch Miller-Kapazität genannt. Die Sperrsichtkapazität zwischen p-Wanne und n<sup>-</sup>-Bereich ist die Drain-Source-Kapazität  $C_{DS}$ . Oft ist, z.B. in Datenblättern, die Eingangskapazität  $C_{iss}$ , die Ausgangskapazität  $C_{oss}$  und die Rückwirkungskapazität  $C_{rss}$  angegeben. Diese lassen sich durch

$$C_{iss} = C_{GS} + C_{GD} \quad (3.1)$$

$$C_{oss} = C_{GD} + C_{DS} \quad (3.2)$$

$$C_{rss} = C_{GD} \quad (3.3)$$

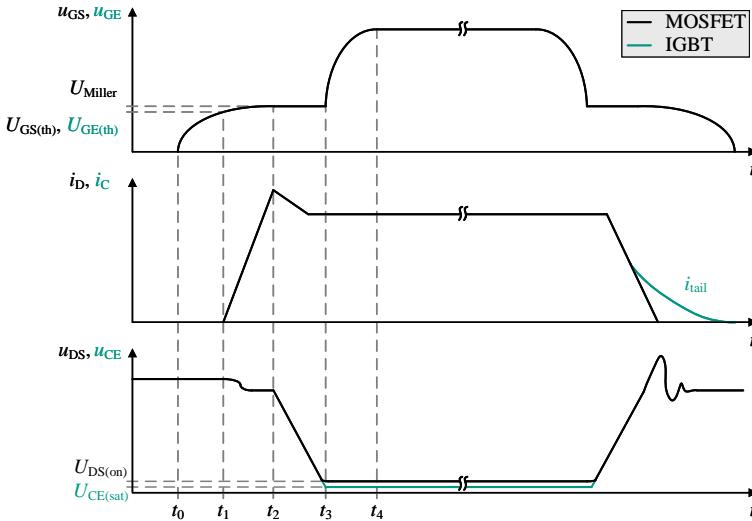
in die einzelnen parasitären Kapazitäten umrechnen. Der interne Gate-Widerstand  $R_{G(int)}$  ergibt sich durch das verwendete Gate-Material und den Gate-Anschluss. Der Drain-Widerstand ergibt sich im wesentlichen durch den Widerstand der n<sup>-</sup>-Zone und ist hauptsächlich für den Durchlasswiderstand  $R_D$  verantwortlich. Der Widerstand  $R_W$  ist der laterale Widerstand der p-Wanne und bildet den Basis-Emitter-Widerstand des npn-Transistors.  $R_W$  und der npn-Transistor bilden die inverse Body-Diode [59, 88, 96, 115].

## Schaltverhalten

Das statische Verhalten eines selbstsperrenden n-Kanal MOSFETs mit strukturbedingter Body-Diode lässt sich in drei Bereiche unterteilen. Im Durchlassbetrieb in Vorwärtsrichtung wird der MOSFET aktiv angesteuert. Dazu wird am Gate eine Spannung  $u_{GS}$  angelegt. Wenn  $u_{GS}$  einen gewissen Schwellwert  $U_{GS(th)}$  überschreitet, also  $u_{GS} > U_{GS(th)}$  gilt, wird durch das anliegende elektrische Feld ein leitfähiger Kanal zwischen Drain und Source aufgebaut. Dieser ermöglicht bei einer Drain-Source-Spannung  $u_{DS} > 0$  einen Stromfluss  $i_D$  in Drain-Source-Richtung. Beim Vorwärtssperrzustand gilt  $u_{GS} < U_{GS(th)}$  und  $u_{DS} > 0$ . Es ist kein leitfähiger Kanal zwischen Drain und Source vorhanden, wodurch nur ein kleiner Leckstrom  $i_{DSS}$  fließt. Wird die maximale Sperrspannung  $U_{DSS}$  überschritten, kommt es an der inversen Body-Diode zu einem Lawinendurchbruch. Dieser Zustand kann Schäden am MOSFET hervorrufen. Im Rückwärtsbetrieb gilt  $u_{GS} < U_{GS(th)}$  und  $u_{DS} < 0$ . Durch die Body-Diode zeigt der MOSFET in diesem Bereich ein Diodenverhalten [115].

In Abbildung 3.3 ist das Einschaltverhalten eines Leistungs-MOSFETs beim harten Schalten einer induktiven Last dargestellt. Das obere Diagramm zeigt hierbei den Verlauf der Gate-Source-Spannung  $u_{GS}$ . Im mittleren Diagramm ist der Verlauf des Drain-Stromes  $i_D$  und im unteren Diagramm der der Drain-Source-Spannung  $u_{DS}$  dargestellt.

Im Zeitbereich von  $t_0$  bis  $t_1$  beginnt der Gate-Strom  $i_G$  zu fließen. Die Gate-Source-Kapazität  $C_{GS}$  wird dabei aufgeladen und  $u_{GS}$  steigt. Der Anstieg erfolgt mit der Zeitkonstante  $\tau = R_G \cdot C_{iss}$ . Sobald zum Zeitpunkt  $t_1$  die Schwellspannung  $U_{GS(th)}$  erreicht ist, wird der leitfähige Kanal aufgebaut. Durch den Reverse-Recovery-Effekt fließt ein negativer Strom durch die Body-Diode, die dem Betrag des nun ansteigenden Drain-Stromes entspricht. Der Anstieg von  $i_D$  ist über die Übertragungssteilheit  $g_{fs}$  an  $u_{GS}$  gekoppelt.  $u_{DS}$  sinkt durch die, dem Aufbau



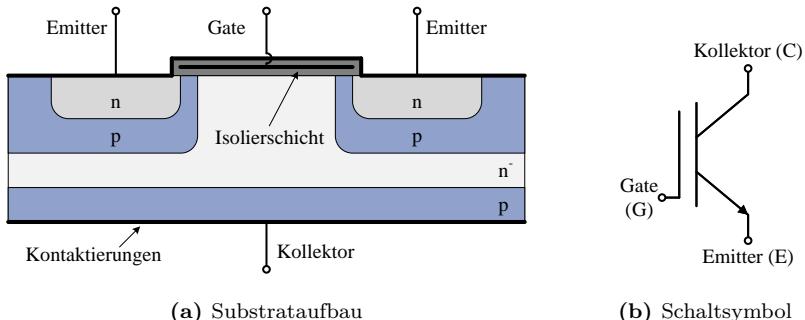
**Abbildung 3.3:** Schaltverhalten nach [115] eines MOSFET-Leistungshalbleiters in schwarz bei induktiver Last. Abweichungen beim Leistungs-IGBT in grün dargestellt.

geschuldeten, Induktivitäten etwas ab. Bei Erreichen von  $t_2$  beginnt die Body-Diode zu sperren und der Rückstrom nimmt ab. Dadurch sinkt  $i_D$  bis er den Wert des Laststromes erreicht. Gleichzeitig sinkt  $u_{DS}$  bis zur Durchlassspannung  $U_{DS(on)}$ . Die Miller-Kapazität  $C_{GD}$  wird dabei entladen wozu der gesamte verfügbare Gate-Strom aufgewendet wird. Das bedeutet, dass in diesem Moment  $C_{GS}$  nicht weiter geladen werden kann und damit  $u_{GS}$  konstant bleibt. Das entstehende Spannungsplateau  $U_{Miller}$  wird auch Miller-Plateau genannt. Der Drain-Strom  $i_D$  ist über  $g_{fs}$  weiterhin an  $u_{GS}$  gekoppelt. Ab dem Zeitpunkt  $t_3$  ist die aktive Phase des Schaltvorgangs beendet. Somit ist die Kopplung über  $g_{fs}$  nicht mehr vorhanden.  $C_{GS}$  wird nun vollständig aufgeladen und  $u_{GS}$  erreicht seinen Maximalwert. Zum Zeitpunkt  $t_4$  ist dieser Vorgang beendet und das Ventil gilt als vollständig eingeschaltet [88, 98, 116].

### 3.2.2 Leistungs-IGBT

#### Grundprinzip

Der Substrataufbau moderner Leistungs-IGBTs ähnelt dem Aufbau des Leistungs-MOSFETs. Im Gegensatz zum MOSFET ist der IGBT bipolar, was bedeutet, dass sowohl Elektronen (Majoritätsladungsträger) als auch Löcher (Minoritätsladungsträger) am Stromfluss beteiligt sind. In Abbildung 3.4 (a) ist der prinzipielle Aufbau und in Abbildung 3.4 (b) das Schaltsymbol, dargestellt. Statt der n-dotierten Zone an der Drain-Elektrode besitzt der IGBT hier einen p-dotierten Bereich.



**Abbildung 3.4:** Prinzipieller Aufbau einer Zelle eines Leistungs-IGBTs in Vertikalstruktur nach [96].

Dadurch entsteht ein pnp-Transistor durch den der Laststrom  $i_c$  geschaltet wird. Die Hauptelektroden werden dementsprechend Kollektor (C) und Emitter (E) genannt. Über das n-dotierte Gebiet am Emitter, die p-Wanne und das n<sup>-</sup>-Gebiet bildet sich ein npn-Transistor. Beide Transistoren zusammen bilden in der Theorie einen Thyristor. Bei modernen IGBTs leitet der npn-Transistor durch einen niedrigen Basiswiderstand jedoch dauerhaft. In der Praxis kann der npn-Transistor deshalb vernachlässigt werden [98]. Durch das Gate, das n-Gebiet am Emitter, die p-Wanne und das n<sup>-</sup>-Driftgebiet wird ein MOSFET gebildet, welcher den pnp-Transistor über dessen Basis ansteuert [96, 115].

### Ersatzschaltbild

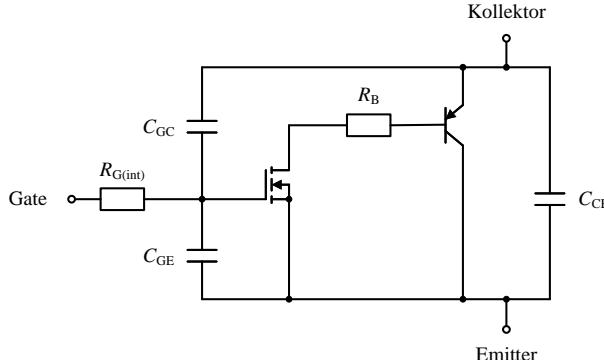
In Abbildung 3.5 ist das vereinfachte Ersatzschaltbild eines modernen Leistungs-IGBTs in Vertikalstruktur dargestellt. Durch die n<sup>-</sup>-Driftzone wird der Widerstand  $R_B$  gebildet, welcher den Basiswiderstand des pnp-Transistors bildet. Die Basis des pnp-Transistors wird über die MOSFET-Struktur angesteuert. Vereinfacht bilden sich über den Aufbau, ähnlich zum MOSFET, die Gate-Emitter-Kapazität  $C_{GE}$ , die Gate-Kollektor-Kapazität  $C_{GC}$  und die Kollektor-Emitter-Kapazität  $C_{CE}$ .  $C_{GE}$  ist unabhängig von der Kollektor-Emitter-Spannung  $u_{CE}$ . Sie hängt jedoch von der Gate-Emitter-Spannung  $u_{GE}$  ab.  $C_{CE}$  ist die Kapazität der Sperrfläche und ist neben dem Aufbau der Zelle auch von der Kollektor-Emitter-Spannung  $u_{CE}$  abhängig.  $C_{GC}$  kann auch hier als Miller-Kapazität bezeichnet werden. Ähnlich wie beim MOSFET wird oft die Eingangskapazität  $C_{ies}$ , die Ausgangskapazität  $C_{oes}$  und die Rückwirkungskapazität  $C_{res}$  angegeben, welche sich über

$$C_{ies} = C_{GE} + C_{GC} \quad (3.4)$$

$$C_{oes} = C_{GC} + C_{CE} \quad (3.5)$$

$$C_{res} = C_{GC} \quad (3.6)$$

zu den Bauelementen aus Abbildung 3.5 verknüpfen lassen [115].



**Abbildung 3.5:** Vereinfachtes Ersatzschaltbild eines Leistungs-IGBTs in Vertikalstruktur nach [98].

### Schaltverhalten

Das statische Schaltverhalten eines IGBTs ähnelt dem Schaltverhalten eines MOSFETs und kann ebenfalls in die Bereiche Vorwärtssperrzustand, Lawinendurchbruch und Durchlasszustand eingeteilt werden. Der Rückwärtsbetrieb ist aufgrund der fehlenden Bodydiode mit reinen IGBTs nicht möglich. In der Praxis wird dem IGBT deshalb hybrid eine schnelle Inversdiode beigefügt. Der Rückwärtsbetrieb hängt also überwiegend von der hybriden Inversdiode ab [96].

Das transiente Schalten induktiver Lasten erfolgt weitestgehend analog zum MOSFET. Die Abweichungen sind in Abbildung 3.3 in grün dargestellt. Bedingt durch den Aufbau ist die Durchlassspannung  $U_{CE(sat)}$  eines IGBTs in der Regel geringer als die Durchlassspannung  $U_{DS(on)}$  eines MOSFETs. Beim Ausschalten ist zudem resultierend aus der Struktur des IGBTs der Effekt des Kollektorstromschweifes (Tailstrom)  $i_{tail}$  erkennbar [115].

### 3.2.3 Materialien

Der IGBT auf Siliziumbasis hat den Vorteil bei höherer Sperrspannung einen niedrigen Durchlasswiderstand vorzuweisen [59]. So können bei IGBTs Sperrspannungen von bis zu 1,7 kV problemlos erreicht werden. Moderne MOSFETs auf Siliziumbasis erreichen Sperrspannungen von ca. 200 V [96]. Um die Sperrspannung zu erhöhen, müsste die  $n^-$ -Driftzone vergrößert werden, was aber den Durchlasswiderstand extrem vergrößert. Der Vorteil von MOSFETs liegt in den niedrigeren Schaltverlusten, was deutlich höhere Schaltfrequenzen ermöglicht [96, 115].

Um die Vorteile des MOSFETs auch bei höheren Spannungen nutzbar zu machen, können Halbleitermaterialien mit hoher Bandlücke (WBG, engl. wide band gap) eingesetzt werden. Technisch nutzbare WBG-Halbleiter sind Siliziumkarbid (SiC) und Galliumnitrid (GaN), wobei SiC-Halbleiter aktuell besser entwickelt und weiter verbreitet sind [92]. Die Bandlücke von SiC ist im Vergleich zu Si

ungefähr drei mal so hoch. Besonders für die Spannungsfestigkeit, aber auch für die Robustheit bei höheren Sperrsichttemperaturen ist dies von Vorteil. Durch SiC-MOSFETs lassen sich ebenfalls Sperrspannungen bis 1,7 kV erreichen [79].

### 3.3 Realisierung

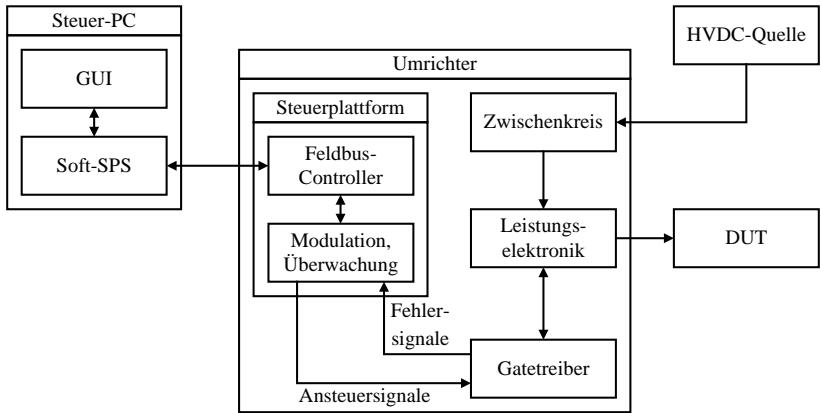
Zur Erfüllung aller Anforderungen aus Abschnitt 3.1 wurden in dieser Arbeit zwei Wechselrichter entwickelt. Um die Spannungsfestigkeit zu erhöhen und weitere Freiheitsgrade verfügbar zu machen, wird ein 3-Level-Wechselrichter mit Neutralpunktlemmung (3L-NPC) mit drei Phasen (3P) eingesetzt. Dazu werden, mit IGBTs mit einer Sperrspannung von  $U_{CES} = 1,7 \text{ kV}$  und einer maximalen Schaltfrequenz von  $f_{sw} = 100 \text{ kHz}$ , Ventile nach neuestem technischen Standard eingesetzt. Durch die 3L-Topologie verdoppelt sich die maximale Sperrspannung der Anordnung. Die Spannungsanstiegs geschwindigkeit der Ausgangsspannung ist bei diesem Wechselrichter nicht variabel und beträgt im Leerlauf direkt an den Anschlussklemmen gemessen  $dU/dt \approx 5,5 \text{ kV}/\mu\text{s}$ . Um diesen Aufbau flexibel einsetzen zu können, kann durch ein geschicktes Schaltkonzept sowohl ein 2-Level- als auch ein 3-Level-Betrieb realisiert werden. Außerdem kann eine 2P-Schwenksteuerung parametrisiert werden. Mit dem Wechselrichter können elektrische Maschinen mit verschiedenen Modulationen betrieben werden. Die betreuten studentischen Arbeiten [167, 168, 170, 172, 175] sind für die Entwicklung dieser Prüfquelle in besonderem Maße relevant. In der eigenen Veröffentlichungen [157] wurden Messungen mit der Prüfquelle erstmals vorgestellt.

Ein zweistufiger Siliziumkarbid-Brückenwechselrichter mit zwei Phasen (2P) ermöglicht es, ein Prüfobjekt mit einer schnell ansteigenden bipolaren Spannung zu beanspruchen. Dabei wird mit SiC-MOSFETs mit einer Sperrspannung von  $U_{DSS} = 1,7 \text{ kV}$  ein innovatives Halbleitermaterial verwendet, welches in Zukunft bei hoch ausgenutzten Maschinenantrieben Anwendung finden wird [41, 69, 121]. Über das entwickelte Treiberkonzept ist es möglich die Slew-Rate zu steuern. Damit können Versuche zum Einfluss der Slew-Rate auf das Verhalten von TE untersucht werden. Neben der Schwenksteuerung können weitere Modulationsarten, wie z.B. Blocktaktung oder das Referenzkurvenverfahren, parametrisiert werden. Bei Bedarf lassen sich zudem weitere Modulationsarten einprogrammieren. Der Grundaufbau des Leistungsteils wurde von [6] übernommen. Die betreuten Abschlussarbeiten [173, 176] trugen maßgeblich zur Realisierung der Prüfquelle bei. Sie wurde außerdem für die eigenen Veröffentlichungen [154, 148] eingesetzt.

Die Parametrisierung der Amplitude der Ausgangsspannung wird bei beiden Prüfquellen über den Zwischenkreis vorgenommen. Dazu werden einstellbare Hochspannungsgleichstromquellen (HVDC-Quellen) eingesetzt. Zur Ansteuerung der Wechselrichter kommt eine modulare Plattform<sup>1</sup> zum Einsatz. Diese kann an die Anforderungen der jeweiligen Topologie und Treiberschaltung angepasst werden. Herzstück ist ein Mikrocontroller der C2000 Serie von Texas Instruments.

---

<sup>1</sup>Die Grundplattform basiert auf einer Entwicklung des Instituts, unter Beteiligung der betreuten Abschlussarbeit [161] und wird auch in anderen Projekten, z.B. [112], eingesetzt.



**Abbildung 3.6:** Gesamtkonzept der IGBT-Prüfquelle.

Dieser Mikrocontroller wird häufig für akademische und industrielle Umrichteranwendungen eingesetzt [143, 113].

### 3.3.1 IGBT-Prüfquelle

Die IGBT-Prüfquelle ist vor allem für die flexible Untersuchung verschiedener Ansteuerarten von Elektromotoren im Betrieb ausgelegt. In Abbildung 3.6 ist der Aufbau der Prüfquelle dargestellt.

Die Hauptkomponente des Umrichterteils besteht aus der Leistungselektronik in 3L-NPC Konfiguration. Die Konzeption des Aufbaus erfolgt mit dem Ziel eine elektrische Maschine bei variabler Zwischenkreisspannung bis  $U_{ZK} \approx 3\text{ kV}$  betreiben zu können. Durch die Nutzung der 3L-Topologie kann die Sperrspannung der Anordnung mit den gegebenen Halbleiterventilen verdoppelt werden. Zudem ergibt sich mit dem Nullpunkt ein weiterer Freiheitsgrad bei den Schaltzuständen. Durch einen variablen Aussteuergrad kann der Prüfstrom gesteuert werden. Eine thermische Überlastung der Prüfobjekte soll so verhindert werden. Das Prüfobjekt kann direkt an die Ausgänge der einzelnen Umrichterarme angeschlossen werden.

Der Zwischenkreis mit symmetrischem Abgriff wird durch eine externe HVDC-Quelle gespeist. Über dieses Netzteil wird die Höhe der Zwischenkreisspannung, und damit auch der Spitzenwert der ausgangsseitigen Spannungspulse eingestellt. Die Gatetreiber sind speziell für schnell schaltende IGBT ausgelegt. Zudem unterstützen sie einen Aufbau des Leistungsteils in 3-Level-Topologie.

Die modulare Steuerplattform erzeugt über die programmierbaren Modulationsarten die Ansteuersignale für die Treiberschaltung. Dabei werden diverse Zustände, wie z.B. die Einhaltung der zulässigen Ventilkombinationen, geprüft. Fehlersignale der Treiber werden ebenfalls eingelesen. Außerdem ist eine EtherCAT Feldbusschnittstelle implementiert. Mit dieser Schnittstelle kann die Prüfquelle

**Tabelle 3.1:** Nenndaten der 3-Level-IGBT-Prüfquelle.

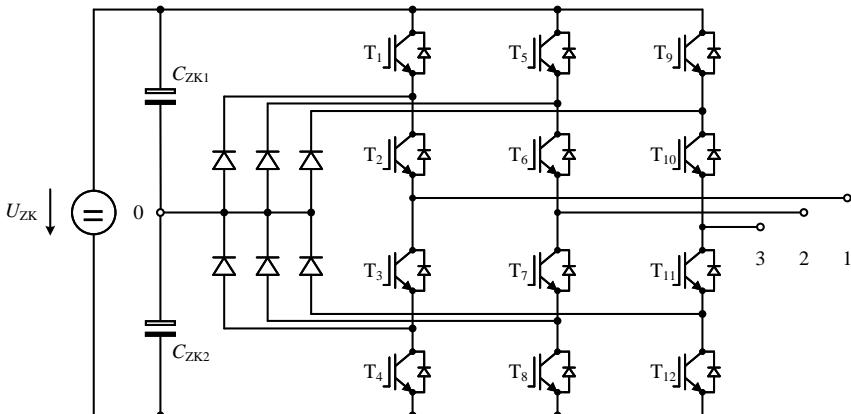
Parameter	Formelzeichen	Wert
Maximale Prüfspannung	$U_{\max}$	$\pm 3000 \text{ V}$
Kollektor-Strom	$I_{C(\max)}$	160 A
Zwischenkreiskapazität	$C_{ZK}$	1.8 mF
Snubberkapazität	$C_{\text{Snubber}}$	1.9 $\mu\text{F}$
Schaltfrequenz	$f_{SW(\max)}$	100 kHz

über einen PC mittels grafischer Benutzeroberfläche (GUI) gesteuert werden. Die PC-seitige Kommunikation ist dabei über eine implementierte Soft-SPS realisiert. In Tabelle 3.1 sind die Nenndaten der IGBT-Prüfquelle zusammengefasst.

### Leistungsteil

In Abbildung 3.7 ist der grundlegende Aufbau des Leistungsteils der IGBT-Prüfquelle dargestellt. In jedem Wechselrichterarm werden vier Ventile in Reihe geschaltet. Der Mittelpunkt der Ober- und Unterseite wird durch je eine Diode an den Nullpunkt geklemmt. Der Mittelpunkt des Umrichterarms bildet dessen Ausgang. Zur Symmetrierung der Spannung über den Ventilen werden Dioden eingesetzt [142]. Im Vergleich zu einem 2-Level-Umrichter, kann durch gleichzeitiges Schalten der inneren Ventile der Nullpunkt direkt angesteuert werden.

Je zwei Ventile sind in einem Gehäuse in Halbbrückenanordnung verbaut, wobei sich jeweils die IGBTs der Ober- und Unterseite ein Gehäuse teilen. Zusätzlich



**Abbildung 3.7:** Aufbau des 3-Level-Wechselrichters mit Nullpunktklemmung (3L-NPC) als Prüfquelle.

ist pro Umrichterarm und -seite ein Dämpfungskondensator (Snubber) angebracht.

Durch dauerhaftes Einschalten der äußeren Ventile, können die inneren Ventile wie ein 2-Level-Wechselrichter angesteuert werden. Dabei ist zu beachten, dass sich durch diese Maßnahme die maximale Sperrspannung des Wechselrichters halbiert. Durch die Abschaltung eines ganzen Umrichterarms lässt sich die Prüfquelle auch in 2P-Anordnung betreiben.

Bei einer Reihenschaltung von Kondensatoren in einer Gleichspannungsanwendung muss darauf geachtet werden, dass diese gleichmäßig geladen werden, um eine Verschiebung des Nullpunktspotentials zu verhindern. Dies kann durch definiertes Schalten der einzelnen Ventile erreicht werden. Da im Anwendungsfall als Prüfquelle die Schaltzeitpunkte jedoch nicht vom Ausgleich der Zwischenkreiskapazitäten abhängig sein soll, werden hier zu jedem  $C_{ZK}$  Symmetrierwiderstände parallelgeschaltet. Dadurch entstehen zusätzliche Verluste im Zwischenkreis, welche man in einer leistungselektronischen Anwendung vermeiden würde.

## Modulationsverfahren

Der Effektivwert der Grundschwingung der Leiter-Leiter-Spannung  $U_{LL}$  ergibt sich im dreiphasigen System nach [96] generell zu

$$U_{LL} = \frac{\sqrt{6}}{\pi} \cdot U_{ZK} \cdot A, \quad (3.7)$$

wobei  $A \in [0, 1]$  als Aussteuergrad des Wechselrichters definiert ist. Bei der Blocktaktung ist  $A = 1$  und somit nicht variabel. Die in dieser Arbeit entwickelte 3-Level-Blocktaktung stellt eine Erweiterung der konventionellen Blocktaktung dar. Durch die Variation der Einschaltzeitpunkte kann  $A$  variiert werden.

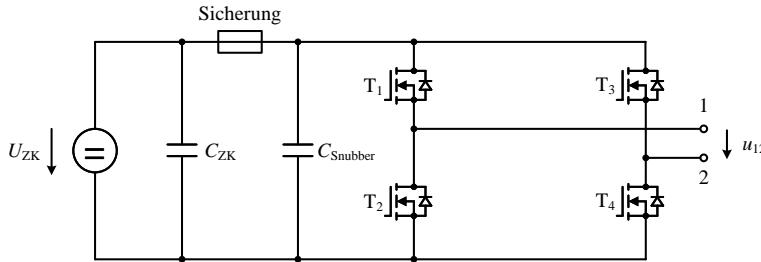
Beim 3-Level-Referenzkurvenverfahren werden dem Sollsignal zwei Trägersignale höherer Frequenz überlagert. Die Schnittpunkte der Signale markieren die Ansteuerzeitpunkte der Ventile. Die Frequenz des Trägersignals sollte, mit  $f_c > 10 \cdot f$ , deutlich über der Frequenz des zu modulierenden Grundsignals liegen. Der Aussteuergrad aus Gleichung (3.7) ist für das Referenzkurvenverfahren nach [96] auf

$$A \in \left[ 0, \frac{\pi}{4} \approx 0,79 \right] \quad (3.8)$$

begrenzt. Für Werte von  $A > \frac{\pi}{4}$  wird der Umrichter übermoduliert, wodurch die Ausgangsspannung nicht mehr definiert nachgebildet werden kann.

Bei der 3-Level-Raumzeigermodulation (SVPWM, engl. space vector pulse width modulation) werden die durch die Schaltzustände der Umrichterarme resultierende Ausgangsspannung und die Sollspannung als Raumzeiger betrachtet. Die vier Raumzeiger, welche die Ausgangsspannung am nächsten kommen werden nun abwechselnd angesteuert. Dabei wird darauf geachtet, dass bei jedem Umschaltvorgang nur ein Halbleiter pro Strang schalten muss [144]. Für den Aussteuergrad aus Gleichung (3.7) gilt für die Raumzeigermodulation nach [96]

$$A \in \left[ 0, \frac{\pi}{2\sqrt{3}} \approx 0,91 \right]. \quad (3.9)$$



**Abbildung 3.8:** Aufbau des Leistungsteils der 2-Level-SiC-Prüfquelle für variable Slew-Raten.

### 3.3.2 SiC-Prüfquelle für variable Slew-Rate

In Abbildung 3.8 ist der Aufbau des SiC-Wechselrichters dargestellt. Es handelt sich um eine selbstgeführte Wechselstrombrückenschaltung, welche durch eine HVDC-Quelle mit der einstellbaren Zwischenkreisspannung  $U_{ZK}$  versorgt wird. Die Zwischenkreiskapazität  $C_{ZK}$  dient der Stabilisierung der Zwischenkreisspannung. Um Überspannungen bei den Schalthandlungen zu minimieren, werden Snubberkondensatoren  $C_{Snubber}$  eingesetzt. Zur Absicherung gegen Überströme ist zudem eine schnelle Schmelzsicherung implementiert. Die Wechselstrombrückenschaltung besteht aus zwei vorgefertigten SiC-Halbbrückenmodulen mit dedizierten Steueranschlüssen. Die Nenndaten der Prüfquelle können Tabelle 3.2 entnommen werden.

#### Treiberkonzept

Um die Spannungsanstiegsgeschwindigkeit der Ausgangsspannung  $u_{12}$  zu ändern, muss das Schaltverhalten eines MOSFETs betrachtet werden. Die Spannungsanstiegsgeschwindigkeit der Drain-Source-Spannung einer einzelnen Stufe  $dU_{DS}/dt$

**Tabelle 3.2:** Nenndaten der 2-Level-SiC-Prüfquelle für variable Spannungsanstiegsgeschwindigkeiten.

Parameter	Formelzeichen	Wert
Sperrspannung	$U_{DSS}$	1700 V
Drain-Strom	$I_{D(\max)}$	300 A
Slew-Rate	$du_{12}/dt$	0,8...14,9 kV/µs
Zwischenkreiskapazität	$C_{ZK}$	2 mF
Snubberkapazität	$C_{Subber}$	50 µF
Schaltfrequenz	$f_{SW(\max)}$	100 kHz

kann nach [17, 54, 120, 122] durch

$$\frac{du_{DS}}{dt} = -\frac{i_G}{C_{GD}} = -\frac{U_{G(on)} - U_{GS(th)} - i_D/g_{fs}}{R_G \cdot C_{GD} + (C_{DS} + C_{GD})/g_{fs}} \quad (3.10)$$

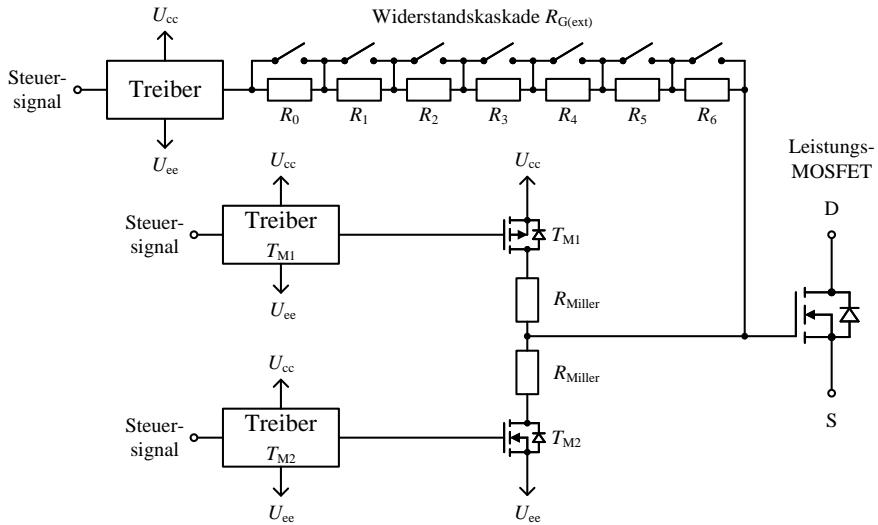
definiert werden. Die positive Gate-Steuerspannung  $U_{G(on)}$  wird vom Treiber bereitgestellt. Der Gate-Widerstand setzt sich nach  $R_G = R_{G(ext)} + R_{G(int)}$  aus einem externen und internen Teil zusammen. Direkte Einflussmöglichkeiten von außen, ohne die parasitären Eigenschaften des Bauelements zu beeinträchtigen, bieten sich nur durch den externen Gate-Vorwiderstand  $R_{G(ext)}$  und den Laststrom  $i_D$ .

Der Laststrom kann abhängig vom Prüfobjekt variieren. Es bietet sich also an, eine variable  $du_{DS}/dt$  durch die Änderung von  $R_{G(ext)}$  zu erreichen. Der externe Gate-Vorwiderstand des Treibers ist durch eine siebenstufige Widerstandskaskade realisiert. Parallel zu jedem Widerstand wird ein Schalter platziert, sodass sich die Widerstände einzeln überbrücken lassen. Als Schalter werden Signalrelais eingesetzt, da diese einen sehr niedrigen Durchlasswiderstand vorweisen und so die Widerstandskaskade nicht beeinflussen. Ein transientes Ändern des Gate-Vorwiderstands ist dabei allerdings nicht möglich.

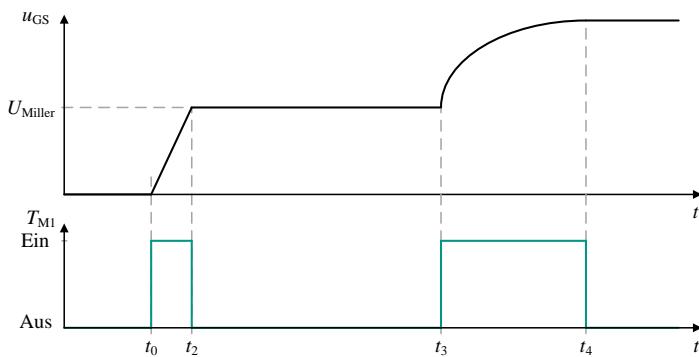
Bei näherer Betrachtung des Schaltverhaltens aus Abbildung 3.3 kann festgestellt werden, dass Gleichung (3.10) nur im aktiven Bereich von  $t_1$  bis  $t_3$ , also überwiegend im Bereich des Miller-Plateaus gültig ist. Durch eine dauerhafte Veränderung von  $R_G$  wird jedoch der gesamte Schaltprozess beeinflusst. Dies gilt speziell beim Einsatz großer Gate-Vorwiderstände, welche benötigt werden, um eine langsame Spannungsanstiegs geschwindigkeit zu erreichen. Dadurch sinkt unter anderem die mögliche Schaltfrequenz der Halbleiter stark ab<sup>2</sup>. Um diesem Problem entgegenzuwirken, wird der Gate-Vorwiderstand außerhalb des Miller-Plateaus durch die Parallelschaltung eines kleineren Widerstands angepasst. In Abbildung 3.9 ist das Treiberdesign mit aktivem Miller-Switching dargestellt. Die Treiberbausteine sind durch integrierte Schaltkreise (IC) realisiert. Die Widerstandskaskade wird im Vorfeld parametrisiert und bildet den externen Gate-Vorwiderstand  $R_{G(ext)}$  für den Leistungs-MOSFET. Über die MOSFETs  $T_{M1}$  und  $T_{M2}$  kann  $R_{G(ext)}$  der Widerstand  $R_{Miller}$  parallelgeschaltet werden, wobei  $R_{Miller} \ll R_{G(ext)}$  gilt. So kann die Wirkung der Widerstandskaskade überbrückt werden.

In Abbildung 3.10 ist der prinzipielle Verlauf der Gate-Source-Spannung eines SiC-MOSFETs oben und die Schaltsignale von  $T_{M1}$  für den Einschaltvorgang bei aktivem Miller-Switching in grün dargestellt. Für den Einschaltvorgang ist ausschließlich  $T_{M1}$  und für den Ausschaltvorgang ausschließlich  $T_{M2}$  relevant. Im Zeitraum  $t_0$  bis  $t_2$  wird  $T_{M1}$  eingeschaltet. Durch die Senkung des externen Gatevorwiderstands auf  $R_{Miller}$  wird der Aufladevorgang von  $C_{GS}$  beschleunigt. Während des Miller-Plateaus von  $t_2$  bis  $t_3$  wird  $T_{M1}$  deaktiviert und  $R_{G(ext)}$  definiert die Slew-Rate  $du_{DS}/dt$ . Für  $t_3$  bis  $t_4$  wird  $T_{M1}$  erneut aktiviert, um den restlichen Einschaltvorgang zu beschleunigen. Die Schaltzeiten liegen im oberen Nanosekundenbereich (vgl. Abbildung 3.15) und wurden daher experimentell ermittelt.

<sup>2</sup>Die Schaltverluste erhöhen sich ebenfalls, was für diese Arbeit allerdings nicht relevant ist. Durch die gegebenen SiC-MOSFETs aus Tabelle 3.2 und einem erwarteten Laststrom  $i \ll I_{D(max)}$  sind hier keine Beeinträchtigungen des Halbleiters zu erwarten.



**Abbildung 3.9:** Treiberkonzept für eine variable Slew-Rate der Ausgangsspannung.



**Abbildung 3.10:** Schaltzeitpunkte von  $T_{M1}$  für das aktive Miller-Switching.

### Modulationsverfahren

Die SiC-Prüfquelle ist darauf ausgelegt, grundlegende Phänomene, wie z.B. die Abhängigkeit der TE von der Anstiegs geschwindigkeit der Prüfspannung, zu untersuchen. Um dies zu erreichen, soll die Ausgangsspannung möglichst einfach erfassbar sein. Einflüsse einer etwaigen Modulationsfrequenz sollen im ersten Schritt nicht untersucht werden. Aus diesem Grund wird für diese Prüfquelle hauptsächlich das Verfahren der Blocktaktung (engl. square wave modulation) genutzt. Die

Schaltfrequenz  $f_c$  entspricht der Grundfrequenz  $f$  der Ausgangsspannung.

Die Ausgangsspannung  $u_{12}$  kann durch die Schwenksteuerung (PSC, engl. phase shift control) beeinflusst werden. Dazu werden die beiden Halbbrücken mit einem Phasenversatz  $\beta \in [0, \pi]$  angesteuert. Bei  $\beta = 0$  liegen beide Ausgangsspannungen der Halbbrücken in Phase. Die Ausgangsspannung beträgt  $u_{12} = u_{20} - u_{10} = 0$ . Wenn  $\beta = \pi$  ist, schalten beide Halbbrücken komplementär. Der Effektivwert der Grundschwungung der Ausgangsspannung  $U_{12}$  lässt sich nach

$$U_{12} = \frac{2 \cdot \sqrt{2}}{\pi} \cdot U_{ZK} \cdot \sin\left(\frac{\beta}{2}\right) \quad (3.11)$$

stufenlos einstellen [96].

## 3.4 Prüfspannungen

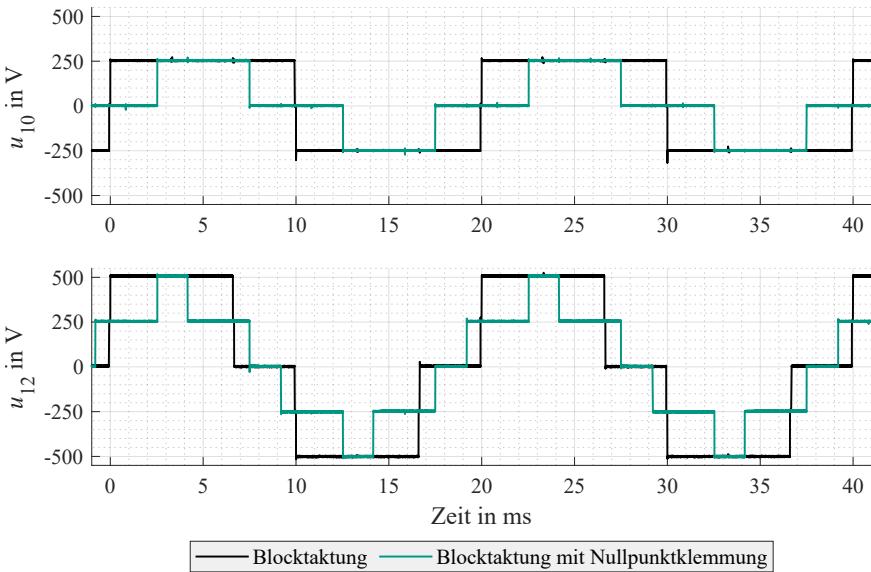
Die Kenntnis über die Parameter der Prüfspannung ist für diese Arbeit essentiell. Aus diesem Grund werden in diesem Abschnitt die Ausgangsspannungen der beiden Umrichter dargestellt. Diese werden im weiteren Verlauf der Arbeit neben weiteren Spannungsformen als Prüfspannungen genutzt.

### 3.4.1 IGBT-Prüfquelle

Der Versuchsaufbau erfolgt nach Abbildung 3.7. Der Zwischenkreis wird über eine DC-Quelle mit  $U_{ZK} = 500$  V geladen. Der Umrichter wird im Leerlauf betrieben. Es handelt sich um ein  $120^\circ$  phasenverschobenes dreiphasiges System. Für die Darstellungen werden, der Übersichtlichkeit wegen, nur die Strangspannung  $u_{10}$  und die verkettete Spannung  $u_{12}$  betrachtet. Das System wird hauptsächlich für dreiphasige Untersuchungen an elektrischen Maschinen genutzt. Neben einfachen Verfahren wie der Blocktaktung, können auch komplexere Modulationsarten wie das Referenzkurvenverfahren oder die SVPWM zur Spannungserzeugung eingestellt werden.

#### Blocktaktung

In Abbildung 3.11 sind die Ergebnisse für die Blocktaktung bei einer Frequenz von  $f = 50$  Hz dargestellt. Im oberen Diagramm ist die Strangspannung  $u_{10}$  in schwarz eingezeichnet. Durch die Blocktaktung wechselt  $u_{10}$  von  $-U_{ZK}/2$  auf  $+U_{ZK}/2$ . Jedes Halbleiterventil muss durch die 3-Level-Topologie jedoch nur  $U_{ZK}/4$  sperren. Im unteren Diagramm wird die verkettete Ausgangsspannung  $u_{12}$  dargestellt. Durch den Phasenversatz von  $120^\circ$  zwischen  $u_{10}$  und  $u_{20}$  ergibt sich der Verlauf von  $u_{12} = u_{20} - u_{10}$ . Die Spitzenspannung beträgt somit  $U_S = U_{ZK}$  und die maximale Potentialdifferenz zwischen den Anschlüssen  $U_{SS} = 2 \cdot U_{ZK}$ . In der Anwendung als Antriebsumrichter findet diese Art der Ansteuerung heute keine Anwendung mehr, da erweiterte Modulationsarten einfach und kostengünstig umgesetzt werden können. Für die Anwendung als Prüfquelle bietet sie einige Vorteile. Es gibt nur verhältnismäßig wenige Umschaltvorgänge pro Periode. Die



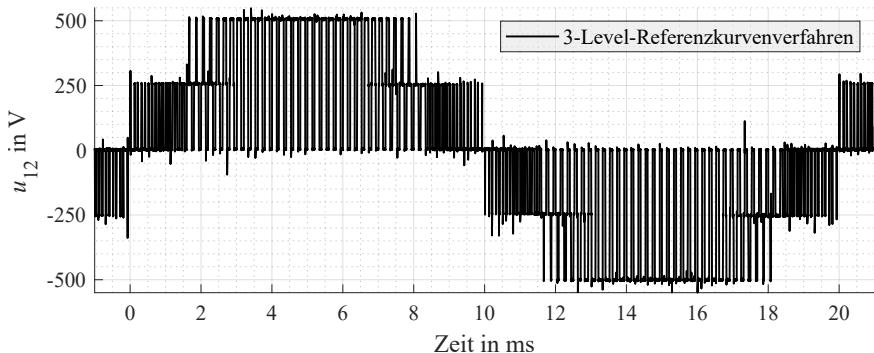
**Abbildung 3.11:** Prüfspannung bei 3-Level-Blocktaktung mit  $f = 50$  Hz und  $U_{ZK} = 500$  V. Strangspannung  $u_{10}$  oben und verkettete Ausgangsspannung  $u_{12}$  unten.

Spannungspulse lassen sich also einfach erfassen. Damit lassen sich die Umschaltvorgänge definiert untersuchen. Außerdem lässt sich ein Motor, wenn auch nicht ideal, mit dieser Spannung betreiben.

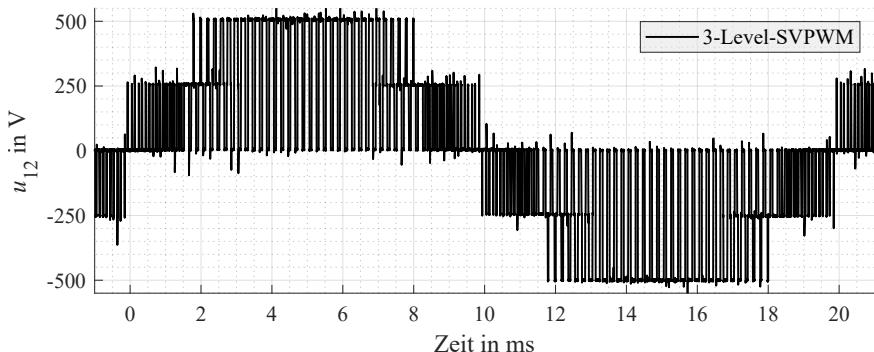
In Abbildung 3.11 wird in grün das Verfahren der 3-Level-Blocktaktung betrachtet. Dazu wird der Nullzustand aktiv ausgenutzt. Im oberen Diagramm ist beispielsweise eine Einschaltdauer von 50 % der Strangspannung  $u_{10}$  dargestellt. Der positive und negative Schaltzustand wechseln jeweils nach dem Nullzustand ab. Im unteren Diagramm ist die verkettete Ausgangsspannung  $u_{12}$  dargestellt. Dabei sind die fünf Spannungsebenen der 3-Level-Topologie gut zu erkennen.

### Referenzkurvenverfahren

In Abbildung 3.12 ist die verkettete Ausgangsspannung  $u_{12}$  für die Modulation nach dem Referenzkurvenverfahren dargestellt. Auch hier sind die fünf Niveaus der Leiter-Leiter-Spannung der 3-Level-Topologie klar zu erkennen. Die Trägerfrequenz beträgt  $f_c = 5$  kHz und der Aussteuergrad beträgt  $A \approx 0,6$ . Durch dieses Verfahren kann die Sinusspannung deutlich besser nachgebildet werden, was dem Betrieb der Maschinen zuträglich ist. Durch die Modulation wird das elektrische Isoliersystem des Motorprüfobjekts deutlich häufiger als, z.B. bei der Blocktaktung, belastet. Zudem sind deutliche Überschwinger zu erkennen, welche das Isoliersystem zusätzlich belasten können.



**Abbildung 3.12:** Ausgangsspannung der Prüfquelle mit dem Referenzkurvenverfahren.



**Abbildung 3.13:** Ausgangsspannung der Prüfquelle mit der Raumzeigermodulation.

### Raumzeigermodulation

Die Raumzeigermodulation ist in Abbildung 3.13 dargestellt. Die Trägerfrequenz beträgt ebenfalls  $f_c = 5$  kHz. Die Grundfrequenz des modulierten Signals ist  $f = 50$  Hz und der Aussteuergrad  $A \approx 0,6$ . Die Ausgangsspannung der SVPWM ähnelt bei dieser gleichen Parametrisierung der Ausgangsspannung bei Modulation nach dem Referenzkurvenverfahren aus Abbildung 3.12. Dennoch wird bei Antriebsanwendungen heute überwiegend die Raumzeigermodulation verwendet. Das liegt daran, dass sich durch dieses Modulationsverfahren die Umrichterausnutzung und damit auch der effektive Grundfrequenzanteil der Ausgangsspannung,  $U_{12}$  erhöhen lässt (vgl. Gleichung (3.8) und (3.9)). Für die Untersuchung rotierender elektrischer Maschinen hinsichtlich ihres Teilentladungsverhaltens ist es wichtig sowohl den Spitzenwert der Ausgangsspannung  $U_{12,S}$  als auch den modulierten

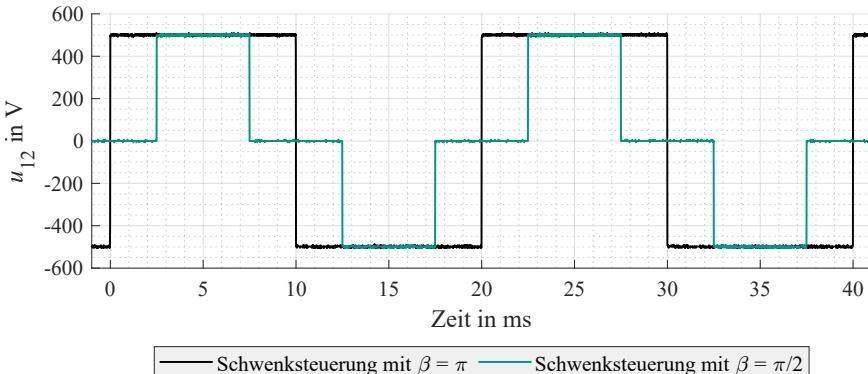


Abbildung 3.14: Ausgangsspannung  $u_{12}$  der SiC-Prüfquelle.

effektiven Grundschwingungsanteil der Spannung  $U_{12}$  einstellen zu können.

### 3.4.2 SiC-Prüfquelle

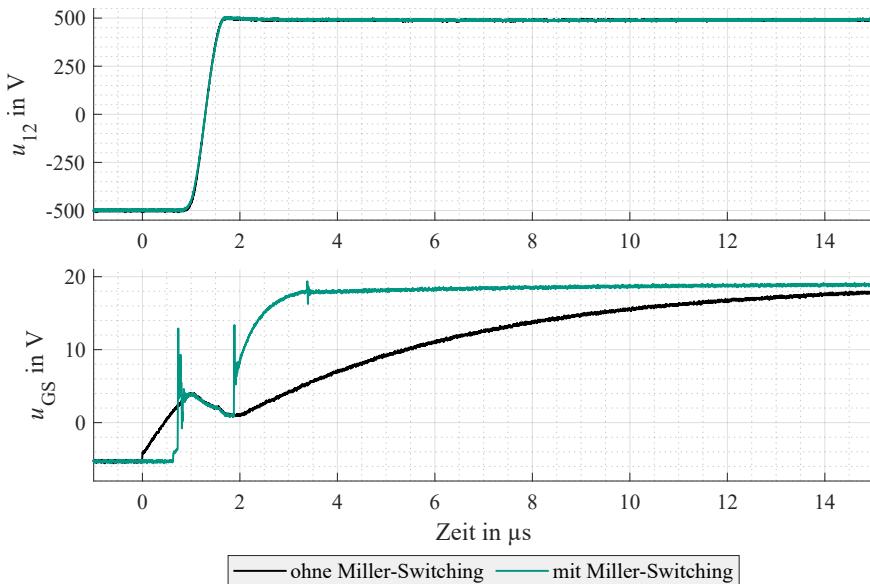
Die SiC-Prüfquelle ist für die Untersuchung zweipoliger Prüfobjekte ausgelegt. Die Messungen erfolgen nach Abbildung 3.8. Für die Zwischenkreisspannung wird ebenfalls  $U_{ZK} = 500$  V verwendet. Bei der Prüfquelle handelt es sich um einen Vollbrückenwechselrichter. Der Effekt der entwickelten Treiberschaltung auf die Spannungsanstiegsgeschwindigkeit der Ausgangsspannung  $u_{12}$  steht bei den Messungen im Vordergrund. Um den Einfluss der Spannungsanstiegsgeschwindigkeit auf das TE-Verhalten der Prüfobjekte genauer untersuchen zu können, wird die Schwenksteuerung als einfaches Ansteuerverfahren gewählt.

#### Ausgangsspannung

Die Ausgangsspannung  $u_{12}$  der Prüfquelle ist in Abbildung 3.14 dargestellt. Die Frequenz beträgt  $f = 50$  Hz, was auch der Schaltfrequenz der Halbbrücken  $f_c = f$  entspricht. Die Ausgangsspannung  $u_{12}$  für die Schwenksteuerung mit einem Phasenversatz von  $\beta = \pi$  ist hierbei in schwarz dargestellt. Der Effektivwert der modulierten Grundschwingung liegt nach Gleichung (3.11) bei  $U_{12} \approx 0,90 \cdot U_{ZK}$ . Die Amplitude der Grundschwingung beträgt somit theoretisch  $\hat{u}_{12} = \sqrt{2} \cdot U_{12} \approx 1,27 \cdot U_{ZK}$ . Die Ausgangsspannung  $u_{12}$  für die Schwenksteuerung mit  $\beta = \pi/2$  ist in grün dargestellt. Für die Amplitude der modulierten Grundschwingung ergibt sich so noch eine Spannung von  $\hat{u}_{12} \approx 0,90 \cdot U_{ZK}$ .

Die Spannung kann mit der Auflösung des verwendeten Mikrocontrollersystems nahezu stufenlos verstellt werden. Für den Einsatzbereich der Prüfquelle ergeben sich daraus mehrere Vorteile. So ist nach Gleichung (3.11) die Amplitude der gestellten Grundschwingung für

$$\beta > 2 \cdot \sin^{-1}\left(\frac{\pi}{4}\right) \approx 1,807 \quad (3.12)$$



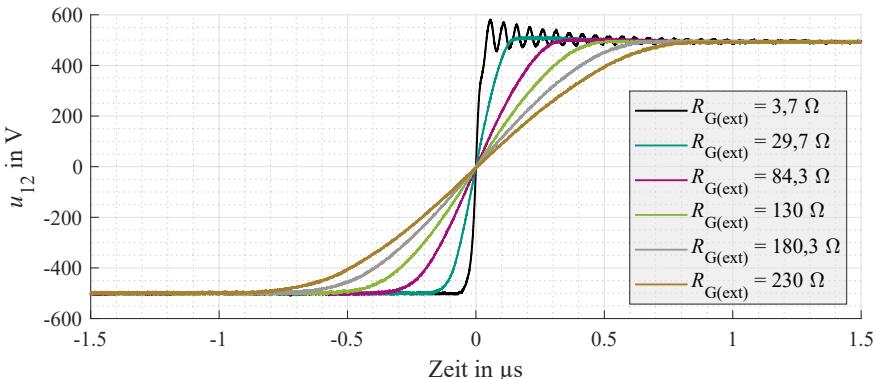
**Abbildung 3.15:** Messung des Miller-Switching anhand der Ausgangsspannung  $u_{12}$  (oben) und der Gate-Source-Spannung  $u_{GS}$  (unten).

größer als die reale Spitzenspannung der Rechteckspannung. Damit kann beispielsweise untersucht werden, ob die gestellte Grundschwingung einen Einfluss auf das TE-Verhalten der Prüflinge hat. Außerdem kann durch Wahl eines kleinen  $\beta$  eine alternierende Pulsspannung erzeugt werden. Über den Effektivwert der Ausgangsspannung kann zudem die Stromaufnahme des Prüfobjekts gesteuert werden.

#### Einfluss des Miller-Treibers auf die Schaltgeschwindigkeit

Die Slew-Rate der Ausgangsspannung der Prüfquelle wird durch die Variation der externen Gatevorwiderstände  $R_{G(\text{ext})}$  realisiert. In Abbildung 3.15 sind die Messergebnisse eines Schaltvorgangs mit  $R_{G(\text{ext})} = 100 \Omega$  in schwarz dargestellt. Die Ausgangsspannung hat eine Steilheit von  $du_{12}/dt = 1,7 \text{kV}/\mu\text{s}$ . Die Spannungsanstiegszeit beträgt  $t_r = 459 \text{ ns}$ . Im unteren Diagramm ist die gemessene Gate-Spannung  $u_{GS}$  an Ventil  $T_1$  dargestellt. Es ist erkennbar, dass der Schaltvorgang von  $u_{12}$  nur vom aktiven Bereich, also überwiegend dem Miller-Plateau, des Schaltvorgangs abhängt. Durch den großen Gatevorwiderstand beträgt die gesamte Schaltzeit ca.  $15 \mu\text{s}$ . Die langsamten Schaltzeiten schränken die Prüfquelle hinsichtlich ihrer maximalen Schaltfrequenz deutlich ein.

Eine Verbesserung kann durch das entwickelte Miller-Switching erreicht werden, welches in Abbildung 3.15 in grün dargestellt ist. Die Spannungsanstiegs geschwindigkeit der Ausgangsspannung ist mit  $t_r = 479 \text{ ns}$  nahe zu der Anstiegs-



**Abbildung 3.16:** Messung der Slew-Rate der Prüfspannung bei Einsatz verschiedener Gatevorwiderstände.

geschwindigkeit ohne Miller-Switching. Der Einschaltvorgang kann jedoch durch eine Parallelschaltung des kleineren Widerstands  $R_{\text{Miller}}$  vor und nach dem Miller-Plateau signifikant reduziert werden. Der gesamte Schaltvorgang dauert nun ca. 2,5  $\mu\text{s}$  und ist damit deutlich verkürzt. Das Miller-Switching ist nur bei großen  $R_{G(\text{ext})}$  erforderlich, da bei Widerständen  $R_{G(\text{ext})} < 70 \Omega$  die Schaltgeschwindigkeit ausreichend hoch ist, um alle Anforderungen zu erfüllen.

### Änderung der Slew-Rate

Durch das Miller-Switching ist es mit der SiC-Prüfquelle möglich den Gatevorwiderstand diskret mit  $2^7 = 128$  Schritten in einem Bereich von  $3,7 \Omega \leq R_{G(\text{ext})} \leq 230 \Omega$  zu variieren. In Abbildung 3.16 sind sie Ausgangsspannungen bei Schaltvorgängen mit ausgewählten  $R_{G(\text{ext})}$  dargestellt. Die Spannungsanstiegszeit bewegt sich in einem Bereich von  $53 \text{ ns} \leq t_r \leq 990 \text{ ns}$ . Es ist deutlich zu erkennen, dass bei schnellen Schaltgeschwindigkeiten Überschwinger auftreten. Der Einfluss der Slew-Rate und der Überschwinger auf das TE-Verhalten zweipoliger Prüfobjekte kann so untersucht werden.

## Kapitel 4

# Prüfobjekte

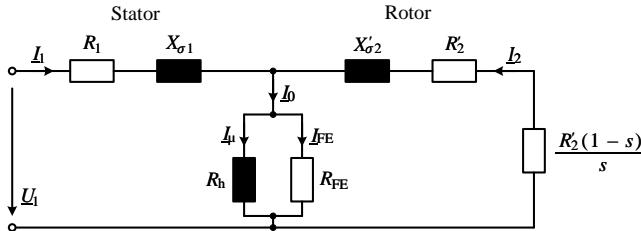
### 4.1 Einleitung

Die Beschaffenheit der Prüfobjekte hat einen großen Einfluss auf ihr dielektrisches Verhalten. So wird beispielsweise das elektrische Feld durch die Geometrie des Aufbaus und etwaige Fehlstellen direkt beeinflusst. Aber auch Isoliermedien oder leitfähige Bauelemente beeinflussen das elektrische Feld [51, 72, 94]. In der Hochspannungstechnik wird das Prüfobjekt bei Teilentladungsmessungen oft vereinfacht als ideale Kapazität dargestellt. Für viele Bauelemente, wie z.B. Durchführungen, Kondensatoren oder Isolatoren, ist diese Vereinfachung zulässig. Diese Art von Prüflingen wird kapazitiver Prüfling genannt. Bei komplexeren Prüflingen, wie z.B. Transformatoren, Motoren oder Generatoren, ist diese Vereinfachung nicht möglich. Sie werden als induktive Prüflinge oder als Prüflinge mit verteilten Impedanzen bezeichnet [28]. Die elektrischen Eigenschaften dieser Prüflinge haben eine direkte Auswirkung auf die Spannungsverteilung und damit auch auf die elektrische Feldverteilung im Prüfobjekt. Beim Auftreten von Teilentladungen führen die verteilten Impedanzen zu Dämpfungseffekten, was die Erfassung des Teilentladungsimpulses und damit Bewertungen nach DIN EN 60270 [127] erschwert. Aus diesem Grund befassen sich die Normenreihen DIN EN 60034-18 und DIN EN 60034-27 sehr ausführlich mit der Bewertung von Isoliersystemen für elektrische Maschinen.

In diesem Kapitel wird auf die relevanten Prüflinge für die TE-Diagnostik an gewickelten elektrischen Maschinen im Niederspannungsbereich eingegangen. Als Hauptprüfobjekte stehen acht baugleiche Asynchronmaschinen mit Käfigläufer aus zwei Chargen zur Verfügung. Der Fokus liegt dabei nicht auf der Asynchronmaschine an sich, sondern vielmehr auf dem grundlegenden Aufbau eines mit Runddraht gewickelten Stators. Durch die Anzahl der Prüflinge stehen Vergleichswerte zur Verfügung. Die Nennleistung der Maschinen beträgt  $P_n = 3 \text{ kW}$  und die Polpaarzahl ist  $p = 1$ . Weitere Daten sind Tabelle 4.1 zu entnehmen. Die Stränge sind beidseitig herausgeführt und können frei konfektioniert werden. Bei zwei Prüfobjekten wurde der Rotor entfernt. Außerdem werden noch weitere Prüfobjekte eingesetzt, die etwaige Problemstellen nachbilden sollen.

**Tabelle 4.1:** Nenndaten der eingesetzten Motorprüfobjekte.

Parameter	Wert	Parameter	Wert
Nennspannung	400 V	Nennleistung	3 kW
Nennstrom	6,3 A	Nennfrequenz	50 Hz
Nenndrehzahl	2830 1/min	Polpaarzahl	1



**Abbildung 4.1:** Einphasiges Ersatzschaltbild der Asynchronmaschine.

## 4.2 Verlustmechanismen der Asynchronmaschine

In Abbildung 4.1 ist das einphasige stationäre Ersatzschaltbild einer Asynchronmaschine mit Kurzschlussläufer dargestellt, so wie sie in dieser Arbeit als Prüfobjekt verwendet wird. Im stationären Fall genügt die Betrachtung des einphasigen Ersatzschaltbildes, da alle drei Phasen symmetrisch aufgebaut sind. Die Elemente auf Statorseite sind als Kupferwiderstand  $R_1$ , Streureaktanz  $X_{\sigma 1}$ , Hauptreaktanz  $X_h$  und Eisenwiderstand  $R_{FE}$  definiert. Auf Rotorseite bestehen die Streureaktanz  $X'_{\sigma 2}$  und der ohmsche Widerstand des Käfigs  $R'_2$ . Die rotorseitigen Elemente werden auf die Statorseite bezogen [3].

Bei der Asynchronmaschine weicht die Rotordrehzahl  $n_{\text{mech}}$  von der Relativdrehzahl  $n_{\text{rel}}$  des Statordrehfeldes ab. Der relative Unterschied dieser Drehzahlen wird als Schlupf  $s$  bezeichnet. Es gilt also

$$s = 1 - \frac{n_{\text{mech}}}{n_{\text{rel}}} \quad (4.1)$$

Die mechanische Wirkleistungsabgabe am Rotor ist abhängig vom Schlupf  $s$  und wird durch den Widerstand  $R'_2 \frac{1-s}{s}$  dargestellt [31].

Außerdem gilt unter Vernachlässigung der Zusatzverluste die Leistungsbilanz

$$P_{\text{el}} = P_{\text{mech}} + P_{V1} + P_{V2} + P_{FE} + P_{V(\text{mech})}, \quad (4.2)$$

wobei  $P_{\text{el}}$  die elektrische Eingangswirkleistung im Motorbetrieb darstellt [3, 21, 31]. Neben der mechanischen Ausgangsleistung  $P_{\text{mech}}$ , wirken die ohmschen Verluste im Stator  $P_{V1}$ , die Eisenverluste  $P_{FE}$ , die ohmschen Verluste im Rotor  $P_{V2}$  und mechanische Verluste  $P_{V(\text{mech})}$ . Die ohmschen Verluste im Stator  $P_{V1}$  steigen nach

$$P_{V1} = R_1 I_1^2 \quad (4.3)$$

quadratisch mit dem Eingangsstrom  $I_1$ . Die ohmschen Verluste im Rotor  $P_{V2}$  steigen nach

$$P_{V2} = R_2 I_2'^2 \quad (4.4)$$

quadratisch mit dem Rotorstrom  $I_2'$ . Der Rotorstrom  $I_2'$  ist abhängig von  $I_1$  und dem Schlupf  $s$  [31]. Die Eisenverluste  $P_{FE}$  lassen sich vereinfacht in Hystereseverluste und Wirbelstromverluste aufteilen. Die Hystereseverluste  $P_{hyst}$  sind näherungsweise proportional zur Ummagnetisierungsfrequenz  $f$  und dem Quadrat der magnetischen Flussdichte  $\hat{B}$

$$P_{hyst} \sim f \cdot \hat{B}^2. \quad (4.5)$$

Für die Wirbelstromverluste  $P_w$  gilt

$$P_w \sim f^2 \cdot \hat{B}^2. \quad (4.6)$$

Wird die Maschine im Leerlauf betrieben, müssen lediglich die Verluste gedeckt werden [3, 23, 108].

Um Teilentladungen an einem Prüfobjekt zu provozieren, ist es üblich die Spannungsbeanspruchung zu erhöhen. Würde diese Vorgehensweise ohne weiteres bei gleicher Grundfrequenz  $f$  auf die drehende Asynchronmaschine als Prüfobjekt angewendet werden, würde die magnetische Flussdichte  $B$  steigen. Bei ferroelektrischen Kernmaterialien ist die Magnetisierungskurve stark nichtlinear und wird auch als Hysteresekurve bezeichnet. Die Flussdichte  $B$  flacht ab einem gewissen Wert mit betragsmäßig steigendem Magnetfeld  $H$  signifikant ab. Das bedeutet, dass sich die magnetische Flussdichte  $B$  bei steigendem Magnetfeld  $H$  ab diesem Punkt nicht wesentlich erhöht. Dieser Zustand wird als Sättigung bezeichnet [124, 33].

Die Steigung der Hysteresekurve im entsprechenden Arbeitspunkt lässt sich durch

$$\mu_{AP} = \mu_0 \cdot \mu_{diff} = \frac{dB}{dH} \quad (4.7)$$

beschreiben. Dabei ist die magnetischen Feldkonstante  $\mu_0 = 4 \cdot \pi \cdot 10^{-7}$  Vs/Am und die differentielle Permeabilität  $\mu_{diff}$ . Außerhalb der Sättigung gilt für die Permeabilität des ferromagnetischen Kernmaterials  $\mu_{AP} \gg 1$ . Ist der Kern in Sättigung, nähert sich  $\mu_{AP} \rightarrow \mu_0$  [124, 33, 39].

Bei Wechselspannungsbeanspruchung wird in einer Spannungsperiode die komplette Hysteresekurve durchlaufen. Für die Induktivität  $L$  einer Spule mit ferromagnetischem Kernmaterial gilt allgemein

$$L \sim \mu_{AP}. \quad (4.8)$$

Im Bereich der Sättigung nimmt die Hauptinduktivität  $L_h$  und damit auch die Hauptreaktanz  $X_h$ , stark ab. Dies hat quasi einen Kurzschluss der Hauptreaktanz zur Folge, was den Strom  $I_1$  und damit die Stromwärmeverluste, enorm ansteigen lassen würde. Deshalb gilt es die Sättigung des Kernmaterials zu vermeiden.

Möchte man bei Transformatoren die Spannung für Prüfungszwecke erhöhen, wird neben der Spannung auch die Frequenz erhöht. Die Hystereseschleife wird dadurch kleiner, wodurch die Sättigung des Kernmaterials verhindert werden kann

[70]. Bei der Prüfung von drehenden elektrischen Maschinen kann die Grundfrequenz nicht ohne weiteres erhöht werden, da die Rotordrehzahl  $n_{\text{mech}}$  über

$$n_{\text{mech}} = \frac{f}{p} \cdot (1 - s) \quad (4.9)$$

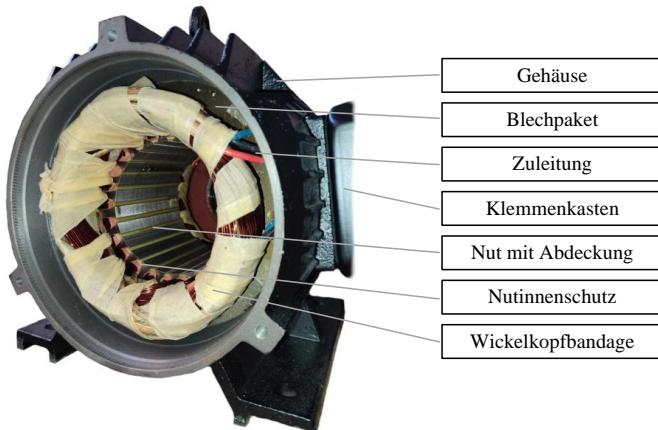
direkt von der Frequenz  $f$  abhängt, wobei  $p$  die Polpaarzahl und  $s$  den Schlupf darstellt. Zu den elektrischen Verlusten muss auch die mechanische Auslegung der Maschine, auf z.B. die Rotationskraft, berücksichtigt werden. Die Untersuchungen der Motorenprüfobjekte wird, mit den in Kapitel 3 vorgestellten, leistungselektronischen Prüfquellen durchgeführt. Durch eine Reduzierung Aussteuergrades, kann die effektive dreiphasige Prüfspannung reduziert werden, sodass das Kernmaterial nicht in Sättigung geht. Das Isoliersystem wird trotzdem mit den hohen Spannungsimpulsen belastet.

### 4.3 Elektrische Isoliersysteme in Niederspannungsmotoren

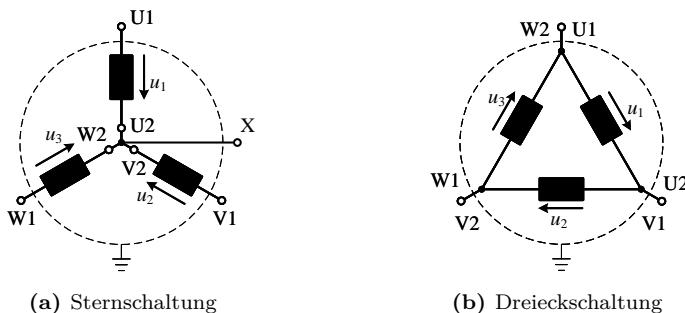
Elektromotoren werden hinsichtlich ihres elektrischen Isoliersystems in zwei Typen eingeteilt. Bei Typ-I-Maschinen sind im Betrieb keine Teilentladungen zu erwarten. Dies trifft in der Regel auf Maschinen im Spannungsbereich von unter 1000 V zu. Bei der Typ-I-Isolation wird oft auf komplizierte Isolieranordnungen verzichtet. Bei Typ-II-Maschinen werden im Betrieb Teilentladungen erwartet. Das EIS muss hier so ausgelegt sein, dass diese TE keine schädliche Wirkung auf die Alterung der Maschine haben. Dies wird durch verstärkte oder zusätzliche Isoliermaßnahmen erreicht. In dieser Arbeit werden vor allem Typ-I-Maschinen untersucht, weswegen der Fokus auf diesen Typ gelegt wird.

In Abbildung 4.2 ist der Stator eines in dieser Arbeit untersuchten Prüfobjekts dargestellt. Es handelt sich dabei um ein Typ-I-EIS. Die Wicklungen sind mit lackisierten Runddrähten ausgeführt. Als Material für den Isolierlack werden je nach Anforderung Kunststoffe auf Polyurethan-, Polyimid-, Polyamid- oder Polyesterbasis verwendet. Das Isoliermaterial wird durch eine Klassenbezeichnung gekennzeichnet. So handelt es sich z.B. bei Klasse 180 um Polyesterimidlackdrähte. Die Lackierung kann mehrlagig erfolgen, wobei auch unterschiedliche Materialien verwendet werden dürfen. Die Dicke der Lackschicht ist nach DIN EN 60317-0-1 [128] in Grad 1, Grad 2 und Grad 3 festgelegt. Die absolute Schichtdicke hängt vom Durchmesser des Leiters ab. Mit der Schichtdicke ändern sich auch charakteristische Werte, wie z.B. die Durchschlagsspannung. Der verwendete Lackdraht bei den untersuchten Prüfobjekten ist unbekannt. Für die grundlegenden Betrachtungen zur TE-Diagnostik ist dieser Umstand aber nicht weiter relevant. In der Nut kann zum Schutz der Lackdrähte eine Papierisolierung eingebracht werden. Am Wickelkopf ist in der Regel keine verstärkte Isolation angebracht. Der Wickelkopf an sich, wird durch Kunststoffbandagen mechanisch fixiert. Es ist außerdem üblich die Wicklungen zu imprägnieren [97].

Bei Betrachtung des Gesamtsystems aus Abbildung 4.2 können zwei kritische Stellen beobachtet werden. Im Wickelkopf können im ungünstigsten Fall Leiter, unterschiedlicher Stränge, direkt aufeinander liegen. Damit wirkt als Isoliermedium nur noch der Isolierlack und der Luftspalt, bzw. die Imprägnierung. Eine



**Abbildung 4.2:** Aufbau des elektrischen Isoliersystems der eingesetzten Typ-I-Motorprüfinge.



**Abbildung 4.3:** Schaltungsvarianten des Stators von Drehstrommaschinen.

weitere stark beanspruchte Zone ist das Isoliersystem zwischen Statornut und Leiter.

## 4.4 Stationäre Spannungsbeanspruchung

In diesem Abschnitt wird die Spannungsbelastungen des Isoliersystems der elektrischen Maschinen behandelt. Sie werden entweder direkt am Netz oder an Umrichtern betrieben. Drehstrommaschinen können wie in Abbildung 4.3 dargestellt, in Sternschaltung (a) oder in Dreieckschaltung (b) verschaltet werden. Die Anschlüsse der Wicklungen sind am Spuleneingang mit U<sub>1</sub>, V<sub>1</sub> und W<sub>1</sub> und am Spulenausgang entsprechend mit U<sub>2</sub>, V<sub>2</sub>, W<sub>2</sub> angegeben. Der Sternpunkt X ist

herausgeführt. Die Strangspannungen werden durch  $u_1$ ,  $u_2$  und  $u_3$  im Zeitbereich dargestellt. Für die Effektivwerte der Strangspannungen  $U_{\text{Str}}$  gilt

$$U_{\text{Str}} = U_1 = U_2 = U_3 \quad (4.10)$$

#### 4.4.1 Spannungsbelastung am dreiphasigen Netz

Das Drehspannungssystem im Niederspannungsnetz ist durch drei  $120^\circ$  verscho-  
bene Leiter-Leiter-Spannungen  $U_{\text{LL}}$  und damit drei  $120^\circ$  verschobenen Leiterspan-  
nungen  $U_{\text{LE}}$  definiert. Dadurch ergibt sich der Zusammenhang

$$U_{\text{LL}} = \sqrt{3} \cdot U_{\text{LE}}. \quad (4.11)$$

Die Amplitudenspannungen ergeben sich zu

$$\hat{u}_{\text{LL}} = \sqrt{2} \cdot U_{\text{LL}} \quad (4.12)$$

$$\hat{u}_{\text{LE}} = \sqrt{2} \cdot U_{\text{LE}}. \quad (4.13)$$

Bei der Teilentladungsmessung nach der DIN EN 60270 [127] ist es üblich die Effektivwerte der Spannung als Messgrößen anzugeben. Um die Vergleichbarkeit zu Prüfspannungen anderer Spannungsformen zu gewährleisten, wird in dieser Arbeit der Spitzenwert der Prüfspannung als Messgröße genutzt<sup>1</sup>.

#### Sternschaltung

Bei der Sternschaltung wird die Phase L1 des Netzes an U1, L2 an V1 und L3 an W1 angeschlossen. Der Neutralleiter wird in der Regel nicht mit dem Sternpunkt verbunden. Das Gehäuse liegt auf Erdpotential. Für die Spannung am Sternpunkt X gilt im symmetrischen Fall zu jeder Zeit

$$u_{\text{XE}} = u_a + u_b + u_c = 0. \quad (4.14)$$

In der Sternkonfiguration werden die Stränge mit der Spannung  $\hat{u}_{\text{Str}} = \hat{u}_{\text{LE}}$  belastet [31]. Über jeder Windung fällt, unter Berücksichtigung der Wicklungszahl  $N$ , die Spannung

$$\hat{u}_{\text{tt}} = \frac{\hat{u}_{\text{LE}}}{N} \quad (4.15)$$

ab. Dieser Spannungsabfall ist in der Regel gering und stellt für das Isoliersystem des Lackdrahtes keine kritische Beanspruchung dar. Gewickelte Niederspannungs-  
maschinen werden oft nach dem Verfahren der wilden Wicklung gefertigt. Dabei  
wird nicht auf die exakte Positionierung der Lackdrähte geachtet. Es kann vor  
allem am Spulenfang und am Spulende dazu kommen, dass Wicklungen mit  
einer hohen Potentialdifferenz übereinanderliegen. In diesem Fall wird das Isolier-  
system mit der gesamten Strangspannung belastet.

Im Wickelkopf können Leiter unterschiedlicher Phasen aufeinander liegen. In  
diesem Fall wird das Isoliersystem mit  $\hat{u}_{\text{LL}}$  belastet. Die Potentialdifferenz gegen  
den geerdeten Stator beträgt maximal  $\hat{u}_{\text{Str}}$ .

<sup>1</sup>Dabei wird die Amplitude sinusförmiger Signale, also deren Spitzenwert, durch ein über-  
geordnetes Zirkumflex dargestellt. Für alle anderen Signalformen wird der Spitzenwert durch  
den Index S gekennzeichnet.

### Dreieckschaltung

Bei der Dreieckschaltung werden U1 und W1 an L1, U2 und V2 an L2 und V2 und W1 an L3 angeschlossen. Die Strangspannung beträgt in dieser Konfiguration  $\hat{u}_{\text{Str}} = \hat{u}_{\text{LL}}$  [31]. Das bedeutet  $\hat{u}_{\text{tt}}$  ist nach

$$\hat{u}_{\text{tt}} = \frac{\hat{u}_{\text{LL}}}{N} = \sqrt{3} \cdot \frac{\hat{u}_{\text{LE}}}{N} \quad (4.16)$$

um den Faktor  $\sqrt{3}$  erhöht.  $\hat{u}_{\text{tt}}$  stellt auch hier weiterhin keine hohe Spannungsbeanspruchung dar. Durch die wilde Wicklung können aber auch hier Windungen hoher Potentialdifferenz übereinander liegen. Im ungünstigsten Fall würde das Lackisoliersystem mit einer Spannung von  $\hat{u}_{\text{LL}}$  beansprucht werden. Für den Wickelkopf und das Isoliersystem zum Stator gelten die gleichen elektrischen Beanspruchungen wie bei der Sternschaltung.

#### 4.4.2 Spannungsbelastung an Umrichtern

Bei der Versorgung durch leistungselektronische Umrichter muss die Spannungsbeanspruchung differenziert betrachtet werden. Zum einen existiert die Beanspruchung durch die Grundschwingung der Versorgungsspannung. Diese korreliert, wie in Abschnitt 3.3.1 erläutert, mit der eingestellten Zwischenkreisspannung  $U_{\text{ZK}}$  und dem Aussteuergrad  $A$ . Zum anderen wird das Isoliersystem durch Spannungspulse belastet. Die Amplitude dieser Spannungspulse hängt in erster Linie von der Zwischenkreisspannung  $U_{\text{ZK}}$  ab. Für den Spitzenwert der getakteten Ausgangsspannung einer Phase gilt

$$U_{10,\text{S}} = U_{20,\text{S}} = U_{30,\text{S}} = \frac{1}{2} \cdot U_{\text{ZK}}. \quad (4.17)$$

Die Indizes der Spannungen beziehen sich auf Abbildung 3.7. Für den Spitzenwert der Phasen-Phasen-Spannung gilt

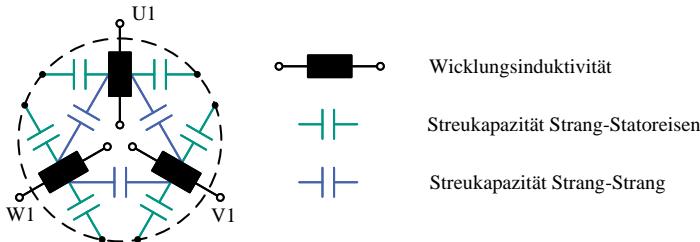
$$U_{12,\text{S}} = U_{23,\text{S}} = U_{31,\text{S}} = U_{\text{ZK}}. \quad (4.18)$$

Durch die Modulation kommt es zudem zu einer Gleichtaktspannung zwischen dem Sternpunkt X und dem Nullpunkt des Umrichters von

$$u_{\text{XO}} = \frac{1}{6} \cdot (u_{10} + u_{20} + u_{30}). \quad (4.19)$$

Es ist auch in dieser Konfiguration nicht üblich den Sternpunkt mit dem Nullpunkt zu verbinden. Zum einen ist der Nullpunkt des Umrichters oft nicht herausgeführt. Zum anderen würde man die Gleichtaktkomponente eliminieren und die Spannungsausnutzung verschlechtern. Für die Sternschaltung ergibt sich dadurch für die maximale Strangspannung

$$U_{\text{Str,S}} = \frac{2}{3} \cdot U_{\text{ZK}}. \quad (4.20)$$



**Abbildung 4.4:** Stilisierte Darstellung der im Stator auftretenden Streukapazitäten.

Die maximale Spannungsbelastung des Wickelkopfes liegt bei einer Spitzenspannung von  $U_{ZK}$ . Das Statoreisen und das Gehäuse des Motors sind weiterhin geerdet. Im Niederfrequenzbereich besteht kein offensichtlicher elektrischer Strompfad zwischen dem Stator und den Leitern. Dennoch kommt es über Streukapazitäten zu Kopplungen im Hochfrequenzbereich, was in Abschnitt 4.5 betrachtet wird.

Bei der Dreieckschaltung ist die maximale Strangspannung  $U_{Str,S}$  entsprechend

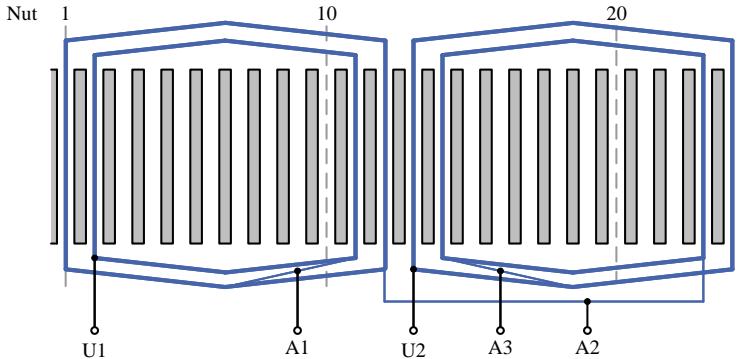
$$U_{Str,S} = U_{ZK}. \quad (4.21)$$

Die maximale Potentialdifferenz zwischen zwei Strängen im Wickelkopf beträgt wie bei der Sternschaltung  $2 \cdot U_{ZK}$ .

Durch die steilen Anstiegszeiten und der damit einhergehenden Anregung des Systems über ein großes Frequenzspektrum, kommt es zu Reflexions- und Resonanzeffekten. Diese Effekte verursachen wiederum Überspannungen. Zum einen treten diese Überspannungen direkt an den Motorklemmen auf. Zum anderen können sie durch Resonanzeffekte auch innerhalb der Maschine auftreten. Dieses Verhalten soll in Abschnitt 4.5 betrachtet werden. Zudem kann die transiente Spannungsaufteilung  $u_{tt}$  im Strang nicht mehr durch die Gleichungen (4.15) und (4.16) angegeben werden. Die ersten Wicklungen werden deutlich stärker belastet als die nachfolgenden Wicklungen [100], vergleichbar der Spannungsbeanspruchung beim Einlaufen eines Blitzstoßes in eine Transformatorenwicklung.

## 4.5 Transiente Betrachtung des Systems

Um die in Abschnitt 4.4.2 erläuterten hochfrequenten Effekte im komplexen Gesamtsystem einer gewickelten Maschine besser verstehen zu können, wird ein Hochfrequenzmodell entwickelt. Die Ausbreitung eines Teilentladungsimpulses, hinsichtlich hochfrequenztechnischer Phänomene, wie der Dämpfung und der Dispersion, sollen ebenfalls untersucht werden. Dazu werden, wie in Abbildung 4.4 stilisiert dargestellt, zunächst die Streukapazitäten in Betracht gezogen. Die Streukapazität der Wicklung in Längsrichtung ist in der Abbildung nicht dargestellt, wird aber im HF-Modell ebenfalls betrachtet.



**Abbildung 4.5:** Wicklungsplan der Prüfobjekte für den Strang U mit den Abgriffen A1, A2 und A3 an den Verbindungsstellen der Einzelspulen.

#### 4.5.1 Wicklungsplan

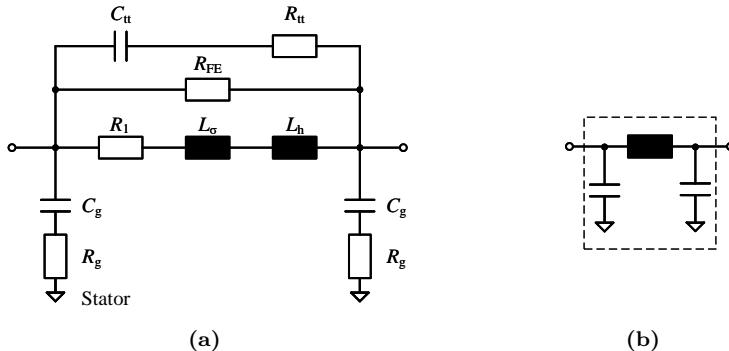
In Abbildung 4.5 ist der Wicklungsplan der Phase U dargestellt. Jeder Strang besteht aus vier Einzelspulen. Die Stränge V und W sind jeweils um  $120^\circ$  versetzt angeordnet und zur besseren Übersicht nicht eingezeichnet. Die Verbindungsleitungen der Einzelspulen sind durch die Abgriffe A1, A2 und A3 bei zwei Testobjekten zu Messzwecken herausgeführt. Dadurch lassen sich Effekte, wie die Spannungsverteilung zwischen den Einzelspulen, messtechnisch erfassen.

#### 4.5.2 Hochfrequenzmodell

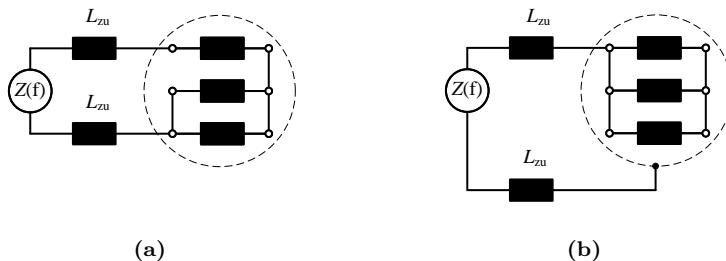
Das in dieser Arbeit entwickelte Hochfrequenzmodell basiert auf [86]. Um die transienten Vorgänge, die sich beim Betrieb der Maschine oder beim Auftreten von TE ausbilden, besser verstehen und visualisieren zu können, wurde das Modell im Rahmen der betreuten Abschlussarbeit [163], weiterentwickelt. In Abbildung 4.6 (a) ist das resultierende Ersatzschaltbild für eine Spule eines Stranges dargestellt. Dieses Ersatzschaltbild wird im folgenden, für die Betrachtung verteilter Bauelemente, vereinfacht durch Abbildung 4.6 (b) dargestellt.

Um die Parameter zu bestimmen, werden nach [86] zwei Impedanzmessungen nach Abbildung 4.7 durchgeführt. Der gemessene Frequenzbereich reicht von 100 Hz bis 40 MHz. Bei der differentiellen Messung werden die einzelnen Stränge nach Möglichkeit in Reihe geschaltet. Da der Sternpunkt bei vielen Maschinen nicht zugänglich ist, wird die Parametrisierung in [86] auf eine Impedanzmessung nach Abbildung 4.7 (a) ausgelegt, welche auch in dieser Arbeit verwendet wird. Bei der Gleichtaktmessung nach dem Aufbau aus Abbildung 4.7 (b) werden alle Stränge parallelgeschaltet. Die Impedanz wird gegen das Gehäuse gemessen.

In Abbildung 4.8 ist der Frequenzverlauf und die Phasenlage der gemessenen Impedanz für die differentielle Messung dargestellt. Zunächst wird die Messung



**Abbildung 4.6:** Aufbau des Hochfrequenzmodells für eine Spule (a) und das vereinfachte Schaltbild (b) in Anlehnung an [86].



**Abbildung 4.7:** Messaufbau für die differentielle Messung (a) und die Gleichaktmessung (b) nach [86].

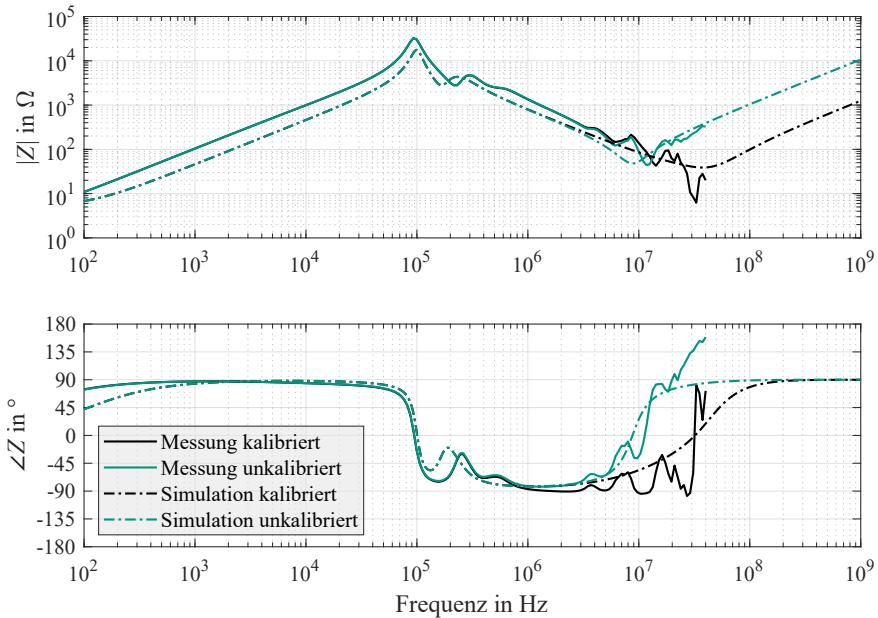
ohne Kalibrierung der Messleitungen in grün betrachtet. Die nachfolgenden Gleichungen zur Parameterbestimmung werden aus [86] entnommen. Über den Zusammenhang

$$L = \frac{Z}{2\pi f} \quad (4.22)$$

kann die Induktivität  $L_{DM}$  für den Bereich  $f = 10^2 \dots 10^5$  Hz bestimmt werden, wobei der Index DM für die differentielle Messung steht. Zudem wird das Impedanzmaximum bei  $f_{\max(DM)} \approx 95$  kHz als  $Z_{\max(DM)} \approx 33$  MΩ definiert. Das Impedanzminimum bei  $f_{\min(DM)} \approx 12$  MHz wird analog zu  $Z_{\min(DM)} \approx 44$  Ω definiert. Für den modellierten Eisenwiderstand gilt

$$R_{FE} \approx \frac{2}{3} Z_{\max(DM)}. \quad (4.23)$$

Der Widerstand  $R_{g1}$  ist für die Dämpfung im Impedanzminimum verantwortlich



**Abbildung 4.8:** Messergebnisse und Simulationsergebnisse (gestrichelt) für den Impedanz- und Phasenverlauf für die differentielle Messung mit und ohne Kalibrierung der Messleitung.

und wird über

$$R_{g1} = \frac{2}{3} Z_{\min(\text{DM})} \quad (4.24)$$

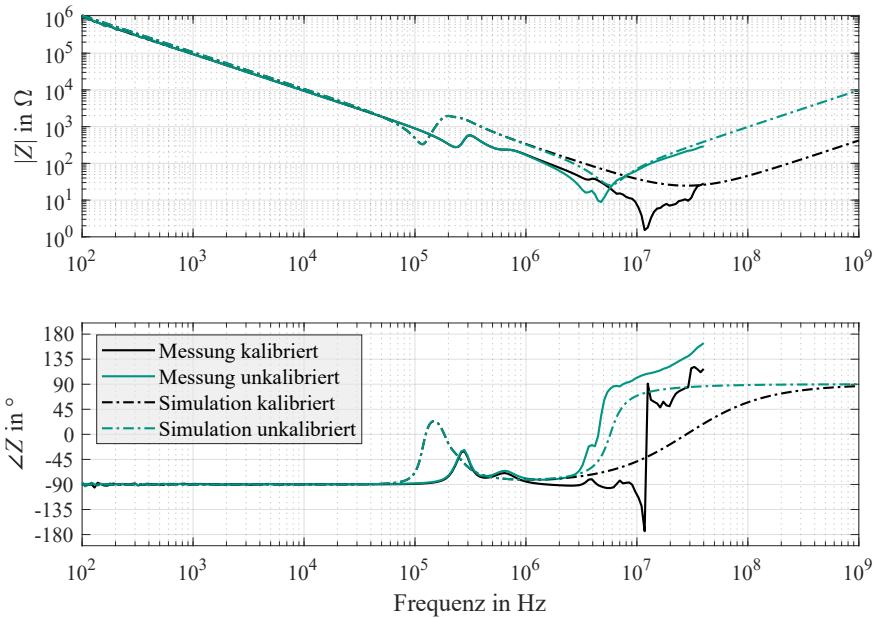
bestimmt.

Der Impedanz- und Phasenverlauf der Gleichtaktmessung ist Abbildung 4.9 dargestellt. Auch hier wird zunächst die Messung ohne Kalibrierung der Messleitungen in grün betrachtet. Dem Bereich um  $f \approx 10^6$  Hz kann die Kapazität  $C_{HF}$  entnommen werden. Der Bereich von  $f = 10^2 \dots 10^5$  Hz ergibt die Kapazität  $C_{\text{ges}}$ . Die Impedanz der ersten Resonanzstelle bei  $f_{\min(\text{CM})} \approx 230$  kHz beträgt  $Z_{\min(\text{CM})} \approx 275 \Omega$ . Für den Teilwiderstand  $R_{g2}$  gilt

$$R_{g2} \approx \frac{1}{3} Z_{\min(\text{CM})}. \quad (4.25)$$

Die beiden Widerstände  $R_{g1}$  und  $R_{g2}$  werden näherungsweise zu

$$R_g \approx \frac{R_{g1} \cdot R_{g2}}{R_{g1} + R_{g2}} \quad (4.26)$$



**Abbildung 4.9:** Messergebnisse und Simulationsergebnisse (gestrichelt) für den Impedanz- und Phasenverlauf für die Gleichtaktmessung mit und ohne Kalibrierung der Messleitung.

zusammengefasst. Die Teilkapazitäten  $C_{g1}$  und  $C_{g2}$  können über

$$C_{g1} = \frac{1}{3}C_{HF} \quad (4.27)$$

$$C_{g2} = \frac{1}{3}C_{ges} - \frac{1}{3}C_{HF} \quad (4.28)$$

bestimmt werden. Für die Streukapazität gegen den Stator  $C_g$  wird

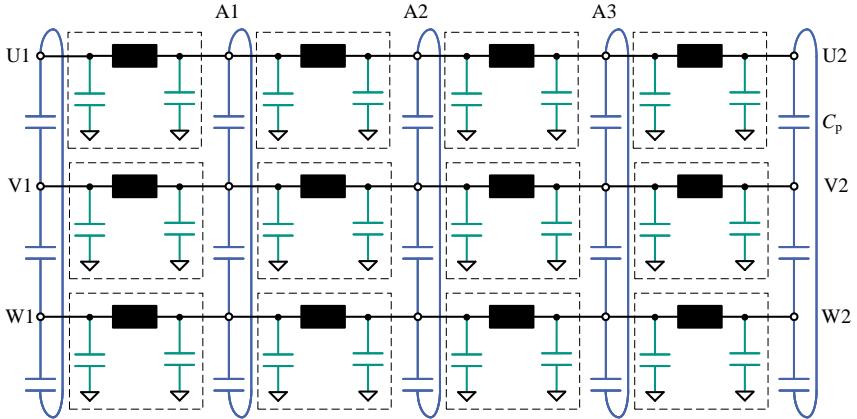
$$C_g \approx \frac{1}{2}(C_{g1} + C_{g2}) \quad (4.29)$$

angenommen. Die Induktivität  $L_{CM}$  ergibt sich nach [86] zu

$$L_{CM} = \frac{1}{12\pi^2 C_{g2} f_{min(CM)}^2}. \quad (4.30)$$

Über die Induktivitäten  $L_{DM}$  und  $L_{CM}$  kann die Hauptinduktivität

$$L_h = L_{CM} + \frac{4}{9}L_{DM} \quad (4.31)$$



**Abbildung 4.10:** Hochfrequenzmodell für den gesamten Stator mit den Anschlüssen U, V, W und den Messabgriffen A1-3.

und die Streuinduktivität über

$$L_\sigma = L_h - \left| L_{CM} - \frac{2}{9} L_{DM} \right| \quad (4.32)$$

bestimmt werden [86]. Die Induktivität der Zuleitung wird ebenfalls berücksichtigt und kann durch

$$L_{zu} = \frac{3}{16\pi^2 C_{gl} f_{min(DM)}^2} \quad (4.33)$$

bestimmt werden [86]. Durch eine Kalibrierung des Impedanzmessgerätes kann der Einfluss der Messleitung herausgerechnet werden. In den Abbildungen 4.8 und 4.9 sind die Messergebnisse für kalibrierte Messleitungen in schwarz dargestellt. Man kann erkennen, dass es dennoch zu einer Resonanzstelle in einem höheren Frequenzbereich kommt. Dieses Verhalten ist auf die unvermeidbaren inneren Kontaktierungen und Leitungen zurückzuführen. Die Induktivität dieser motorinternen Zuleitungen  $L_{int}$  kann ebenfalls nach Gleichung (4.33) bestimmt werden. Im Modell können beide Impedanzen als Serienschaltung getrennt von einander betrachtet werden. Die analytische Bestimmung der Wicklungskapazität  $C_{tt}$  und des Dämpfungswiderstandes  $R_{tt}$  ist nach [86] nicht möglich. Im Rahmen der betreuten studentischen Abschlussarbeit [163] wurden diese Parameter experimentell ermittelt.

Aus dem Ersatzschaltbild nach Abbildung 4.6 wird in Abbildung 4.10 ein komplexes Modell, mit drei Strängen mit jeweils vier in Serie geschalteten Spulen, gebildet. Die in Abbildung 4.5 vorgestellten Messabgriffe A1-3 sind ebenfalls dargestellt. Zusätzlich werden kapazitive Kopplungen  $C_p$  zwischen den einzelnen Strängen geschaffen, welche in der Abbildung in blau dargestellt sind und den Streukapazitäten zwischen zwei Strängen entsprechen. Zur Ermittlung von  $C_p$

**Tabelle 4.2:** Parametersatz für ein Element des Hochfrequenzmodells aus Abbildung 4.10.

Parameter	Wert	Parameter	Wert
$R_{FE}$	5,4 k $\Omega$	$L_\sigma$	1,02 mH
$R_1$	1,25 $\Omega$	$L_h$	0,8 mH
$R_g$	178 $\Omega$	$C_{tt}$	180 pF
$R_{tt}$	75 $\Omega$	$C_g$	62,25 pF
$L_{int}$	100 nH	$C_p$	10 pF

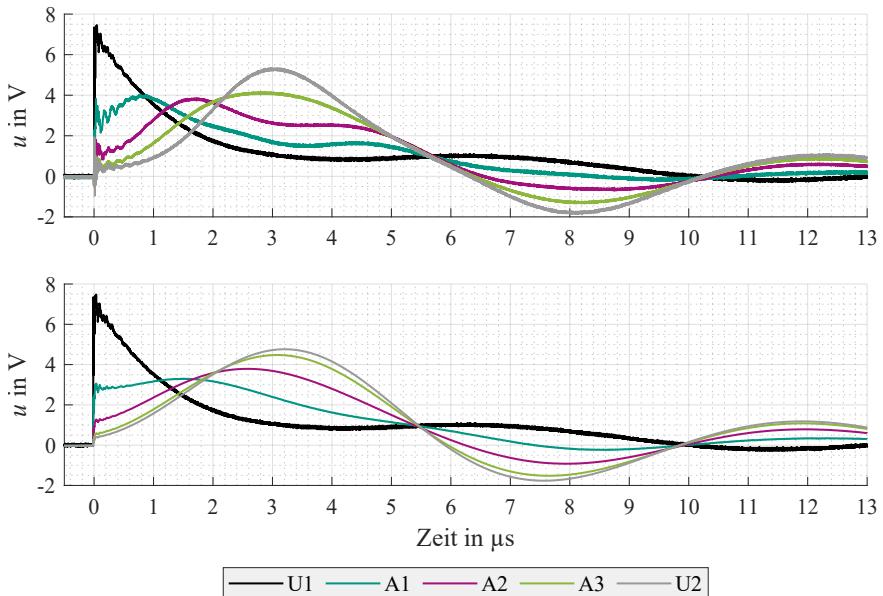
wird zunächst experimentell die von außen messbare Streukapazität zwischen zwei Strängen ermittelt.

Um die Parameter der Einzelemente des verteilten Modells zu bestimmen, werden die Werte aller in Serie liegenden Impedanzen durch die Anzahl gleicher Elemente geteilt. Die Werte der in Serie liegende Admittanzen werden entsprechend vervielfacht. Analog wird mit parallelen Elementen verfahren. Die Parameter eines Elements aus Abbildung 4.10 sind in Tabelle 4.2 zusammengefasst.

In Abbildung 4.8 ist der simulierte Frequenz- und Phasengang der Impedanz für die differentielle Messung gestrichelt dargestellt. Dabei ist die Simulation unter Berücksichtigung der Zuleitung in grün und die Simulation ohne Zuleitung in schwarz aufgetragen. Die Simulation ist im Frequenzbereich im Gegensatz zur Impedanzmessung nicht auf eine Obergrenze festgelegt. Die in dieser Arbeit eingesetzte Messtechnik weist in der Regel eine obere Grenzfrequenz von 1 GHz auf. Die Simulationen werden entsprechend dieser Grenzen durchgeführt. Der Frequenzverlauf ist im Vergleich zur Messung etwas nach unten verschoben. Dies deutet darauf hin, dass die Dämpfung im realen Testobjekt etwas höher ist. Die erste Resonanzstelle stimmt mit der Messung überein. Bei den Resonanzstellen bei  $f = 10^7$  Hz ist der Einfluss der Zuleitung deutlich zu erkennen. Auch hier stimmt die Simulation gut mit den Messdaten überein. Für den Bereich  $f > 40$  MHz kann so eine Prognose hin zu induktivem Übertragungsverhalten gegeben werden.

In Abbildung 4.9 sind analog die Ergebnisse für die Simulation der Gleichtaktmessung gestrichelt aufgetragen. Im Bereich  $f < 10^5$  Hz liegen Simulation und Messung nahezu aufeinander. Die Resonanzstellen weichen leicht voneinander ab. Die Abweichungen können darin begründet sein, dass zur Vereinfachung Einzellemente, wie z.B.  $C_{g1}$  und  $C_{g2}$ , zusammengefasst werden und die Kaskadierung zum Gesamtmodell aus Abbildung 4.10 durchgeführt wird. Um das grundlegende HF-Verhalten der Testobjekte nachzubilden, reicht das Modell dennoch aus.

Zur Validierung des HF-Verhaltens, gerade im Bezug auf impulsförmige Spannungen, sind in Abbildung 4.11 weitere Mess- und Simulationsergebnisse dargestellt. An U1 wird ein schneller Puls mit einer Anstiegszeit von  $t_r \approx 3$  ns gegen Erde eingeprägt. Der Stator ist dabei ebenfalls geerdet. Die restlichen Anschlüsse sind unverbunden. Im oberen Diagramm sind die Messwerte aufgetragen. Die Spannung wird an U1, U2 und den Abgriffen A1-3 gemessen. Es resultiert die



**Abbildung 4.11:** Messung der Impulsausbreitung an U1, U2 und den Abgriffen A1-3 bei einer Einprägung an U1 (oben) und Simulation des Versuches (unten).

Messung der Impulsausbreitung entlang der Wicklung. Wie in Abschnitt 4.4.2 dargelegt, ist die Potentialdifferenz über den ersten Wicklungen am höchsten, was an dieser Stelle durch die Messung belegt werden kann. Aber auch die Resonanzstellen haben eine große Auswirkung auf die zeitliche Spannungsverteilung im Testobjekt. So erreicht beispielsweise die Spannung an Klemme U2 erst nach ca. 3  $\mu$ s ihren Maximalwert. Zudem ist die Oszillation mit  $f_{\max(\text{DM})} \approx 95 \text{ kHz}$  deutlich zu erkennen.

Im unteren Diagramm von Abbildung 4.11 sind die Ergebnisse für die Simulation dargestellt. Um die eingeprägte Impulsspannung möglichst exakt nachzubilden, wird der messtechnisch erfassbare Spannungspuls als Simulationssignal eingesetzt. Die Simulation und die Messwerte stimmen gut überein. Dies ist nicht nur dem Verständnis über die Spannungsbelastung dienlich, sondern kann auch Aufschlüsse über die HF-Strompfade der Teilentladungen geben, da diese in der Praxis nicht immer messtechnisch erfasst werden können. Hier findet die Messung zumeist direkt und ausschließlich an den Anschlussklemmen der Maschine statt. In der Simulation lässt sich jedoch die Spannung und der Strom an jeder Stelle des Modells betrachten. Aus diesen Erkenntnissen lassen sich weitere Informationen aus den messbaren Werten, wie z.B. die Lage der TE bezogen auf die Windungszahl, generieren.



Abbildung 4.12: Verdrilltes Leiterpaar (Twisted-Pair) als Prüfobjekt.



Abbildung 4.13: Motorette als Prüfobjekt.

## 4.6 Prüfobjekte als Teilnachbildung einer elektrischen Maschine

Einzelne Komponenten des EIS einer elektrischen Maschine können durch weitere Prüfobjekte nachgebildet werden. Diese Nachbildungen wurden ursprünglich nicht explizit für die Teilentladungsdiagnostik eingesetzt [135]. Dennoch eignen sie sich auch hierfür [9, 71]. Ein weit verbreitetes Prüfobjekt zur Nachbildung der Windungsisolierung, also des Isolierlackes, sind verdrillte Leiterpaare (Twisted-Pair). Die Herstellung solcher Prüfobjekte ist z.B. in der DIN EN 60851-5 [130] definiert. Die Nachbildung eignet sich zur Bewertung aller Stellen, bei denen zwei Leiter unterschiedlichen Potentials aufeinander liegen. Dies kann vor allem im Wickelkopf oder in der wilden Wicklung auftreten. In Abbildung 4.12 ist ein verdrilltes Leiterpaar als Prüfobjekt dargestellt. Bei Haarnadelwicklungen (Hair-Pin-Wicklung) werden Prüflinge ebenfalls direkt aus dem Lackdraht gefertigt. Da es sich in der Regel um Flachdrähte handelt, werden diese Prüflinge nicht verdrillt. Stattdessen werden zwei Hairpin-Proben mit einem Isolierband aneinandergepresst. Die Herstellung solcher Prüfobjekte ist z.B. in DIN EN 60172 [135] beschrieben. Bei diesen Prüfobjekten handelt es sich um kapazitive Prüflinge. Alle Effekte die durch die verteilten Impedanzen des Motors zum Tragen kommen, werden hier also vernachlässigt.

Um das Isoliersystem zwischen Stator und Wicklung nachzubilden, kommen sogenannte Motoretten zum Einsatz, welche beispielsweise wie in Abbildung 4.13 aufgebaut sein können. Diese Prüfobjekte sind deutlich komplexer als verdrillte

Leiterpaare. Dazu wird eine Nut, meistens mithilfe einer Stahlblechkonstruktion nachgebildet. Diese Nut wird mit dem Lackdraht umwickelt. Zudem werden alle elektrischen Isoliermaterialien, die in der realen Anwendung ebenfalls vorgesehen sind, eingebracht. Dabei kann es sich z.B. um die Imprägnierung mit Gießharz handeln. Die Motorette zählt zur Klasse der induktiven Prüflinge. Jedoch werden etwaige Streukapazitäten oder geometrische Feinheiten des Gesamtaufbaus noch nicht berücksichtigt.

Um das gesamte Isoliersystem des Stators zu untersuchen, kann der Rotor entnommen werden. So ist ein verbesserter Zugang zu den Nuten und damit dem Isoliersystem möglich. Außerdem ist der Wickelkopf dann frei zugänglich. Die Möglichkeiten der Nutzung verschiedener nachgebildeter Prüfobjekte wurde unter anderem in der eigenen Veröffentlichung [148] vorgestellt.



# Kapitel 5

## Teilentladungsmessungen im hochfrequenten Bereich

### 5.1 Einleitung

Die Entwicklung und Untersuchung von Methoden zur Messung von Teilentladungen im hochfrequenten Bereich stellt eine aktuelles Problem der Forschung dar. Bestehende technische Spezifikationen wie die DIN IEC/TS 61934 [137] bieten lediglich Anhaltspunkte, da sie sich seit mehreren Jahren im Entwurfsstadium befinden. In diesem Kapitel werden die verwendeten Methoden zur Teilentladungsmessung in diesem Bereich vorgestellt und begründet. Neben der Wahl geeigneter Sensoren, ist auch die Signalkonditionierung mittels Hochpassfiltern ein wesentlicher Bestandteil einer aussagekräftigen Teilentladungsmessung im Hochfrequenzbereich. Die Pegel der zu erfassenden Signale bewegen sich oft im mV-Bereich. Durch den Einsatz von Verstärkern kann das Signal-Rausch-Verhältnis in vielen Fällen verbessert werden [137, 99, 118].

Die Messmethoden werden zunächst zusätzlich in einem TE-Prüfkreis nach DIN EN 60270 [127] eingesetzt. So ist ein direkter Vergleich zu bekannten Messmethoden möglich. In einer weiteren Studie wird das Verhalten der UHF-Sensoren bei umrichtererzeugter Prüfspannung betrachtet. Eine Vergleich zu Messungen nach DIN EN 60270 [127] ist hier aufgrund des hohen Störniveaus nicht mehr möglich.

Die Signalverarbeitung stellt einen weiteren elementaren Baustein für die TE-Diagnostik im UHF-Bereich dar. Dazu werden Ansätze im Zeitbereich und im Frequenzbereich vorgestellt. Auch eine kombinierte Betrachtung im Zeit- und Frequenzbereich ist möglich und wird ebenfalls diskutiert. Zur Validierung der eigenen Ergebnisse werden diese mit publizierten Ergebnissen, z.B. zusammengefasst in [118], verglichen.

## 5.2 Versuchsaufbau

Um Teilentladungen bei hohen Frequenzen messen zu können, muss zunächst ein geeigneter Prüfaufbau definiert werden. Im Vordergrund steht in diesem Abschnitt die grundlegende Betrachtung verschiedener Sensoren, Signalkonditionierungen und Auswertemethoden. Die Teilentladungsdiagnostik an elektrischen Maschinen wird, aufbauend auf den Erkenntnissen dieses Kapitels, in Kapitel 6 behandelt.

Als Prüfobjekte kommen verdrillte Leiterpaare zum Einsatz. Diese bestehen aus lackisiertem Draht mit einem Durchmesser von  $d = 0,6\text{ mm}$  und sind vergleichbar mit dem Durchmesser des Lackdrahtes der Motorprüfobjekte aus Kapitel 4. Der Draht wird nach DIN EN 60851-5 [130] mit 12 Umdrehungen bei einer Zugkraft von  $F = 7\text{ N}$  verdrillt. Die verdrillten Leiterpaare bieten für die Verwendung als Prüfobjekt, gerade für grundlegende Betrachtungen, mehrere Vorteile. Sie lassen sich aus den gleichen Materialien fertigen wie die Motorprüfobjekte und bilden, wie in Abschnitt 4.6 dargelegt, reale Problemstellen des Motorprüfungs nach. Zudem lassen sie sich durch das standardisierte Herstellungsverfahren sehr leicht und reproduzierbar fertigen. Sie weisen außerdem bei sinusförmiger Prüfspannung eine bekannte TE-Einsetzspannung von  $\hat{U}_{\text{TEE}} < 1\text{ kV}$  auf. Die Kenntnis der Einsetzspannung ist vor allem für die Bewertung der Ergebnisse bei der Messung mit Umrichtern relevant, um etwaige Störquellen zu detektieren.

Der grundlegende Versuchsaufbau wurde im Rahmen der betreuten Abschlussarbeit [160] entwickelt. Als zentrale Datenerfassungseinheit wird ein Digitaloszilloskop mit einer Bandbreite von  $f_{\text{bw}} < 1,5\text{ GHz}$  eingesetzt. Die relevante obere Grenzfrequenz bei der Teilentladungsmessung von induktiven Prüfobjekten liegt im Bereich von  $f_{g,o} \approx 1\text{ GHz}$ .

### 5.2.1 Sensorik und Signalkonditionierung

#### Spannungssensoren

Die korrekte Messung der Prüfspannung ist für die Bewertung der gemessenen TE-Signale von großer Bedeutung. Die differentielle Messung von hohen Spannungen mit hohen Bandbreiten stellt die Messtechnik jedoch vor Herausforderungen. Zur grundlegenden Betrachtung der Spannungsformen stehen aktive Differenztastköpfe zur Verfügung. Sie können eine maximale Spannung von  $U_{\text{max}} = \pm 7\text{ kV}$  bei einer Bandbreite von  $f_{\text{bw}} = 70\text{ MHz}$  messen. Neben der vergleichsweise niedrigen Bandbreite sorgt die aktive Differenzierung der Messsignale für einen geringen zeitlichen Versatz.

Für Messungen höherer Bandbreite stehen passive Tastköpfe mit  $U_{\text{max}} = \pm 2\text{ kV}$  und  $f_{\text{bw}} = 500\text{ MHz}$  zur Verfügung. Der zeitliche Versatz der Messsignale ist bei passiven Tastköpfen deutlich geringer, und quasi nur noch auf die Messleitungslänge zurückzuführen. Passive Tastköpfe beziehen sich allerdings immer auf die Oszilloskopmasse. Möchte man eine differenzielle Messung durchführen, müssen daher Maßnahmen, wie z.B. der Einsatz eines Trenntransformators oder die mathematische Differenzenbildung zweier Messkanäle, vorgenommen werden. Um das Potential der Bezugsmasse des Oszilloskops nicht zu verändern, wird in

dieser Arbeit bei Bedarf die mathematische Differenzenbildung genutzt.

Zudem stehen für Messungen im Niederspannungsbereich bis  $U_{\max} = \pm 300$  V passive Tastköpfe mit einer Bandbreite von  $f_{\text{bw}} = 1$  GHz zur Verfügung. Grundlegende Effekte, wie z.B. die Spannungsverteilung in einer Wicklung, können damit im Bereich unter 300 V mit einer hohen Bandbreite untersucht werden.

### Teilentladungssensoren

Für die Auskopplung der TE-Signale kommen in dieser Arbeit drei verschiedene Verfahren zum Einsatz. Weit verbreitet bei der UHF-TE-Messung ist die Detektion mittels Antenne. Die in dieser Arbeit verwendete Antenne ist omnidirektional und hat einen Frequenzbereich von  $150 \text{ MHz} < f < 3 \text{ GHz}$ . Eine Antenne ist zur Messung von TE einfach einsetzbar. Sie kann kontaktlos in den Prüfraum eingebracht werden und beeinflusst das Prüfobjekt somit nicht. Nachteilig ist, dass das gemessene Signal stark von dem Abstand der Fehlstelle zur Antenne abhängt. Zudem kann das Signal bei inneren TE oder durch Gehäuseteile gedämpft werden.

Eine direktere Messung kann durch induktive Hochfrequenzstromwandler erfolgen. Obwohl in einigen Veröffentlichungen angegeben wird, dass sich diese bei der TE-Diagnostik bei Prüfobjekten mit verteilten Impedanzen nicht eignen, konnten in dieser Arbeit sehr gute Ergebnisse mit diesen Wandlern erzielt werden [58, 154, 148]. Dies liegt auch daran, dass heutzutage mit fortschreitender Technik deutlich verbesserte HFCT verfügbar sind. In dieser Arbeit wurden bis zu vier HFCT mit einem Frequenzbereich von  $1 \text{ MHz} < f < 1 \text{ GHz}$  gleichzeitig eingesetzt. Die HFCT wurden direkt in die Zu- oder Rückleitung eingebracht und müssen dementsprechend gegen die auftretenden Spannungen isoliert werden. Da die Prüfspannungspegel für die Niederspannungsmaschinen relativ gering sind, stellt dies kein Problem dar. Auch der HFCT ist galvanisch vom Prüfobjekt getrennt.

Zudem besteht die Möglichkeit die TE direkt über einen kapazitiver Sensor auszukoppeln. Der für diese Arbeit zur Verfügung stehende kapazitive UHF-Koppler hat eine Kapazität von  $C_m = 2,2 \text{ nF}$  und eine effektive Spannungsfestigkeit von  $U_{\max} = 12 \text{ kV}$ . Der Sensor kann an der Zu- oder Rückleitung positioniert werden. Zudem kann er auch an den Sternpunkt einer elektrischen Maschine angeschlossen werden. Durch die direkte galvanische Verbindung können Einflüsse der Messkapazität auf das Prüfobjekt nicht ausgeschlossen werden.

### Hochpassfilter und Verstärker

Wie in Abschnitt 2.3.1 eingeführt, muss für eine TE-Messung bei Umrichterbetrieb der Störpegel gesenkt werden. Da das Spektrum der Störung signifikant von der verwendeten Prüfspannungsquelle abhängt, stehen verschiedene Hochpassfilter aus Tabelle 5.1 zur Verfügung. Die Hochpassfilter können direkt in die Signalleitung eingebracht werden. Dadurch wird das Signal bereits vor der Erfassung passiv vorkonditioniert. Generell ist der Signalpegel einer Teilentladung im niedrigen Frequenzbereich am größten. Aus diesem Grund sollte ein Hochpassfilter mit einer möglichst niedrigen Grenzfrequenz gewählt werden. Als untere Grenze ist hier jedoch die notwendige Unterdrückung der Störpegel durch die taktende

**Tabelle 5.1:** Übersicht der in dieser Arbeit verfügbaren Hochpassfilter.

Grenzfrequenz in MHz	50	100	150	300	500	700	1000
Ordnung	7	7	7	7	7	7	7
Charakteristik <sup>1</sup>	CS	CS	CS	BW	BW	BW	BW

Prüfquelle gesetzt.

Um das Signal-Rausch-Verhältnis zu verbessern, steht ein rauscharmer 42 dB Signalverstärker zur Verfügung. Das Messsignal einer Teilentladung hat, gerade beim Einsatz von Hochpassfiltern, einen relativ geringen Signalausschlag im mV-Bereich. Durch den Verstärker kann das Messsignal deutlicher vom Grundrauschen der Erfassungseinheit abgehoben werden. Eine Analyse der erfassten Messsignale kann so vereinfacht werden [99].

## 5.2.2 Datenauswertung

Die Datenauswertung kann im Zeitbereich, im Frequenzbereich oder im multidimensionalen Bereich erfolgen. Jede Auswertemethode bietet ihre eigenen Vorteile und Herausforderungen. Die Kenntnis über die Methoden und deren Anwendung ist für die Interpretation der gemessenen Teilentladungsimpulse von großer Bedeutung. In den betreuten Abschlussarbeiten [159, 172] und der eigenen Veröffentlichung<sup>2</sup> [155] werden die Methoden zur Datenauswertung ebenfalls behandelt.

### Zeitbereich

Die Messdaten wurden in dieser Arbeit mit einem breitbandigen Oszilloskop im Zeitbereich erfasst. Für eine erste Auswertung bietet sich daher die direkte Auswertung im Zeitbereich an. Bei Teilentladungsmessungen im höheren Frequenzbereich hat es sich etabliert, statt der scheinbaren Ladung  $q_s$  den Spitzenwert des Messsignals  $S_{TE,S}$  in mV oder  $\mu$ V anzugeben. Dies gilt auch für die Messungen mittels Stromsensoren, wie z.B. dem HFCT. Auf eine Umrechnung mittels Transferimpedanz in einen Stromwert wird zumeist in der Praxis verzichtet. Neben dem Spitzenwert des Messsignals können auch die Pulsdauer, die Polarität und charakteristische Frequanzanteile bestimmt werden [137, 53, 77].

Die Unterscheidung des TE-Signals von Störern ist im Zeitbereich nicht trivial. Zudem wird  $S_{TE,S}$  durch Dämpfungs- und Dispersionseffekte beeinflusst. Diese Effekte korrelieren mit den Impedanzverhältnissen im Prüfobjekt und damit mit der Position der Fehlstelle. Außerdem spielt die Lage der Sensoren im Prüfkreis eine wesentliche Rolle. Um ein Übersteuern des Messeinganges durch die Schaltstörungen zu verhindern, muss dass Messsignal durch Hochpassfilter vorgefiltert werden. Da dadurch die niederfrequenten Signalinformationen verloren gehen, ist eine Ladungsbestimmung, z.B. nach DIN EN 60270 [127], nicht ohne weiteres möglich. Im relativen Vergleich kann über  $S_{TE,S}$  dennoch eine Aussage über die

<sup>1</sup> Abgekürzt durch CS für Tschebyscheff und BW für Butterworth.

<sup>2</sup> Ausgezeichnet mit dem Best Paper Award.

zeit- oder prüfspannungsabhängige Änderung der Intensität getroffen werden. Mit der Analyse im Zeitbereich ist daher qualitativ in vielen Fällen nur eine Aussage darüber möglich, ob TE vorhanden sind oder nicht [4, 137].

### Frequenzbereich

Mit der diskreten Fourier-Transformation (DFT) wird das gemessene zeitdiskrete Signal  $x(t_n)$  mit  $n = \{0, 1, \dots, N - 1\}$  Messpunkten in seine Frequenzanteile zerlegt und kann somit im Frequenzbereich analysiert werden. Es gilt

$$X(f_k) = \sum_{n=0}^{N-1} x(t_n) e^{-\frac{j2\pi f_k t_n}{N}}, \quad (5.1)$$

wobei für die diskreten Fourierkoeffizienten  $X(f_k) \in \mathbb{C}$  mit  $k = \{0, 1, \dots, N - 1\}$  gilt. Die diskreten Zeitschritte  $t_n$  werden mit der Abtastzeit  $t_a$  zu

$$t_n = n \cdot t_a \quad (5.2)$$

bestimmt. Die Frequenzauflösung  $\Delta f$  bildet sich über die Abtastzeit  $t_a$  und die Signallänge  $N$  zu

$$\Delta f = \frac{1}{t_a \cdot N} \quad (5.3)$$

Damit ergeben sich die diskreten Frequenzschritte  $f_k$  zu

$$f_k = k \cdot \Delta f. \quad (5.4)$$

Gleichung (5.1) kann über

$$\vec{X}(f_k) = \mathbf{W} \cdot \vec{x}(t_n) \quad (5.5)$$

auch als Vektor-Matrix-Produkt dargestellt werden. Dabei ist  $\vec{X}(f_k)$  die vektorielle Darstellung der Fourierkoeffizienten und  $\vec{x}(t_n)$  die vektorielle Darstellung des Messsignals im Zeitbereich. Die Fouriernmatrix  $\mathbf{W}[f_k, t_n]$  wird über

$$\mathbf{W}[f_k, t_n] = e^{-\frac{j2\pi f_k t_n}{N}} \quad (5.6)$$

definiert. Der Effektivwert des Signalanteils kann durch

$$U(f_k) = \frac{|X(f_k)|}{\sqrt{2N}} \quad (5.7)$$

gebildet werden. Dabei wird der Betrag der jeweiligen Fourierkoeffizienten bestimmt und mit der Signallänge  $N$  normiert. Üblicherweise wird die Magnitude des Signalanteils in relativierten Größen angegeben. Für einen Abschlusswiderstand am Oszilloskop von  $R_0 = 50 \Omega$  und einer Referenzleistung von  $P_{\text{ref}} = 1 \text{ mW}$  ergibt sich der Signalpegel in dBm zu

$$P(f_k) = 10 \log_{10} \left( \frac{U(f_k)^2}{R_0 P_{\text{ref}}} \right). \quad (5.8)$$

Durch die Darstellung der DFT im Matrix-Vektor-Produkt aus Gleichung (5.5) lässt sich die Transformation sehr gut maschinell berechnen. Die Fast-Fourier-Transformation (FFT) stellt Algorithmen zur Verfügung, welche die Berechnung der DFT optimieren. Die FFT wird daher in der Praxis vielfach angewendet und kann heutzutage in Echtzeit berechnet werden. Da für das gemessene Signal  $x(t_n) \in \mathbb{R}$  gilt, wird in dieser Arbeit die einseitige FFT genutzt. Mit der FFT können die Frequenzanteile eines gemessenen Signales einfach erfasst und ausgewertet werden. Nachteilig ist, dass die gesamte Information über den Zeitbereich nicht mehr abrufbar ist [95].

## Multidomäne

Bei der Auswertung in der Multidomäne, wird das Signal kombiniert im Zeit- und Frequenzbereich betrachtet. Die notwendigen Berechnungen können mit Verfahren wie der Wavelet-Transformation (WT) durchgeführt werden. Basierend auf der Wavelet-Transformation können auch Wavelet-Filter konzipiert und eingesetzt werden [36, 60, 62, 81]. Diese Arbeit beschränkt sich jedoch auf die Wavelet-Transformation zu Darstellungszwecken. Die kontinuierliche Wavelet-Transformation ist durch

$$W_x^\psi(a,b) = \int_{-\infty}^{\infty} x(t) \psi_{a,b}^*(t) dt = \langle x(t), \psi_{a,b}^*(t) \rangle \quad (5.9)$$

gegeben. Dabei ist  $x(t)$  das gemessene Signal im Zeitbereich. Die komplex konjugierten Tochter-Wavelets  $\psi_{a,b}^*(t)$  werden anhand

$$\psi_{a,b}(t) = \frac{1}{\sqrt{|a|}} \psi\left(\frac{t-b}{a}\right) \quad (5.10)$$

aus dem Mutter-Wavelet  $\psi$  gebildet. Über den Faktor  $a \in \mathbb{R}^+ \setminus \{0\}$  kann die Frequenz und über  $b \in \mathbb{R}$  die Zeitachse des Tochter-Wavelets variiert werden. Die Signalenergie der Tochter-Wavelets soll trotz Skalierung konstant bleiben. Dies wird über den Faktor  $1/\sqrt{|a|}$  sichergestellt. Im Vergleich zu anderen Frequenz-Zeit Analysen ist die Fenstergröße dadurch variabel [80].

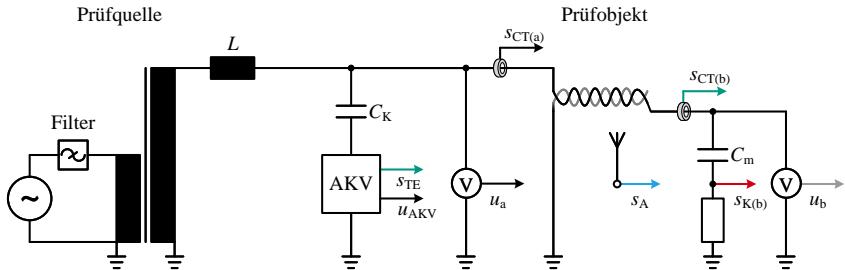
Die Wavelet-Transformation kann wie in Gleichung (5.9) dargestellt auch als Skalarprodukt des Eingangssignals mit den Tochter-Wavelets definiert werden. Für diskrete, reelle Messsignale ist dadurch eine einfache maschinelle Berechnung ebenfalls möglich. Das Skalarprodukt der Vektoren  $\vec{x}$  und  $\vec{\psi}_{a,b}$  ergibt die Matrix

$$\mathbf{W}_x^\psi[a,b] = \langle \vec{x}, \vec{\psi}_{a,b} \rangle, \quad \in \mathbb{C}. \quad (5.11)$$

Um die komplexe Wavelet-Transformation abzubilden, kann das sogenannte Skalogramm  $\mathbf{S}_x^\psi[a,b]$  eingesetzt werden. Durch

$$\mathbf{S}_x^\psi[a,b] = |\mathbf{W}_x^\psi[a,b]|^2 \quad (5.12)$$

wird jedem Eintrag der Matrix  $\mathbf{S}_x^\psi[a,b]$  das reelle Betragsquadrat des entsprechenden Eintrages aus  $\mathbf{W}_x^\psi[a,b]$  zugeordnet. Die Phaseninformation geht dabei verloren. Zur graphischen Darstellung können dreidimensionale Graphen oder zweidimensionale Histogramme eingesetzt werden [60, 80].



**Abbildung 5.1:** Messaufbau zur Validierung und Bewertung der Sensoren zur Teilentladungsmessung im UHF Bereich bei Netzspannung.

In dieser Arbeit wird das Morse-Wavelet als Mutter-Wavelet eingesetzt. Es wird im Frequenzbereich durch

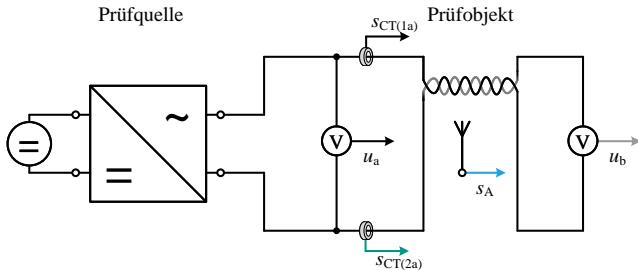
$$\psi_{P,\gamma}(\omega) = H(\omega) a_{P,\gamma} \omega^{\frac{P^2}{\gamma}} e^{-\omega^\gamma} \quad (5.13)$$

definiert. Dabei ist  $a_{P,\gamma}$  ein Normierungsfaktor und  $H(\omega)$  die Heaviside-Funktion. Für das Zeit-Bandbreite-Produkt gilt  $P^2 = \beta \cdot \gamma$ . Über  $\beta$  wird die Abklingzeit und über  $\gamma$  die Symmetrie des Wavelets definiert [56, 57, 63]. In dieser Arbeit wird, sofern nicht anders angegeben,  $P^2 = 30$  und  $\gamma = 3$  verwendet.

### 5.2.3 Versuchsaufbau bei sinusförmiger Spannung

Um die in Abschnitt 5.2.1 vorgestellten Sensoren zu validieren und ihre Eignung als TE-Sensoren zu bewerten, wird der Versuchsaufbau aus Abbildung 5.1 verwendet. Der Aufbau entspricht im Grunde dem Teilentladungsprüfkreis nach DIN EN 60270 [127] mit AKV in Reihe zum Koppelkondensator  $C_K$ . Es wird eine sinusförmige Prüfspannung mit einer Frequenz von  $f = 50$  Hz eingesetzt, welche durch einen einphasigen Prüftransformator erzeugt wird. Niederspannungsseitig wird zur Reduzierung leitungsgebundener Störinflüsse ein Sinusfilter eingesetzt. Auf Hochspannungsseite ist die Sperrinduktivität  $L$  eingesetzt. Diese dient ebenfalls der Störreduzierung. Außerdem verhindert sie im Falle einer Teilentladung eine Nachladung der Prüflingskapazität über die Streukapazitäten des Prüftransformators. Zur Messung der Spannungen  $u_a$  und  $u_b$  wird jeweils ein Differenztastkopf verwendet. Der AKV verfügt ebenfalls über einen Abgriff zur Spannungsmessung. Die gemessene Spannung wird als  $u_{AKV}$  bezeichnet.

Neben der Messung nach DIN EN 60270 [127] wird ein HFCT in der Zuleitung zum Prüfobjekt eingesetzt. Das Messsignal des HFCT wird im Folgenden als  $s_{CT(a)}$  bezeichnet. Zudem wird die Antenne in der Nähe des Prüfobjekts platziert, deren Signal als  $s_A$  bezeichnet wird. Normalerweise wird der Drahttwist nur auf einer Seite kontaktiert. In diesem Fall wird jedoch der spannungsführende Leiter auf der anderen Seite mit dem kapazitiven UHF-Koppler  $C_m$  verbunden. Das Messsignal wird als  $s_{K(b)}$  bezeichnet. An dieser Stelle wird mit  $s_{CT(b)}$  ebenfalls das



**Abbildung 5.2:** Teilentladungsmessung mit umrichterbasierter Prüfquelle.

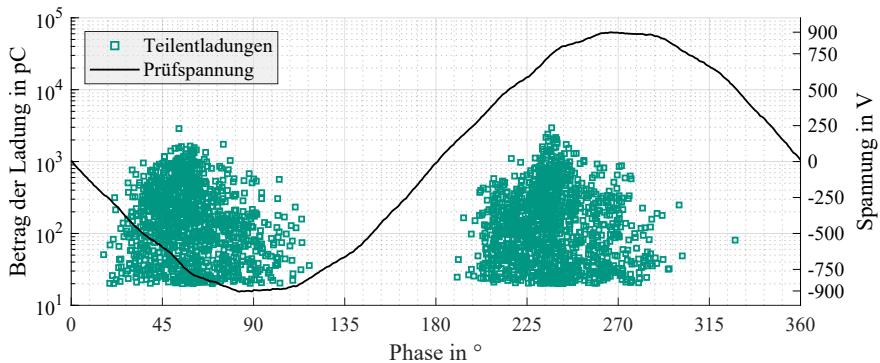
Signal eines HFCT betrachtet. Die Signale  $s_{TE}$  und  $u_{AKV}$  des AKV werden von einem dedizierten Teilentladungsmessgerät erfasst und dienen als Referenz. Alle anderen Signale werden zeitgleich über ein Oszilloskop erfasst. Dies ermöglicht einen direkten Vergleich.

### 5.2.4 Versuchsaufbau mit umrichterbasierter Prüfquelle

In Abbildung 5.2 ist der Versuchsaufbau zur Teilentladungsmessung mit umrichterbasierter Prüfquelle dargestellt. Als Prüfquellen können die SiC-Prüfquelle oder die IGBT-Prüfquelle im 2P-Modus verwendet werden. Die Höhe der Zwischenkreisspannung ist für beide Quellen einstellbar. Bei diesem Versuchsaufbau wird das Prüfobjekt zwischen zwei Phasen des Umrichters angeschlossen. Ein direkter Erdbezug besteht nicht. Die Spannung wird mit  $u_a$  und  $u_b$  auf beiden Seiten des Prüfobjektes gemessen. In beide Zuleitungen wird je ein HFCT mit den Messsignalen  $s_{CT(1a)}$  und  $s_{CT(2a)}$  eingebracht. Die Antenne kommt ebenfalls zum Einsatz. Abhängig von der Sensorart und der Prüfquelle müssen in den Signalkreis der Sensoren Hochpassfilter eingesetzt werden. Die Auswahl optimaler Filter soll im Folgenden mithilfe dieses Aufbaus untersucht werden.

## 5.3 Ergebnisse für sinusförmige Prüfspannung

Die grundlegenden Erkenntnisse zur Messung von Teilentladungen im höheren Frequenzbereich werden anhand anschaulicher Messdaten erläutert. Zunächst wird mit einer Messung mit sinusförmiger Prüfspannung die grundlegende Fähigkeit der unkonventionellen Sensormethoden zur TE-Messung überprüft. Der Vorteil bei der Messung mit Netzspannung besteht darin, dass die Messergebnisse direkt mit einer genormten Messung nach DIN EN 60270 [127] verglichen werden können. Zunächst werden die ungefilterten Sensorsignale betrachtet. Der Einfluss der Hochpassfilter und des Signalverstärkers werden ebenfalls diskutiert.



**Abbildung 5.3:** Phasenaufgelöstes TE-Diagramm bei einer Prüfspannung von  $\hat{u} = 900 \text{ V}$  und einer Frequenz von  $f = 50 \text{ Hz}$ .

### 5.3.1 Kombinierte Messung nach DIN EN 60270

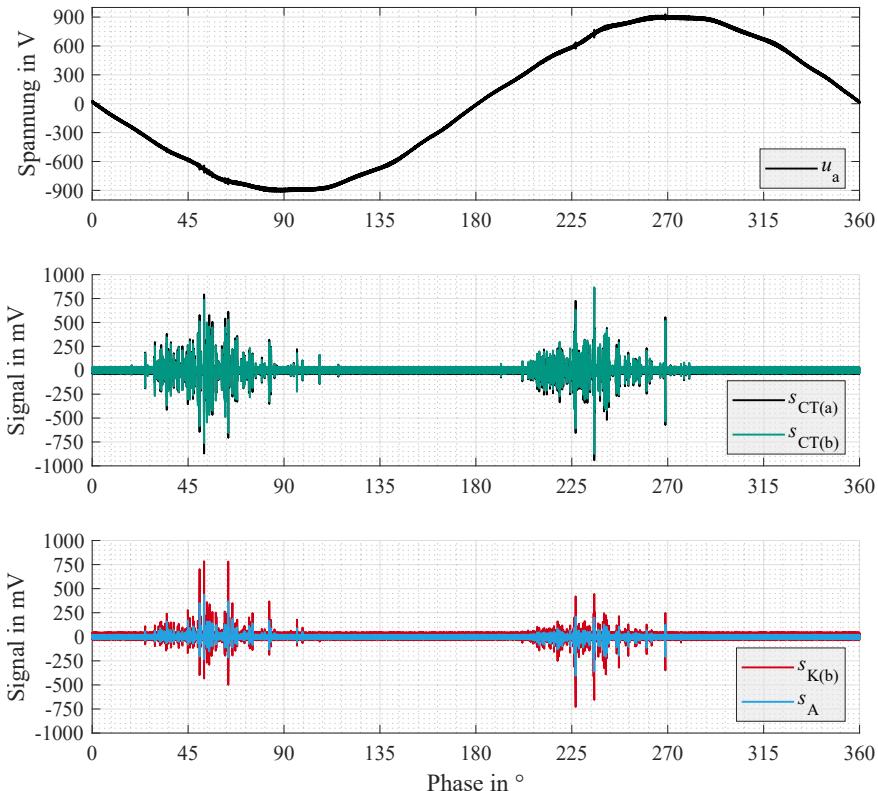
Als Referenz für diesen Abschnitt ist in Abbildung 5.3 ein phasenaufgelöstes TE-Diagramm (PRPD) dargestellt. Dazu wird eine normgerechte TE-Messung mittels Koppelkondensator nach Abbildung 5.1 für eine sinusförmige Prüfspannung mit einer Frequenz von  $f = 50 \text{ Hz}$  durchgeführt. Bei dieser Art der Darstellung wird die Spannung zur Orientierung für eine Periode über der Phasenlage aufgetragen. Die Teilentladungsimpulse werden über eine definierte Anzahl Perioden oder eine definierte Zeitdauer ebenfalls über der Phasenlage aufgetragen.

Oft wird die Ladung dabei als Histogramm dargestellt. Die so entstehenden Muster sind in der Diagnostik von elektrischen Betriebsmitteln im Hochspannungsbereich weit verbreitet. Mit entsprechender Erfahrung können mithilfe der PRPD Muster weitere Erkenntnisse, wie z.B. der Entladungsmechanismus, abgeleitet werden.

Die Höhe der Entladungen erstrecken sich bis in den einstelligen nC-Bereich. Die TE-Einsetzspannung des Drahttwists liegt bei  $\hat{u}_{\text{TEE}} \approx 750 \text{ V}$ . Um sicher TE zu provozieren, wird für diese Messung die Prüfspannungsamplitude zu  $\hat{u} = 900 \text{ V}$  gewählt. Es ist deutlich zu erkennen, dass die Teilentladungen zwischen dem Null-durchgang und der betragsmäßigen Amplitude auftreten. Am Prüfobjekt können die TE im Luftspalt zwischen den verdrillten Leitern lokalisiert werden.

### 5.3.2 Messung ohne Hochpassfilter

Bei diesem Versuch soll die grundlegende Eignung zur TE-Messung der Sensoren dargelegt werden. Dazu wird der Messaufbau nach Abbildung 5.1 genutzt. Die Sensoren sind ohne Vorfilterung mit dem Oszilloskop verbunden. Die Messeingänge sind mit  $R_0 = 50 \Omega$  terminiert. In Abbildung 5.4 sind die Ergebnisse dargestellt. Das obere Diagramm stellt den Verlauf der Prüfspannung im Bezug zur Phasenlage dar. Die Prüfspannung beträgt ebenfalls  $\hat{u} = 900 \text{ V}$ . Zur Datenerfassung der



**Abbildung 5.4:** Phasenaufgelöste Teilentladungsmessung der HFCT (mittig), der Antenne und des kapazitiven UHF-Kopplers (unten), jeweils ohne Hochpassfilterung. Die Prüfspannung beträgt  $\hat{u} = 900 \text{ V}$  mit einer Frequenz von  $f = 50 \text{ Hz}$  (oben).

Teilentladungsimpulse werden die Messkurven der Zeitspanne  $\Delta t = 10 \text{ s}$  übereinander gelegt. Dadurch kann die Kurvenform besser mit den Ergebnissen aus Abbildung 5.3 verglichen werden. Im mittleren Diagramm sind die Messsignale der HFCTs und im unteren Diagramm die Messdaten der Antenne und des kapazitiven Kopplers dargestellt.

Der Versuch zeigt, dass alle untersuchten Sensoren in der Lage sind Teilentladungen zu detektieren. Auch die Phasenlage der TE-Ereignisse stimmt mit der Normmessung überein. Mit den untersuchten Sensoren kann ebenfalls eine Einsetzspannung von  $\hat{u}_{\text{TEE}} \approx 750 \text{ V}$  festgestellt werden. Das bedeutet, dass die Konfiguration mindestens die gleiche Empfindlichkeit wie die Normmessung aufweist. Die Amplitude der Stromwandlersignale  $s_{CT(a)}$  und  $s_{CT(b)}$  ist in etwa gleich groß. Die Signalpegel des Antennensignals  $s_A$  und des kapazitiven UHF-Kopplers  $s_{K(b)}$

ist etwas geringer als die Signalpegel der HFCT-Signale. Zudem ist der Signalpegel von  $s_A$  geringer als der Signalpegel von  $s_{K(b)}$ . Dies kann mit der unteren Grenzfrequenz  $f_{g,u} = 150 \text{ MHz}$  der Antenne begründet werden. Die hohen Signalpegel im Frequenzbereich  $f < 150 \text{ MHz}$  können deshalb durch die Antenne nicht erfasst werden.

### 5.3.3 Einfluss der Hochpassfilterung

Für die Messung bei Netzspannung muss kein Vorfilter eingesetzt werden. Die untere Grenzfrequenz der Sensoren liegt bereits in einem ausreichend hohen Bereich, sodass etwaige Störungen unterdrückt werden. Beim Einsatz leistungselektronischer Prüfquellen müssen zur Störunterdrückung Hochpassfilter eingesetzt werden. Um den Einfluss der Hochpassfilter zu charakterisieren, wird der Versuchsaufbau nach Abbildung 5.2 herangezogen. Am Anschluss b des Prüfobjektes wird der bereits in Abschnitt 4.5.2 zur Modellvalidierung eingesetzte Niederspannungsimpulsgenerator zwischen den beiden Leitern angeschlossen. Dieser soll die Teilentladung am Prüfobjekt emulieren. Durch den Impulsgenerator können im Vergleich zu realen Teilentladungen definierte Impulsamplituden eingestellt werden. Die Beträge der Signalamplituden der Sensoren werden mit den Hochpassfiltern aus Tabelle 5.1 gefiltert und erfasst. Dabei wird die Dämpfung nach

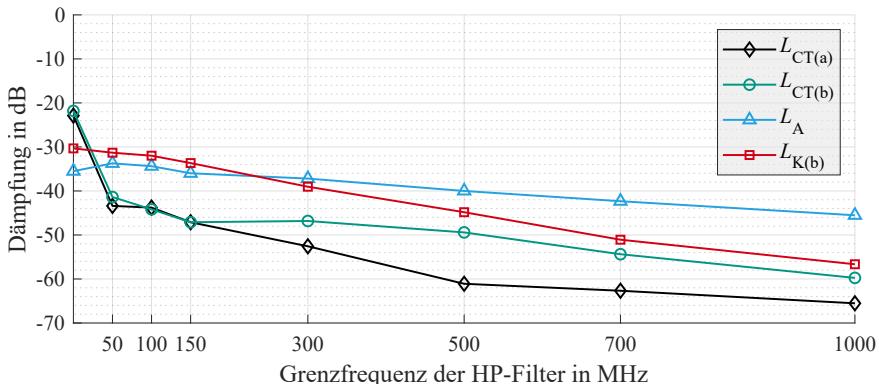
$$L = 20 \log \left( \frac{|S_{\text{Sensor,S}}|}{|U_{\text{LVPG,S}}|} \right) \quad (5.14)$$

bestimmt und in dB angegeben. Die Spitzenvwerte der Messsignale aller Sensoren  $S_{\text{Sensor,S}}$  werden auf die maximale gemessenen Spannungswert  $U_{\text{LVPG,S}}$  des Niederspannungsimpulses bezogen. Dieser beträgt

$$U_{\text{LVPG,S}} = 6,2 \text{ V}. \quad (5.15)$$

Die Ergebnisse sind in Abbildung 5.5 dargestellt. Auf der horizontalen Achse sind die verwendeten Hochpassfilter anhand ihrer Grenzfrequenz aufgetragen. Auf der vertikalen Achse ist die Signaldämpfung dargestellt. Nahezu alle Sensoren weisen ihre geringste Dämpfung ohne Hochpassfilter auf. Je größer die Grenzfrequenz der Hochpassfilter desto stärker nimmt die Signaldämpfung zu. Das Signal der Antenne  $s_A$  und des kapazitiven UHF-Kopplers  $s_{K(b)}$  weisen schon ohne Hochpassfilter eine deutlich höhere Dämpfung als die HFCT-Signale auf. Dies liegt an der deutlich höheren unteren Grenzfrequenz der Sensoren im Vergleich zu den HFCTs. Das HFCT-Signal  $s_{\text{CT}(a)}$  weist zudem im höheren Frequenzbereich eine deutlich stärkere Dämpfung als  $s_{\text{CT}(b)}$  auf. Die Dämpfung hängt immer auch von der Lage der Impulsquelle, der Sensoren, den Streuinduktivitäten und damit dem Stromfluss im Hochfrequenzbereich ab.

Um den realen Einfluss der Hochpassfilter festzustellen, wird der Versuch aus Abbildung 5.4, mit Vorkonfektionierung der Messsignale durch Hochpassfilter, wiederholt. Dazu werden alle Sensorsignale vor der Erfassung durch das Oszilloskop mit einem Hochpassfilter mit  $f_g = 500 \text{ MHz}$  gefiltert. In Abbildung 5.6 sind die Ergebnisse der Messkurven für eine Zeitspanne von  $\Delta t = 10 \text{ s}$  dargestellt. Im



**Abbildung 5.5:** Einfluss der Hochpassfilter auf die Dämpfung des Messsignals.

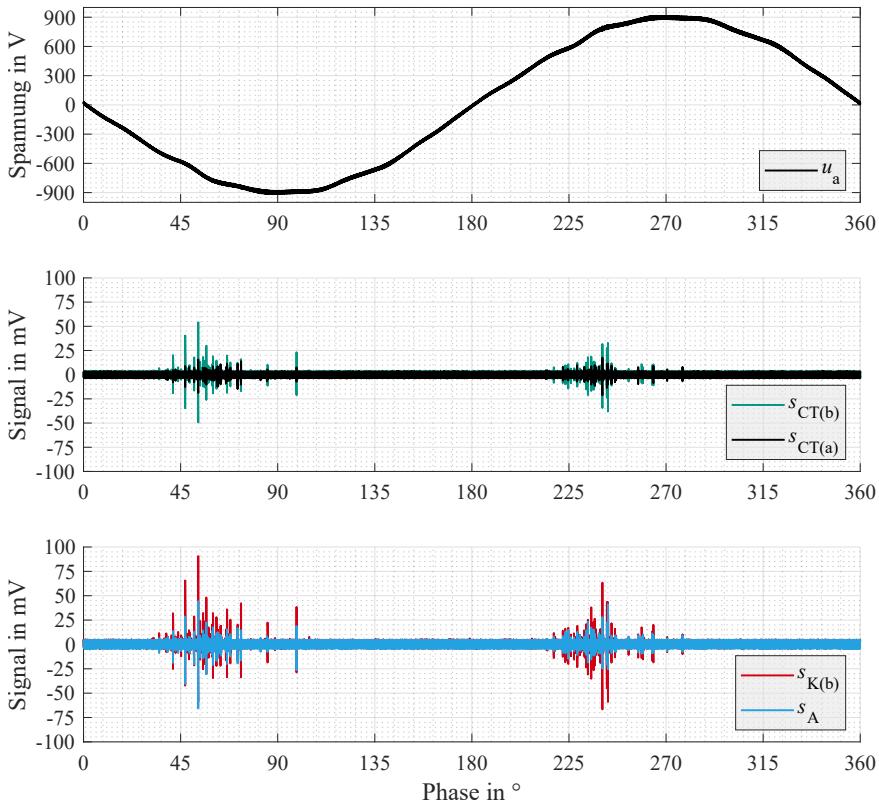
oberen Diagramm ist die Prüfspannung  $u_a$  bei einer Frequenz von  $f = 50$  Hz über der Phasenlage aufgetragen. In den unteren beiden Diagrammen sind die Messsignale der HFCT, der Antenne und des kapazitiven UHF-Kopplers dargestellt. Auch bei einer Hochpassfilterung mit einer Grenzfrequenz von  $f_g = 500$  MHz sind die Teilentladungen bei allen Sensoren messbar<sup>3</sup>.

Im Vergleich zur Messung ohne Filter ist der Signalpegel bei allen Sensoren erwartungsgemäß deutlich geringer. Die Signale des kapazitiven Sensors  $s_{K(b)}$  weisen den höchsten Spitzenwert auf und übersteigen auch den Spitzenwert des Antennensignals  $s_A$ . Dies weicht von der erwarteten Amplitude durch den Vorversuch in Abbildung 5.5 ab. Dabei muss beachtet werden, dass der Impulsgenerator nicht exakt an der Fehlstelle des Prüfobjekts kontaktiert werden kann. Im Frequenzbereich über 500 MHz kann dies einen deutlichen Einfluss auf die Signalwege haben.

Das HFCT-Signal  $s_{CT(a)}$  ist hingegen, wie durch die Messung aus Abbildung 5.5 erwartet, deutlich schwächer als das HFCT-Signal  $s_{CT(b)}$ . Unter Berücksichtigung des Messaufbaus aus Abbildung 5.1, wird die Ausgleichsladung in diesem Frequenzbereich überwiegend vom kapazitiven UHF-Koppler bereitgestellt. Dies kann zum einen an den HF-Eigenschaften des kapazitiven UHF-Kopplers und zum anderen an den längeren Kabelwegen und damit höheren Streuinduktivitäten, zum Koppelkondensator liegen. Außerdem dürfen in diesem Frequenzbereich die parasitären Eigenschaften des Prüfobjektes ebenfalls nicht vernachlässigt werden.

Bei der Messung in höheren Frequenzbereichen ist es von großer Wichtigkeit, die hochfrequenten Signalwege zu erfassen. Nur so können die Sensoren mit der bestmöglichen Empfindlichkeit positioniert werden. Ein Niederspannungsimpulsgenerator stellt dafür ein nützliches Hilfsmittel dar.

<sup>3</sup>Untersuchungen zu diesem Themengebiet wurden auch in der betreuten Abschlussarbeit [172] und der eigenen Veröffentlichung [157] publiziert.

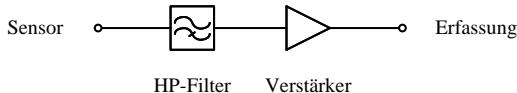


**Abbildung 5.6:** Phasenaufgelöste Teilentladungsmessung der HFCT (mittig), der Antenne und des kapazitiven UHF-Kopplers (unten), mit jeweils  $f_g = 500$  MHz Hochpassfilter. Die Prüfspannung beträgt  $\hat{u} = 900$  V mit einer Frequenz von  $f = 50$  Hz (oben).

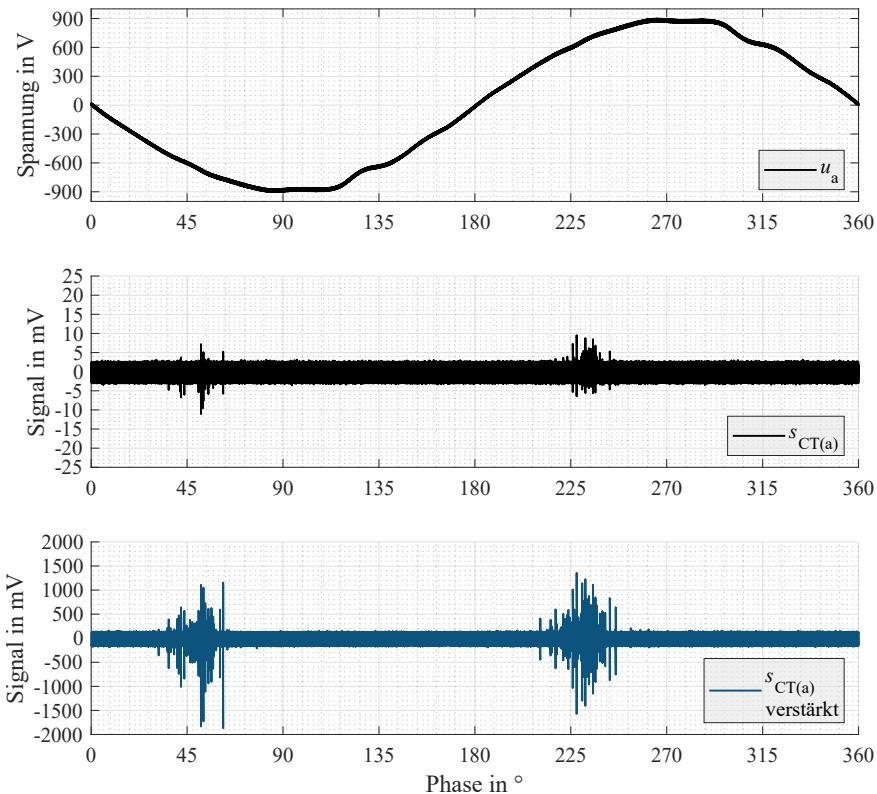
### 5.3.4 Einfluss des Signalverstärkers

Das HFCT-Signal  $s_{CT(a)}$  aus Abbildung 5.6 soll aufgrund des niedrigen SNR weiter untersucht werden. Um das SNR dieses Signales zu verbessern, wird der Signalverstärker aus Abschnitt 5.2.1 eingesetzt. Dazu wird an der gleichen Stelle von HFCT(a) ein weiterer baugleicher HFCT eingebracht. Ein HFCT wird wie in der Messung aus Abbildung 5.6 mit dem 500-MHz-Hochpassfilter an das Oszilloskop angeschlossen. Der andere HFCT wird nach Abbildung 5.7 zunächst mit einem 500-MHz-Hochpassfilter vorgefiltert und anschließend verstärkt.

Die Messergebnisse sind in Abbildung 5.8 dargestellt. An den Versuchsaufbau wird wieder eine Spannung von  $\hat{u} = 900$  V bei  $f = 50$  Hz angelegt. Die Messkurven werden ebenfalls für  $\Delta t = 10$  s übereinandergelegt. Im mittleren Diagramm ist



**Abbildung 5.7:** Aufbau der Signalkonditionierung mit einer Kaskadierung aus 500-MHz-Hochpassfilter und Verstärker.



**Abbildung 5.8:** Phasenaufgelöste Teilentladungsmessung des HP-gefilterten HFCT ohne Verstärker (mittig), des HP-gefilterten HFCT mit Verstärker (unten). Die Prüfspannung beträgt  $\hat{u} = 900 \text{ V}$  mit einer Frequenz von  $f = 50 \text{ Hz}$  (oben).

das Messsignal  $s_{\text{CT}(a)}$  des hochpassgefilterten HFCT ohne Verstärkung dargestellt. Die Messergebnisse decken sich wie zu erwarten mit denen aus Abbildung 5.6. Im unteren Diagramm sind die Messwerte für das Signal des hochpassgefilterten und verstärkten HFCT dargestellt. Die Impulse werden von beiden HFCT überein-

stimmend erfasst. Die Signalpegel des Messsignals des verstärkten HFCT ist wie zu erwarten deutlich höher. Das SNR kann durch die Signalverarbeitung nach Abbildung 5.7 ebenfalls deutlich verbessert werden. Dies zeigt sich im direkten Vergleich des mittleren und unteren Diagramms in der höheren Empfindlichkeit des verstärkten Messsignals. Der Materialaufwand steigt durch die zusätzlichen, mit dem Verstärker auch aktiven, Komponenten jedoch an.

## 5.4 TE-Messung bei umrichtererzeugter Prüfspannung

Nachdem in Abschnitt 5.3 die Eignung der Sensoren zur Messung von TE im höheren Frequenzbereich festgestellt wurde, wird in diesem Abschnitt die Messung mit einer umrichterbasierten Prüfquelle untersucht. Dazu wird der Versuchsaufbau nach Abbildung 5.2 herangezogen. Als Prüfquelle wird die SiC-Prüfquelle aus Kapitel 3 eingesetzt. Der Gatevorwiderstand wird zu  $R_{G(ext)} = 50\Omega$  gewählt. Die dadurch entstehende Spannungsanstiegs geschwindigkeit von  $du/dt \approx 4\text{kV}/\mu\text{s}$  ist so gewählt, dass keine Spannungsüberschwinger erzeugt werden. Die Ergebnisse sind in Abbildung 5.9 dargestellt. Für eine übersichtliche Darstellung werden die Messkurven für  $\Delta t = 10\text{s}$  übereinander gelegt. Die Prüfspannung ist im oberen Diagramm in Abbildung 5.9 dargestellt. Bei den Spitzen handelt es sich nicht um Spannungsüberschwinger, sondern Auswirkungen der TE auf die Spannungsmessung.

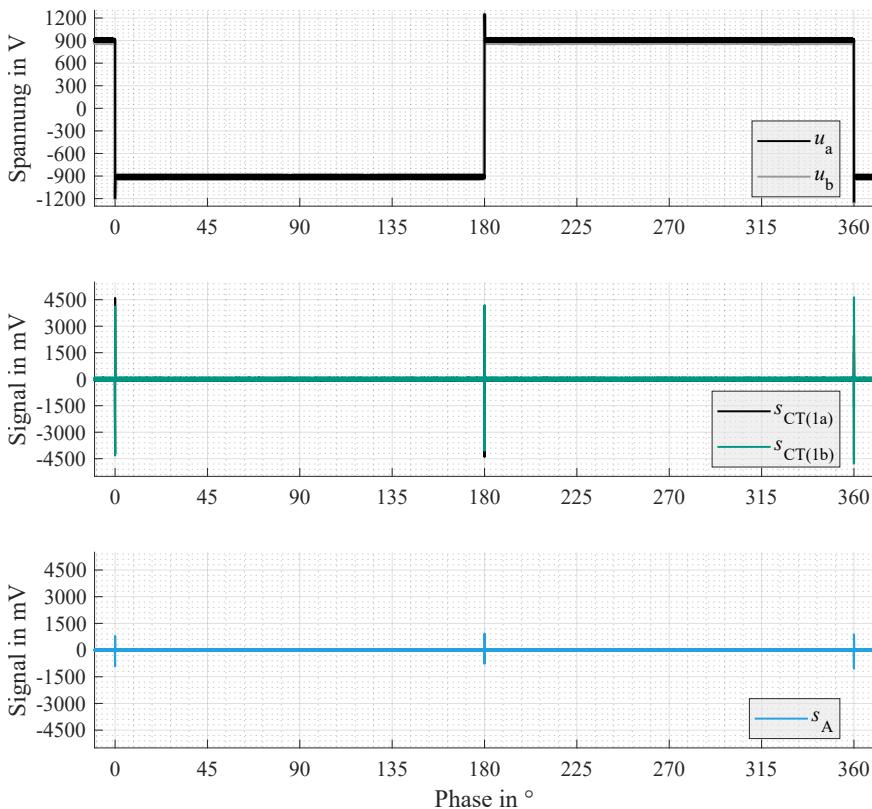
Im mittleren Diagramm sind die Signale  $s_{CT(1a)}$  und  $s_{CT(2a)}$  der HFCT aufgetragen. Bei der Messung wird pro Sensor ein 50-MHz-Hochpassfilter zur Vorkonditionierung des Signals eingesetzt. Dadurch können die Störeinflüsse des Umrichters in diesem Fall vollständig unterdrückt werden<sup>4</sup>. Im Vergleich zur Messung bei sinusförmiger Prüfspannung aus Abbildung 5.4 ist klar zu erkennen, dass die maximale Signalspannung der Sensoren trotz der Vorfilterung deutlich höher ist. Außerdem treten die Teilentladungen ausschließlich in den Umschaltmomenten des Wechselrichters auf.

Im unteren Diagramm ist das Sensorsignal der Antenne über der Phasenlage aufgetragen. Im Vergleich zu den Signalen der HFCT ist der Signalpegel, bei einer Vorfiltierung mittels 50-MHz-Hochpassfilter, erwartungsgemäß geringer. Dennoch kann auch hier eine höhere Intensität, als bei der Anregung der TE durch eine sinusförmige Prüfspannung, festgestellt werden.

Die grundlegenden Effekte der Teilentladungen, angeregt durch rechteckförmige Prüfspannungen, werden anhand experimenteller Untersuchungen in diesem Abschnitt erläutert. Basierend auf der TE-Impulsform und der Charakterisierung der Umrichterstörungen wird die praxisorientierte Auswahl des idealen Hochpassvorfilters erläutert. Außerdem wird die Polarität der Prüfspannungspulse behandelt.

---

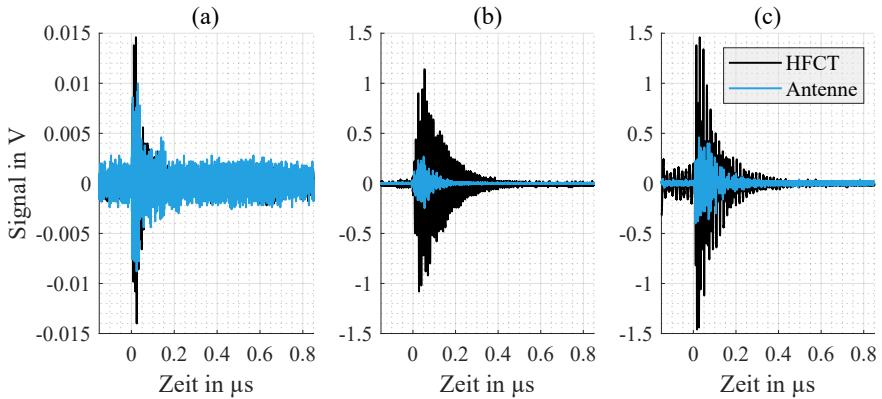
<sup>4</sup>Der Einfluss der Umrichterstörung wird in Abschnitt 5.4.2 behandelt.



**Abbildung 5.9:** Rechteckförmige Prüfspannung bei einer Frequenz von  $f = 50$  Hz (oben), phasenaufgelöste Teilentladungsmessung der HFCT (mittig) und der Antenne (unten), mit jeweils 50-MHz-Hochpassfilter.

#### 5.4.1 Vergleich der TE-Pulsform

Um Teilentladungen von Störern sicher unterscheiden zu können, muss die Impulsform der Teilentladungen untersucht werden. Dazu werden TE-Impulse, welche mit sinusförmiger Prüfspannung angeregt werden, mit TE-Impulsen, welche durch die umrichterbasierten Prüfquellen angeregt werden, verglichen. Als Prüfaufbau wird Abbildung 5.2 herangezogen. Für die Messungen werden je nach Bedarf die Prüfquellen ausgetauscht. Bei der Messung mit sinusförmiger Prüfspannung wird der Prüfquelle ein Kondensator als transiente Ladungsquelle parallelgeschaltet. Ausgewertet werden jeweils die Signale der Antenne  $s_A$  und des HFCT  $s_{CT(1a)}$ . Die TE werden in allen Fällen, unabhängig von der Spannungsform, durch eine Prüfspannung mit einem Spitzenwert von  $U_S = 900$  V angeregt.



**Abbildung 5.10:** Teilentladungsimpulse im Zeitbereich mit 50-MHz-HP-Filter.  
 (a) angeregt durch sinusförmige Prüfspannung mit  $f = 50$  Hz.  
 (b) angeregt durch SiC-Quelle mit rechteckförmiger Prüfspannung bei  $f = 50$  Hz.  
 (c) angeregt durch IGBT-Prüfquelle mit rechteckförmiger Prüfspannung bei  $f = 50$  Hz.

### Zeitbereich

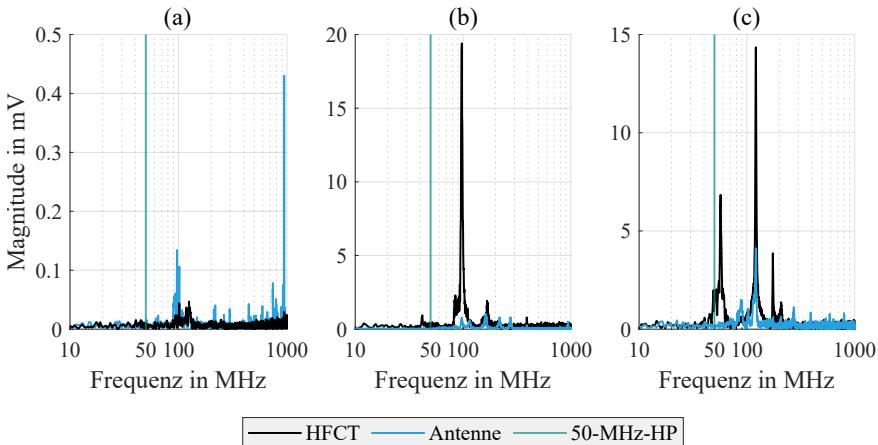
Abbildung 5.10 vergleicht die Teilentladungsimpulse im Zeitbereich. In schwarz ist das Messsignal des HFCT und in blau das der Antenne dargestellt. Um Störungen durch die Prüfquellen zu vermeiden, werden alle Signale mit einem 50-MHz-Hochpassfilter vorgefiltert.

In Abbildung 5.10 (a) ist ein TE-Impuls bei Anregung durch sinusförmige Prüfspannung bei 50 Hz dargestellt. Die Spitze-Spitze-Spannung des HFCT-Signals beträgt  $S_{CT(a),SS} = 28,6$  mV und die des Antennensignals  $S_{A,SS} = 15,7$  mV.

Abbildung 5.10 (b) zeigt einen TE-Impuls, welcher durch die SiC-Prüfquelle angeregt wird. Als Prüfspannung wird eine Rechteckspannung mit  $f = 50$  Hz, wie sie in Abbildung 5.9 dargestellt ist, verwendet. Die Spannungssteilheit ist so gewählt, dass keine Überschwinger auftreten. Die Spitze-Spitze-Werte der Messsignale sind mit  $S_{CT(1a),SS} = 2220$  mV und  $S_{A,SS} = 516$  mV um ein vielfaches höher als in Abbildung 5.10 (a). Die Abklingzeit der Hochpassfilter steigt durch die höhere Amplitude ebenfalls etwas an. In beiden Fällen ist das Signal der HFCT deutlich stärker als das der Antenne.

In Abbildung 5.10 (c) sind die Ergebnisse für die Anregung durch die IGBT-Prüfquelle dargestellt. Als Prüfspannung kommt ebenfalls eine Rechteckspannung mit  $f = 50$  Hz zum Einsatz. Die Spannungsanstiegs geschwindigkeit beträgt  $du/dt \approx 7\text{ kV}/\mu\text{s}$ . Es entsteht ein Überschwinger von etwa 50 %. Die Spitze-Spitze-Werte der Signale sind mit  $S_{CT(1a),SS} = 2970$  mV und  $S_{A,SS} = 860$  mV in einem ähnlichen Bereich wie bei (b). Auch die Abklingzeit stimmt weitestgehend überein.

Teilentladungen lassen sich im Frequenzbereich  $f > 50$  MHz in allen Fällen deutlich erfassen. Der Signalpegel bei sinusförmiger Anregung ist deutlich gerin-



**Abbildung 5.11:** Teilentladungsimpulse im Frequenzbereich mit 50-MHz-HP-Filter. (a) angeregt durch sinusförmige Prüfspannung mit  $f = 50$  Hz. (b) angeregt durch SiC-Quelle mit rechteckförmiger Prüfspannung bei  $f = 50$  Hz. (c) angeregt durch IGBT-Prüfquelle mit rechteckförmiger Prüfspannung bei  $f = 50$  Hz.

ger als bei Anregung durch umrichtererzeugte Prüfspannungen. Diese Ergebnisse bestätigen die Beobachtungen anderer Versuche z.B. aus [32] oder [110].

### Frequenzbereich

Um die Signale im Frequenzbereich weiter zu analysieren, wird für die erfassten Signale im Zeitbereich aus Abbildung 5.10 eine FFT nach Abschnitt 5.2.2 durchgeführt. Die Ergebnisse sind in Abbildung 5.11 dargestellt. Die Grenzfrequenz der Hochpassfilter von  $f_g = 50$  MHz ist in grün eingezzeichnet.

Bei der Anregung durch eine sinusförmige Prüfspannung in Abbildung 5.11 (a) ist die Magnitude erwartungsgemäß am geringsten. Prägnante Frequenzbereiche des Antennensignals liegen im Bereich von  $f \approx 90\ldots125$  MHz. Die Ausschläge im höheren Frequenzbereich des Antennensignals sind auf Störungen aus der Umgebung zurückzuführen, da die Messung nicht in einer geschirmten Umgebung durchgeführt wurde. Auffällig ist, dass die Magnitude des Antennensignals bei  $f \approx 90$  MHz die des HFCT-Signals deutlich übersteigt. Im Bereich um  $f \approx 125$  MHz ist hingegen das HFCT-Signal dominanter.

Bei Anregung durch die SiC-Prüfquelle, in Abbildung 5.11 (b), sind charakteristische Frequenzen bei  $f \approx 100$  MHz und  $f \approx 170$  MHz zu erkennen. Auch im höheren Frequenzbereich sind Signalanteile sichtbar. Die Störungen des Antennensignals fallen aufgrund der insgesamt größeren Amplitude nicht so stark ins Gewicht.

In Abbildung 5.11 (c) ist das Ergebnis für die Anregung mit der IGBT-

Prüfquelle dargestellt. Der Ausschlag im Frequenzbereich bei  $f \approx 50\text{ MHz}$  ist durch den nicht vollständig gefilterten Störeinfluss durch die Schaltvorgänge der Prüfquelle bedingt. Die größten Ausschläge des TE-Signals finden sich bei den Frequenzen  $f \approx 121\text{ MHz}$ ,  $f \approx 174\text{ MHz}$  und  $f \approx 208\text{ MHz}$ . Zudem hat das Antennensignal, wie bei (a) und (b), ebenfalls einen Frequenzanteil bei  $f \approx 90\text{ MHz}$ .

Insgesamt verschiebt sich der messbare Signalanteil einer TE bei Anregung durch eine Umrichterspannung eher in Richtung höherer Frequenzbereiche. Gleichzeitig können auch gemeinsame Frequenzbereiche festgestellt werden. Die Störeinflüsse durch Umrichter mit steilen Anstiegszeiten und Überschwingern können ebenfalls festgestellt werden.

## Multidomäne

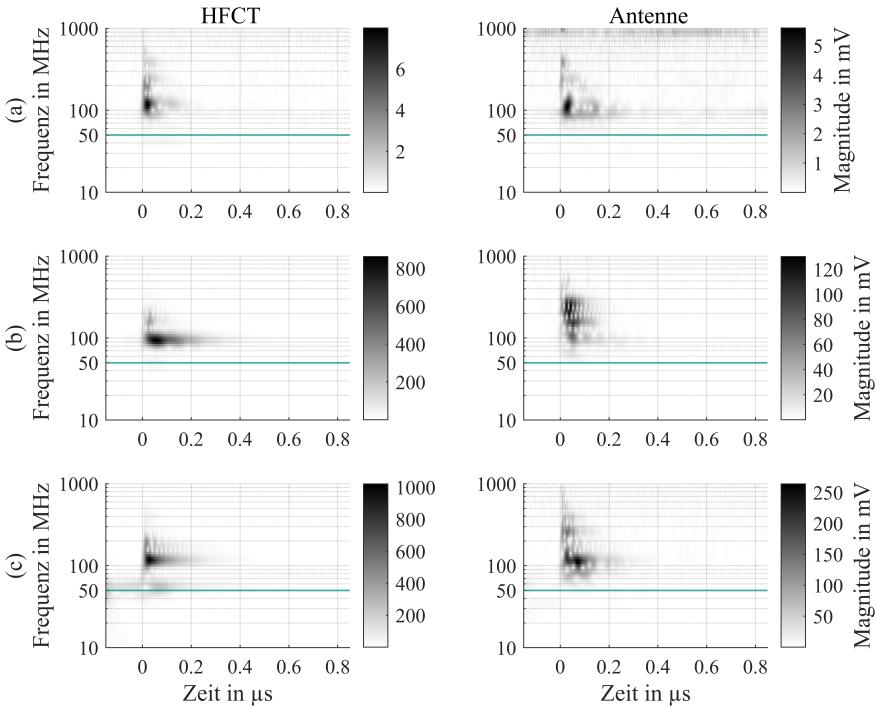
Für die kombinierte Betrachtung im Zeit- und Frequenzbereich wird für die Zeitsignale aus Abbildung 5.10 die kontinuierliche Wavelet-Transformation nach Abschnitt 5.2.2 angewendet. Die Ergebnisse sind als Skalogramme in Abbildung 5.12 dargestellt. In der linken Spalte sind dabei die HFCT-Signale und in der rechten Spalte die Antennensignale aufgetragen. Die Grenzfrequenz der 50-MHz-Hochpassfilter ist in grün eingezzeichnet. Zu beachten ist die unterschiedliche Skalierung der Magnituden, um eine vergleichende Betrachtung der Signalanteile zu ermöglichen.

Die Auswirkungen des TE-Impulses, angeregt durch die Sinusspannung in Zeile (a), erstrecken sich direkt zu Beginn der Entladung sowohl für das HFCT-Signal als auch für das Antennensignal bis in den hohen dreistelligen MHz-Bereich. Im Skalogramm sind im GHz-Bereich die Störpulse, welche auch bei der Analyse im Frequenzbereich festgestellt wurden, sichtbar. Die Störamplitude ist nicht abhängig vom Teilentladungsimpuls und verteilt sich über die gesamte Zeitachse.

Bei Anregung durch die SiC-Prüfquelle in Zeile (b) ist die höchste Amplitude des HFCT-Signals ebenfalls direkt nach Einsetzen der Teilentladung festzustellen. Die erfassten Frequenzanteile sind augenscheinlich geringer als in (a). Dies kann aber auch auf die unterschiedliche Skalierung zurückzuführen sein. Mit dem Antennensignal wird über einen größeren Zeitraum ein größeres Frequenzspektrum erfasst.

Die Ergebnisse für die Anregung mit der IGBT-Prüfquelle sind in Zeile (c) dargestellt. Erwartungsgemäß ähneln sie den Ergebnissen in Zeile (b), wobei das Antennensignal hier einen deutlich höheren Ausschlag liefert. Im HFCT-Signal ist zudem bei  $f \approx 50\text{ MHz}$  der Einfluss der Umrichterstörung wahrzunehmen.

Insgesamt lässt sich durch die Wavelet-Transformation ein detaillierter Einblick in die Zeit- und Frequenzanteile eines TE-Impulses erlangen. Im Bereich  $f > 50\text{ MHz}$  bestehen unabhängig von der Prüfspannungsform große Ähnlichkeiten hinsichtlich der enthaltenen Frequenzanteile. Der Signalpegel ist jedoch für die Anregung mit rechteckförmiger Prüfspannung deutlich höher.

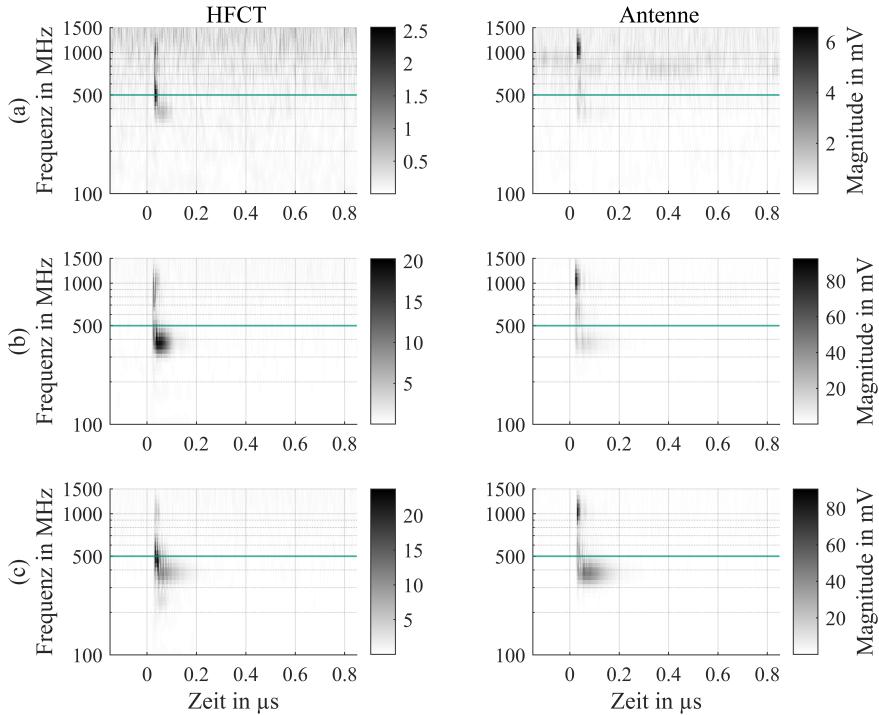


**Abbildung 5.12:** Kombinierte Betrachtung der TE-Impulse im Zeit- und Frequenzbereich mit 50-MHz-Hochpassfilterung. Links HFCT-Signale, rechts Antennensignale. (a) angeregt durch sinusförmige Prüfspannung mit  $f = 50$  Hz. (b) angeregt durch SiC-Quelle mit rechteckförmiger Prüfspannung bei  $f = 50$  Hz. (c) angeregt durch IGBT-Prüfquelle mit rechteckförmiger Prüfspannung bei  $f = 50$  Hz.

### Messung im UHF-Bereich

Die Eigenschaften der Teilentladungen im höheren Frequenzbereich sollen ebenfalls untersucht werden. Dazu werden die Sensorsignale mit einem 500-MHz-Hochpassfilter vorgefiltert. So sollen alle Einflüsse unter dieser Frequenz ausgeblendet werden. In Abbildung 5.13 sind die Skalogramme der Wavelet-Transformationen dargestellt. In grün ist die Grenzfrequenz der Hochpassfilter eingezeichnet.

Die Signalamplitude ist, besonders bei Anregung durch die sinusförmige Prüfspannung in Zeile (a) sehr gering. Der Einsatz des Verstärkers aus Abschnitt 5.3.4 könnte hier vorteilhaft sein. Dennoch kann sowohl bei der HFCT- als auch bei der Antennenmessung die Teilentladung im Skalogramm deutlich erkannt werden. Der Einfluss der Störer im Frequenzbereich über 500 MHz wird ebenfalls



**Abbildung 5.13:** Kombinierte Betrachtung der TE-Impulse im Zeit- und Frequenzbereich mit 500-MHz-Hochpassfilterung. Links HFCT-Signale, rechts Antennensignale. (a) angeregt durch sinusförmige Prüfspannung mit  $f = 50$  Hz. (b) angeregt durch SiC-Quelle mit rechteckförmiger Prüfspannung bei  $f = 50$  Hz. (b) angeregt durch IGBT-Prüfquelle mit rechteckförmiger Prüfspannung bei  $f = 50$  Hz.

deutlich. Auch unterhalb der Grenzfrequenz des Hochpassfilters sind Signalanteile erkennbar.

In Zeile (b) sind die Skalogramme für einen TE-Impuls mit Anregung durch die SiC-Quelle dargestellt. Die Signalamplituden sind deutlich höher, als bei sinusförmiger Anregung. Dies bestätigt die vorhergehenden Beobachtungen. Vergleicht man die Signalamplituden mit den Skalogrammen aus Abbildung 5.12 kann festgestellt werden, dass im UHF-Bereich die Signalamplitude des Antennensignals im Vergleich zum HFCT-Signal dominanter ist. Außerdem treten auch hier die stärksten Signalanteile unter der Grenzfrequenz des Hochpassfilters auf.

Bei Anregung durch die IGBT-Prüfquelle in Zeile (c) zeigt sich ein ähnliches Verhalten wie bei der Anregung mit der SiC-Prüfquelle. Die TE-Impulse können

in den Skalogrammen auch hier deutlich erkannt werden. Der Störeinfluss der Prüfquelle kann weitestgehend unterdrückt werden.

Die Teilentladungen können auch bei einer Vorfilterung der Signale mit 500-MHz-Hochpassfiltern mit den eingesetzten Sensoren deutlich detektiert werden. Im Bereich um  $f = 1\text{ GHz}$  liegt ein relevanter Signalanteil, welcher aufgrund der oberen Grenzfrequenz der HFCT durch die Antenne besser erfasst werden kann. Generell stimmt, abgesehen von den Signalamplituden, der Frequenzgehalt der TE-Signale im Bereich von 500 MHz bis 1,5 GHz prüfquellenunabhängig weitgehend überein.

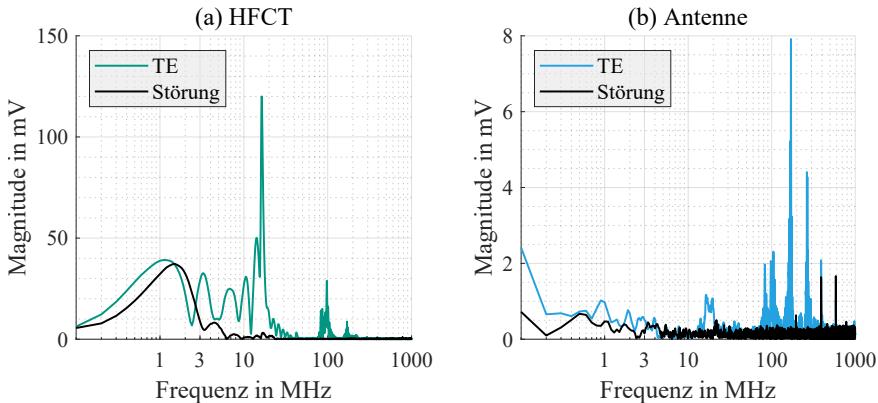
#### 5.4.2 Charakterisierung der Störimpulse

Die größte Störquelle bei der Teilentladungsmessung mit umrichterbasierten Prüfquellen wird durch den Schaltvorgang der Halbleiter erzeugt. Um dennoch zuverlässig Teilentladungen messen zu können, müssen diese Störungen untersucht werden. Dazu kommt der Messaufbau aus Abbildung 5.2 zum Einsatz. Das Verhalten der Schaltstörung hängt signifikant vom Verhalten der Prüfquelle und dem Prüfobjekt ab. Mit der SiC- und der IGBT-Prüfquelle werden exemplarisch zwei Prüfquellen mit einem Drahttwist als Prüfobjekt untersucht. Die Störungen durch das Schalten der Halbleiter haben hauptsächlich eine Auswirkung auf den unteren Frequenzbereich. Aus diesem Grund tragen auch die Eigenschaften der Sensorik zur Störunterdrückung bei. In diesem Zusammenhang ist vor allem die untere Grenzfrequenz relevant. Für die Untersuchung dieses Umstandes wird die Antenne und ein HFCT weiter betrachtet.

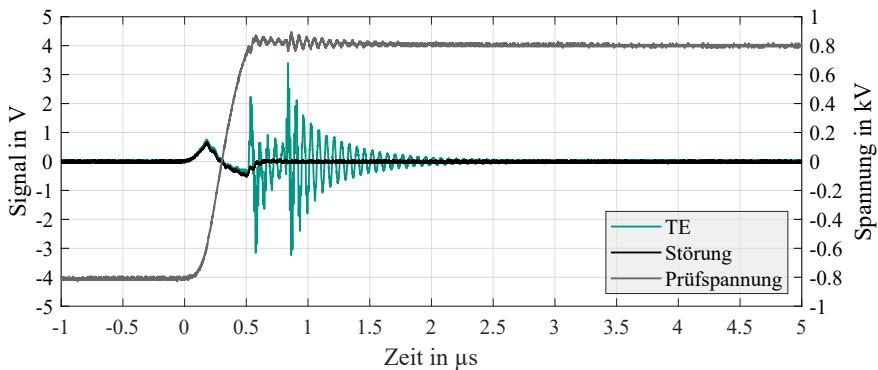
##### **SiC-Prüfquelle**

Für die Versuche wird eine Rechteckspannung mit einer Frequenz von  $f = 50\text{ Hz}$  verwendet. Die SiC-Prüfquelle wird, wie in den vorherigen Versuchen, mit einem Gatevorwiderstand von  $R_G = 50\Omega$  betrieben. Bei der sich einstellenden Spannungsanstiegsgeschwindigkeit von  $du/dt = 2,4\text{ kV}/\mu\text{s}$  ist der Überschwinger quasi vernachlässigbar. Die Signale des HFCT  $s_{\text{CT}(1a)}$  und der Antenne  $s_A$  werden im Zeitbereich gemessen und mittels FFT in den Frequenzbereich transformiert. Die Ergebnisse sind in Abbildung 5.14 dargestellt. Zur Messung der Störung wird der Zwischenkreis zunächst mit  $U_{\text{ZK}} = 600\text{ V}$  betrieben. Diese Spannung liegt unterhalb der TE-Einsetzspannung des Prüflings.

Die Störsignale sind in Abbildung 5.14 (a) für den HFCT und in Abbildung 5.14 (b) für die Antenne in schwarz dargestellt. Zum Vergleich wird in beide Diagramme ein gemessener TE-Impuls bei einer Zwischenkreisspannung von  $U_{\text{ZK}} = 800\text{ V}$  eingezeichnet. Der Störeinfluss durch das Umschalten wird dabei ebenfalls erfasst. Die Teilentladung ist bei der Antennenmessung in allen Frequenzbereichen deutlich vom Störpegel zu unterscheiden. Zudem wird auch hier deutlich, dass das Antennensignal einen deutlich niedrigeren Signalpegel aufweist. Diese Ergebnisse lassen darauf schließen, dass die untere Grenzfrequenz der Antenne als Hochpass bereits ausreicht, um Teilentladungen bei gegebenem Prüfobjekt und gegebener Konfiguration der Prüfquelle, zuverlässig zu detektieren.



**Abbildung 5.14:** Störeinfluss der SiC-Prüfquelle ohne Vorfilterung im Frequenzbereich. (a) Messung mittels HFCT, TE in grün, Störung in schwarz. (b) Messung mittels Antenne, TE in blau, Störung in schwarz.



**Abbildung 5.15:** Störeinfluss aus Abbildung 5.14 (a) im Zeitbereich. Zusätzlich ist zur Orientierung die Prüfspannung in grau eingezeichnet.

Beim HFCT-Signal ist eine deutliche Unterscheidung erst bei einem Frequenzbereich  $f > 3 \text{ MHz}$  möglich. Um dieses Ergebnis genauer zu verifizieren, wird in Abbildung 5.15 die Messung des HFCT-Signals im Zeitbereich betrachtet. Die untere Grenzfrequenz des HFCT, bezogen auf eine 3-dB-Signaldämpfung<sup>5</sup>, ist mit 3 MHz deutlich niedriger als bei der Antenne. Um den Störeinfluss besser zu lokalisieren, ist zur Orientierung exemplarisch die Prüfspannung bei einer Zwischenkreisspannung von  $U_{ZK} = 800 \text{ V}$  in grau aufgetragen.

<sup>5</sup>Der niedrigste messbare Frequenzbereich des HFCT ist mit 1 kHz angegeben.

Es ist zu beachten, dass sowohl bei der Messung der Störung in schwarz, als auch bei den gemessenen Teilentladungen im Umschaltmoment des Umrichters von  $t \approx 0$  bis  $t \approx 0,5$  ns der Umladestrom deutlich erkennbar ist. Insgesamt werden zwei Teilentladungsimpulse erfasst. Die erste Teilentladung tritt bei  $t \approx 0,5$   $\mu$ s auf. Bei  $t \approx 0,9$   $\mu$ s folgt eine weitere Teilentladung. Auch in der Messung der Prüfspannung kann die Auswirkung der Teilentladung als Schwingung wahrgenommen werden. Vermutlich wirken die parasitären Kapazitäten des Differenztastkopfes in diesem Frequenzbereich ähnlich wie ein kapazitiver UHF-Sensor.

Trotz der messbaren Störung im Frequenzbereich  $f < 3$  MHz können die Teilentladungen in diesem Fall auch ohne Vorfilterung erfasst werden. Dennoch empfiehlt es sich, zur Verbesserung der Empfindlichkeit, einen Hochpassfilter als Vorfilter einzusetzen. Der Hochpassfilter mit der niedrigsten zur Verfügung stehenden Grenzfrequenz wird durch  $f_g = 50$  MHz charakterisiert. Durch Vorfilterung des HFCT-Signals mit diesem Filter kann die Störung für den konkreten Fall nahezu vollständig eliminiert werden.

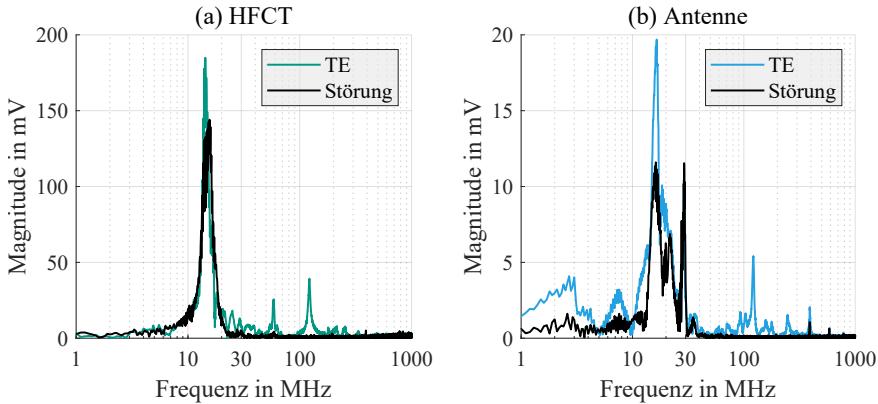
Die SiC-Prüfquelle kann auch deutlich schnellere Spannungsanstiegsgeschwindigkeiten der Prüfspannung zur Verfügung stellen. Die Störung ist sehr stark von dieser Schaltgeschwindigkeit abhängig. Daher ist die Evaluation eines optimalen, universell einsetzbaren Vorfilters für Messungen mit dieser Quelle nicht weiter sinnvoll. Die Vorfilter müssen für jede Spannungsanstiegsgeschwindigkeit individuell angepasst und verifiziert werden.

### IGBT-Prüfquelle

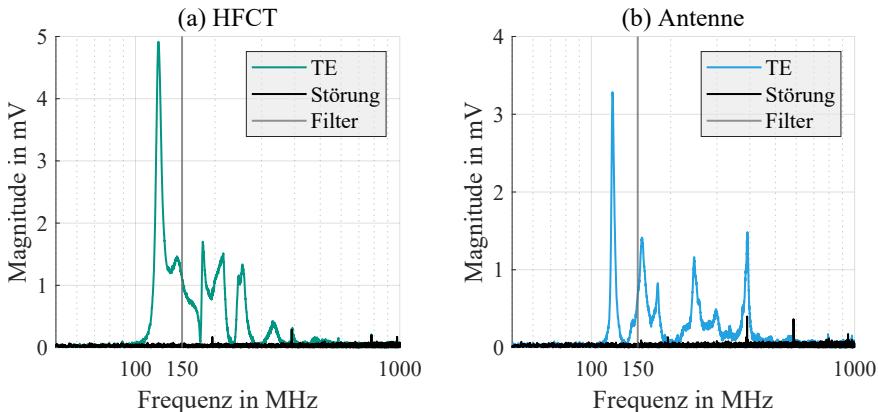
Das Verhalten der Störungen durch die IGBT-Prüfquelle soll ebenfalls betrachtet werden. Mit der IGBT-Prüfquelle kann die Spannungsanstiegsgeschwindigkeit nicht aktiv variiert werden. Auch die 3-Level-Topologie der Prüfquelle kann einen Einfluss auf die Störungen haben. In diesem Versuch wird ebenfalls eine rechteckförmige Ausgangsspannung mit einer Frequenz von  $f = 50$  Hz eingestellt. Für die Messung der Störung wird die Zwischenkreisspannung zu  $U_{ZK} = 500$  V gewählt, was unterhalb der TE-Einsetzspannung liegt. Durch die schnellere Spannungsanstiegsgeschwindigkeit von  $du/dt \approx 6$  kV/ $\mu$ s an den Prüflingsklemmen ist generell mit einem weiten Frequenzbereich der Störungen zu rechnen. Auch die vorhandenen Spannungsüberschwinger nehmen Einfluss auf das Störverhalten. Um Sensorsignale mit Störung und Teilentladungsimpulsen zu messen, wird die Zwischenkreisspannung auf  $U_{ZK} = 600$  V erhöht.

In Abbildung 5.16 sind die Ergebnisse ohne Vorfilterung der Sensorsignale im Frequenzbereich dargestellt. Dabei ist in Abbildung 5.16 (a) das HFCT-Signal einer Teilentladung in grün und das Störsignal in schwarz aufgetragen. In Abbildung 5.16 (b) gilt entsprechendes für das Antennensignal.

Bei beiden Sensoren ist eine Detektion der Teilentladung für  $f < 30$  MHz nur schwer möglich, da die Störung in diesem Frequenzbereich große Amplituden annimmt. Das Antennensignal weicht in diesem Frequenzbereich vom HFCT-Signal ab. Dies kann auf die unterschiedlichen Spezifikationen der Sensortypen hinsichtlich der unteren Grenzfrequenz zurückgeführt werden. Die Teilentladung kann für beide Sensoren im Bereich  $f > 30$  MHz deutlich separiert werden.



**Abbildung 5.16:** Störeinfluss der IGBT-Prüfquelle ohne Vorfilterung im Frequenzbereich. (a) Messung mittels HFCT, TE in grün, Störung in schwarz. (b) Messung mittels Antenne, TE in blau, Störung in schwarz.



**Abbildung 5.17:** Störeinfluss der IGBT-Prüfquelle mit 150-MHz-Hochpassfilterung im Frequenzbereich. (a) Messung mittels HFCT, TE in grün, Störung in schwarz. (b) Messung mittels Antenne, TE in blau, Störung in schwarz.

Um den Einfluss der Prüfquelle nahezu vollständig zu unterdrücken, werden die Sensorsignale vorgefiltert. Dazu kommen 150-MHz-Hochpassfilter zum Einsatz. Die Ergebnisse sind analog zu Abbildung 5.16 in Abbildung 5.17 dargestellt. Die Grenzfrequenz des Filters ist in grau eingezzeichnet. Mit der Hochpassfilterung gelingt es den Störeinfluss für beide Sensoren im unteren Frequenzbereich

nahezu vollständig zu unterdrücken. Die Teilentladungen können somit eindeutig detektiert werden.

### Auswahl idealer Filtertopologie

Ein universell einsetzbarer idealer Filter kann, wie durch die vorherigen Messungen gezeigt, nicht pauschal ermittelt werden. Die verwendete Prüfquelle hat durch ihre Parameter, wie die Spannungsanstiegsgeschwindigkeit und die Spannungsumschwinger, einen fundamentalen Einfluss auf das Störspektrum im unteren Frequenzbereich. Die Eigenschaften des Prüfobjekts haben ebenfalls einen Einfluss auf Parameter, wie z.B. die Spannungsumschwinger. Zudem können Dämpfungseffekte oder kapazitive Kopplungen, gerade bei induktiven Prüflingen, das messbare Signal beeinflussen. Im oberen Frequenzbereich kommt es insbesondere beim Einsatz von Antennen zu Störungen durch Funkfrequenzen. Um diese Störquelle zu unterdrücken, können Bandpassfilter oder eine geschirmte Umgebung eingesetzt werden.

Generell empfiehlt es sich, die Grenzfrequenz der Hochpassfilter so gering wie möglich zu wählen. So kann das Spektrum des TE-Messsignals maximal ausgenutzt werden. Um die optimale Grenzfrequenz zu ermitteln, kann das Verfahren aus Abschnitt 2.3.3 eingesetzt werden. Es hat sich dabei in der Praxis gezeigt, dass eine simultane Betrachtung der Messsignale im Zeit- und Frequenzbereich sinnvoll ist. Zudem sollte bei Messungen im höheren Frequenzbereich eine geschirmte Umgebung für die Messungen gewählt werden.

#### 5.4.3 Einfluss der Prüfspannung auf das TE-Verhalten

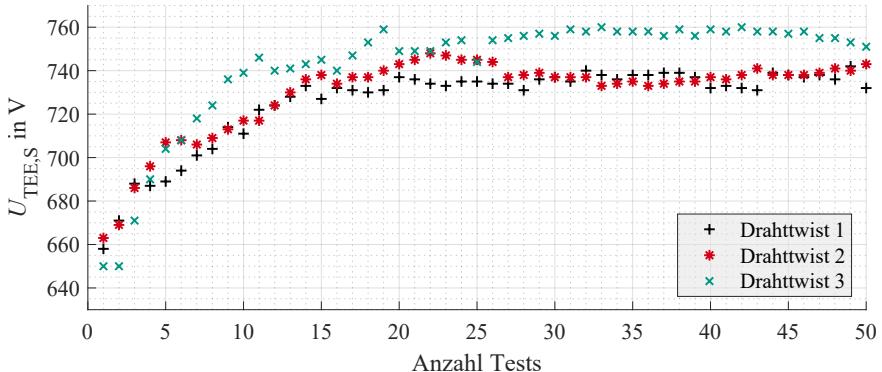
In diesem Abschnitt wird der Einfluss der Prüfspannung auf die messbaren Eigenschaften der Teilentladungen untersucht. Dazu wird die Einwirkdauer der Prüfspannung, die Polarität und die Spannungsanstiegsgeschwindigkeit betrachtet. Für die Versuche wird der Messaufbau nach Abbildung 5.2 verwendet.

### Konditionierung

Bei der klassischen Teilentladungsdiagnostik kann in einigen Fällen beobachtet werden, dass die Intensität der Teilentladungen bei zunehmender Dauer der Prüfung bei gleichbleibender Prüfspannung abnimmt oder die Teilentladungen komplett erloschen. Man spricht in diesem Fall von einer Konditionierung des Prüfobjekts. Dieser Effekt ist bei unimprägnierten Drahttwisten besonders ausgeprägt [9] und wird deshalb weiter untersucht<sup>6</sup>. Um den Effekt der Konditionierung messtechnisch zu erfassen, wird an bisher ungeprüften Testobjekten die Prüfspannung so lange erhöht, bis eine Teilentladung messbar ist. Der Spitzenwert der gemessenen Prüfspannung wird als Einsetzspannung  $U_{TEE,S}$  definiert. Die Spannung wird sofort heruntergefahren bis die Teilentladungen erloschen. Direkt im Anschluss

---

<sup>6</sup>Die Prüfobjekte werden bei allen anderen Versuchen ausreichend vorkonditioniert, sofern nicht anders angegeben.



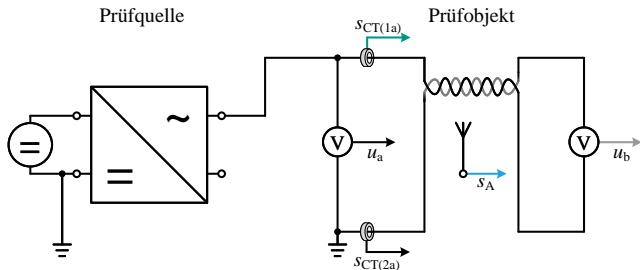
**Abbildung 5.18:** Konditionierungseffekt bei drei verdrillten Leiterpaaren, nach eigener Veröffentlichung [154].

wird die Spannung wieder erhöht, bis erneut eine Teilentladung gemessen werden kann. Dieses Vorgehen wird in dieser Messreihe 50 mal wiederholt.

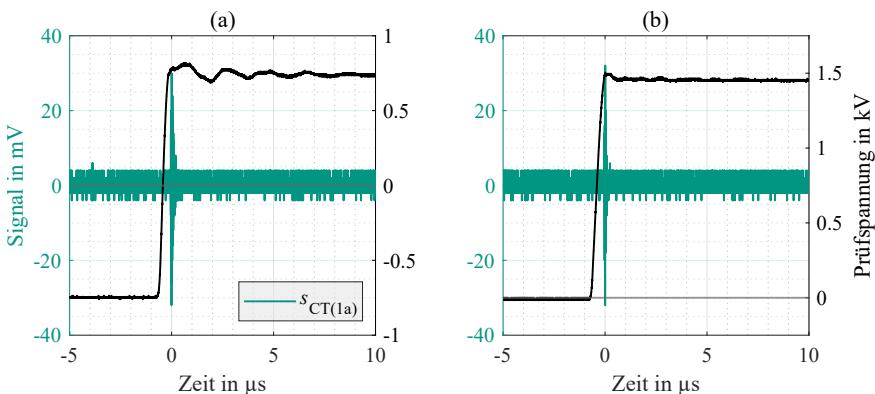
Die gemessenen Einsetzspannungen für jeden Test sind in Abbildung 5.18 dargestellt. Insgesamt werden drei identische Drahttwiste direkt nach der Herstellung untersucht. Die Ergebnisse stammen aus der eigenen Veröffentlichung [154]. Die Einsetzspannung steigt zunächst und konvergiert schließlich zu einem stationären Wert. Nach einer längeren Pause von mehreren Stunden kann der Effekt in der Regel wieder beobachtet werden. In [9] wird vermutet, dass durch Raumladungsbildungen im Luftspalt zwischen den Lackschichten der verdrillten Drähte die Fehlstellen homogenisiert werden, bis sich eine stationäre Einsetzspannung einstellt. Die Raumladungsbildung tritt nach [22] und [15] vor allem bei Gleichspannungen und Prüfwechselspannungen mit Gleichspannungsanteil auf. Bei höheren Frequenzspektren wird die Raumladung nach [15] vermutlich nicht durch die Elektrode, sondern durch ein TE-Ereignis direkt im Luftspalt auf der Oberfläche des Lackdrahtes emittiert. Die hohe Resistivität des Isolierlackes erklärt die Rekombinationszeit von mehreren Stunden.

## Polarität

In der DIN IEC/TS 69134 [137] werden bipolare Prüfspannungen zur Teilentladungsdiagnostik empfohlen. Sofern es nicht anders möglich ist, dürfen aber auch unipolare Prüfspannungen verwendet werden. Für die experimentelle Untersuchung der Polarität der Prüfspannung wird die SiC-Prüfquelle verwendet. Die Spannungsanstiegs geschwindigkeit wird so gewählt, dass keine Spannungsüberschwinger auftreten. Für die Erzeugung der unipolaren Prüfspannung wird der Aufbau aus Abbildung 5.2 nach Abbildung 5.19 modifiziert. Dabei wird der Prüfling zwischen einer Phase der Prüfquelle und Erde angeschlossen. Die Gleichspannungsquelle wird am negativen Anschluss ebenfalls geerdet. Unter Berücksichti-



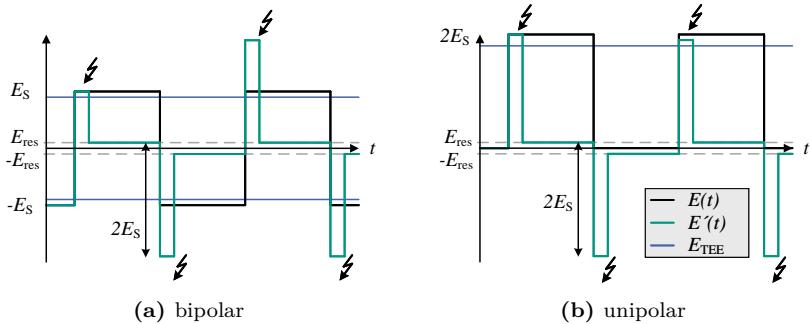
**Abbildung 5.19:** Einphasiger Betrieb der SiC-Prüfquelle zur Erzeugung unipolaler Prüfspannung.



**Abbildung 5.20:** Einfluss der Polarität der Prüfspannung auf die TE-Einsetzspannung. Die TE-Signale werden durch einen HFCT mit 50-MHz-Hochpassfilter erfasst. (a) bipolare und (b) unipolare Prüfspannung.

gung von Abbildung 3.8 ist es so möglich, mit einer Halbbrücke einen unipolaren Puls zu schalten. Die maximal zulässige Spitze-Spitze-Spannung reduziert sich dadurch auf die Hälfte. Da Spannungsüberschlinger vermieden werden, wird die maximale Prüfspannung, bei verbauten 1,7-kV-MOSFETs, auf  $U_{max} = 1,6$  kV festgelegt. Diese Festlegung ist aus leistungselektronischer Sichtweise unkonventionell. Für den normalen Betrieb eines Wechselrichters würden deutlich höhere Sicherheitsmargen gewählt werden. Die Festlegung der maximalen Prüfspannung muss immer individuell für jedes Prüfobjekt, unter Berücksichtigung aller Parameter erfolgen.

Der Einfluss der Polarität der Prüfspannung auf die Einsetzspannung wird in Abbildung 5.20 untersucht. Dazu wird die Prüfspannung so lange erhöht, bis es zum ersten Teilentladungsereignis kommt. Das gemessene Teilentladungssi-



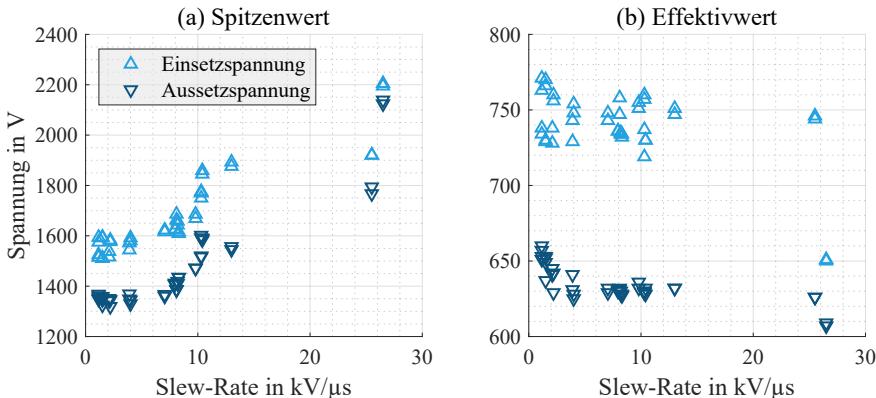
**Abbildung 5.21:** Feldverlauf im Luftspalt zwischen den verdrillten Leitern nach [22] bei TE in grün. Feldverlauf ohne TE in schwarz.

gnal  $s_{CT(1a)}$  ist neben der Prüfspannung für die bipolare Versorgung in Abbildung 5.20 (a) und für die unipolare Prüfspannung in Abbildung 5.20 (b) dargestellt. Die Teilentladungseinsetzspannung wird als Spitze-Spitze-Wert angegeben und beträgt für (a)  $u_{a,ss} = 1528\text{ V}$ . Für (b) beträgt die Einsetzspannung  $u_{a,ss} = 1520\text{ V}$ . Die Zwischenkreisspannung beträgt bei (a)  $U_{ZK} = 712\text{ V}$  und für (b)  $U_{ZK} = 1455\text{ V}$ . Bei unipolarer Prüfspannung wird die doppelte Zwischenkreisspannung benötigt, um den gleichen Spannungshub wie bei der bipolaren Prüfspannung zu erreichen. Wird die Einsetzspannung durch den Spitze-Spitze-Wert der Prüfspannung definiert, ist die Polarität dieser unerheblich.

In [15] wird dieser Effekt ebenfalls beobachtet. Als Erklärungsansatz wird hier der Feldverlauf im Luftspalt zwischen den verdrillten Leitern betrachtet. Dieser ist in Abbildung 5.21 dargestellt. Die Feldverteilung  $E(t)$  wie sie ohne Teilentladung auftreten würde, ist dabei in schwarz eingezeichnet und alterniert, bedingt durch die rechteckförmige Prüfspannung, zwischen  $-E_S$  und  $E_S$ . Wird die benötigte Feldstärke für die Bildung von Teilentladungen  $E_{TEE}$ , in blau eingezeichnet, überschritten, kann es bei vorhandenem Startelektron zu einer solchen kommen. Der Feldverlauf mit Teilentladungen  $E'(t)$  ist in grün dargestellt.

In Abbildung 5.21 (a) wird die bipolare Prüfspannung betrachtet. Nach Zündung der TE kommt es durch die Bildung von Raumladungen zu einer Absenkung des elektrischen Feldes im Luftspalt. Es gilt  $E_{res} \ll E_S$ . Das bedeutet auch, dass keine weiteren Teilentladungen gezündet werden, da  $E'(t) < E_{TEE}$  ist. Wird die Prüfspannung nun umgeschaltet, wird auch das Feld im Luftspalt um  $-2E_S$  verschoben. Dadurch wird  $E_{TEE}$  deutlich überschritten, was zur Bildung von Teilentladungen führt. Nach dem Zünden sinkt  $E'(t)$  wieder auf  $-E_{res}$  ab [15, 22].

Die Feldverteilung bei unipolarer Prüfspannung ist in Abbildung 5.21 (b) dargestellt. Nach dem Zünden der TE sinkt das Feld im Luftspalt wie bei der bipolaren Prüfspannung auf  $E_{res}$  ab. Das führt beim Umschalten der Prüfspannung zu einer negativen Feldverteilung. Ist dabei  $|E'(t)| > |E_{TEE}|$ , kommt es auch beim Umschalten der Prüfspannung auf Erdpotential zu Teilentladungen [15]. Für das Zünden der TE ist die Differenz und damit der Spitze-Spitze-Wert des elektrischen



**Abbildung 5.22:** Ein- und Aussetzspannung für verschiedene Spannungsanstiegsgeschwindigkeiten.

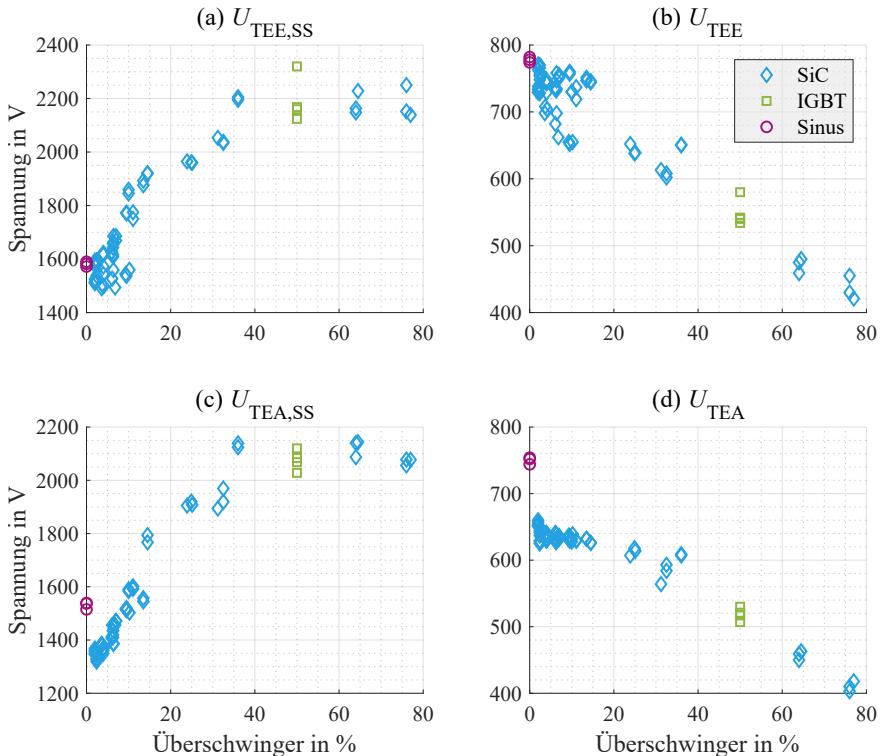
Feldes  $E_{ss}$ , entscheidend. Die unipolare Prüfspannung muss daher etwa doppelt so hoch wie bei bipolarer Prüfspannung sein.

### Spannungsanstiegsgeschwindigkeit

Durch die SiC-Prüfquelle ist es möglich den Einfluss der Spannungsanstiegs geschwindigkeit auf die Teilentladungen zu untersuchen. In Abbildung 5.22 ist die Einsetz- und Aussetzspannung für verschiedene Spannungsanstiegsgeschwindigkeiten dargestellt. Die Werte werden bei einer bipolaren Prüfspannung mit einer Frequenz von  $f = 1 \text{ kHz}$  bestimmt. In Abbildung 5.22 (a) wird der Spitze-Spitzen Wert  $U_{\text{TEE},ss}$ , bzw.  $U_{\text{TEA},ss}$  und in Abbildung 5.22 (b) der Effektivwert<sup>7</sup>  $U_{\text{TEE}}$ , bzw.  $U_{\text{TEA}}$ , betrachtet. Dieser Wert entspricht bei Blocktaktung in etwa dem Wert der Zwischenkreisspannung.  $U_{\text{TEE},ss}$  und  $U_{\text{TEA},ss}$  sind bei niedrigen Spannungsanstiegsgeschwindigkeiten etwa konstant. Bei steigender Slew-Rate erhöhen sich  $U_{\text{TEE},ss}$  und  $U_{\text{TEA},ss}$ . Bei Betrachtung der Effektivwerte  $U_{\text{TEE}}$  und  $U_{\text{TEA}}$  kann festgestellt werden, dass diese über einen größeren Bereich konstant sind. Bei sehr schnellen Spannungsanstiegsgeschwindigkeiten scheinen  $U_{\text{TEE}}$  und  $U_{\text{TEA}}$  zu sinken.

Da sich die Prüfspannungsform bei steigender Slew-Rate ändert, werden deren Auswirkungen weiter untersucht. Besonders die Spannungsüberschwinger nehmen bei steigender Spannungsanstiegsgeschwindigkeit zu. Aus diesem Grund werden in Abbildung 5.23 die Ein- und Aussetzspannungen über dem prozentualen Spannungsüberschwinger untersucht. Dabei sind neben der SiC-Prüfquelle auch Werte für die IGBT-Prüfquelle aufgetragen. Für die Messung bei Sinusspannung mit  $f = 50 \text{ Hz}$  wird ein Spannungsüberschwinger von 0 % definiert und ebenfalls be-

<sup>7</sup>Dieser entspricht näherungsweise dem Wert des Spanningsplateaus, welches in diesem Fall durch die Zwischenkreisspannung definiert wird.



**Abbildung 5.23:** Ein- und Aussetzspannungen bei verschiedenen Spannungsüberschwingen.

trachtet. Anstelle des Effektivwerts wird für die Sinusspannung jedoch der Spitzenwert betrachtet.

Der Spitz-Spitze-Wert der Einsetzspannung, dargestellt in Abbildung 5.23 (a) steigt mit steigendem Überschwinger zunächst an. Bei Überschwingen im Bereich von 50 % bis 80 % ist  $U_{\text{TEE,SS}}$  homogener. Die Effektivwerte der Einsetzspannung in Abbildung 5.23 (b) sinken hingegen ab. Auch die Werte, welche mit der IGBT-Prüfquelle und mit der sinusförmigen Prüfspannung gemessen werden, korrelieren gut mit dem Verlauf der anderen Messwerte.

Für den Spitz-Spitze-Wert der Aussetzspannung in Abbildung 5.23 (c) ergibt sich ein ähnlicher Verlauf wie in (a). Die Aussetzspannung liegt bei der SiC-Prüfquelle und der IGBT-Prüfquelle jedoch deutlich unter der Einsetzspannung. Der Verlauf der Effektivwerte in Abbildung 5.23 (d) ist ebenfalls vergleichbar zu (b). Bei sinusförmiger Prüfspannung ist die Aussetzspannung nur geringfügig niedriger als die Einsetzspannung.

Bei größeren Überschwingen in der Prüfspannung gleicht sich die Aussetz-

spannung immer mehr der Einsetzspannung an. Dies kann ein Indiz dafür sein, dass die Raumladungsbildung oder die Rekombination durch die schnell oszillierenden Spannungsüberschwinger beeinflusst wird.

## 5.5 Diskussion und Fazit

In diesem Kapitel werden die Möglichkeiten zur Messung von Teilentladungen im Frequenzbereich bis 1 GHz behandelt. Als Sensoren eignen sich sowohl induktive und kapazitive Wandler als auch Antennen mit geeigneter Bandbreite. Um Störungen, z.B. durch die Schaltvorgänge des Umrichters zu unterbinden, empfiehlt es sich Hochpassfilter hoher Ordnung als Vorfilter einzusetzen. Zur Verbesserung des SNR können zudem Signalverstärker in Kombination mit Hochpassfiltern genutzt werden.

Die Signale werden in dieser Arbeit mit einem Oszilloskop mit einer Bandbreite  $f_{bw} < 1,5 \text{ GHz}$  erfasst. Zur Datenauswertung eignet sich in erster Linie die Auswertung im Zeitbereich. Für weitergehende Analysen steht eine Auswertung im Frequenzbereich zur Verfügung. Durch die Wavelet-Transformation können die Signale im multidomänen Bereich, d.h. im Zeit- und Frequenzbereich, visualisiert werden. Mit diesen Auswertemethoden werden die Teilentladungsimpulse zunächst charakterisiert. Ziel ist es Gemeinsamkeiten und Unterschiede in der Signalform der gemessenen TE-Impulse, erzeugt durch Sinusspannung und Rechteckspannung mit  $f = 50 \text{ Hz}$ , zu ermitteln. Außerdem wird der HFCT mit der Antenne als Erfassungseinheit verglichen. Im Frequenzbereich erstrecken sich die Signalanteile in beiden Fällen bis in den GHz-Bereich. Es kann festgestellt werden, dass der Spitzenwert des TE-Impulses angeregt durch sinusförmige Prüfspannung deutlich geringer ist als bei Anregung durch eine Rechteckspannung.

Aufbauend auf diesen Ergebnissen wird ein Verfahren zur Ermittlung der benötigten Grenzfrequenz der Hochpassfilter vorgestellt. Dabei bietet sich eine Analyse im Frequenzbereich an. Die optimale Konfiguration muss für jeden Versuchsaufbau individuell ermittelt werden. Dies liegt daran, dass Effekte wie Spannungsüberschwinger, Signaldämpfung und parasitäre Eigenschaften stark von der Quelle, dem Prüfling und dem Prüfaufbau abhängen. Um Teilentladungen zu emulieren, kann ein breitbandiger Niederspannungsimpulsgenerator für das Verfahren der Empfindlichkeitsbestimmung nach [137] genutzt werden.

Auch der Einfluss der Prüfspannung auf das TE-Verhalten wird untersucht. Als Prüfobjekte werden verdrillte Leiterpaare verwendet. Dabei können einige Effekte beobachtet werden, die von einer Anregung der TE durch sinusförmige Prüfspannung abweichen. Zunächst kann ein Konditionierungseffekt der Teilentladungseinsetzspannung festgestellt werden. Die Einsetzspannung steigt bei fortschreitender Prüfdauer, bis sie zu einem Maximalwert konvergiert. Dieser Effekt ist nach [15] und [22] auf die Bildung von Raumladungen zurückzuführen.

Die Polarität der Prüfspannung wird ebenfalls untersucht. Es kann beobachtet werden, dass diese im Bezug auf den Spitz-Spitze-Wert der Teilentladungseinsetzspannung kaum eine Auswirkung hat. Bezogen auf den Spitzenwert der Prüfspannung muss diese im unipolaren Fall jedoch doppelt so hoch sein, wie bei bipolarer

Prüfspannung. Daher ist es empfehlenswert eine Prüfspannung zu definieren, die der Belastung des Prüfobjekts im Normalbetrieb nahekommt.

Die Auswirkungen der Spannungsanstiegsgeschwindigkeit der Prüfspannung hat ebenfalls eine Wirkung auf das Teilentladungsverhalten. Dabei ist vor allem der Spitzenwert des Spannungsüberschwingers von Bedeutung, welche unter anderem auch von der Spannungsanstiegsgeschwindigkeit der Prüfspannung abhängt. Mit steigendem Spannungsüberschwinger steigt auch die Teilentladungseinsetzspannung  $U_{TEE,SS}$  bezogen auf den Spitze-Spitze-Wert. Gleichzeitig wird durch die hohen Spannungsüberschwinger eine niedrigere Gleichspannung benötigt, um  $U_{TEE,SS}$  zu erreichen. Die Teilentladungsein- und aussetzspannung weichen bei rechteckförmiger Prüfspannung mit niedrigen Spannungsüberswingern voneinander ab. Von [22] und [15] wird dies ebenfalls durch die Bildung von Raumladungen und damit einer Verschiebung der elektrischen Feldbelastung erklärt. Für größere Spannungsüberschwinger in der Prüfspannung scheint sich die Teilentladungsein- und Aussetzspannung zu homogenisieren. Für sinusförmige Prüfspannungen tritt dieser Effekt ebenfalls nicht auf.

Durch die hier vorgestellten Untersuchungen kann ein grundlegender Messaufbau zur Teilentladungsdiagnostik bei umrichtererzeugten Prüfspannungen validiert werden. Ebenfalls können einige Unterschiede im Teilentladungsverhalten, bedingt durch die Prüfspannungsform, evaluiert werden. Ausblickend sind weitere Untersuchungen zu weiteren Einflüssen der Prüfspannung, wie z.B. der Variation der Frequenz, denkbar. Zusammenfassend lässt sich sagen, dass ein Prüfobjekt, welches mit Rechteckspannungen beansprucht wird, auch mit entsprechend angepassten Spannungsformen geprüft werden sollte. Eine Prüfung mit sinusförmiger Spannung führt nicht zu den selben Effekten wie die Prüfung mit Rechteckspannungen. Insbesondere die Anstiegsgeschwindigkeit der Prüfspannung sollte dem Betrieb des Prüfobjektes, z.B. an einem Umrichter, möglichst gut entsprechen. Zentrale Erkenntnisse und Unterschiede sind im Folgenden aufgelistet.

- Die Intensität der Teilentladung scheint bei rechteckförmiger Prüfspannung deutlich höher zu sein als bei sinusförmiger Prüfspannung.
- Für die Bildung einer Teilentladung ist die maximale Differenz des elektrischen Feldes relevant, welche durch den Spitze-Spitze-Wert der Prüfspannung  $U_{SS}$  definiert wird.  $U_{SS}$  liegt sowohl für unipolare als auch für bipolare Prüfspannungen bei gegebenem Prüfobjekt im gleichen Bereich.
- Je nach Messmethode der Prüfspannung, z.B. als Effektivwert, Spitzenwert oder Spitze-Spitze-Wert, hat die Polarität der Prüfspannung jedoch einen erheblichen Einfluss auf die resultierende angezeigte Einsetzspannung.
- Bei transienten Spannungsbeanspruchungen, z.B. kurzzeitigen Spannungsüberschwingern, ist eine höhere Spitze-Spitze-Prüfspannung erforderlich, um TE zu zünden.



## Kapitel 6

# HF-Teilentladungsdiagnostik an induktiven Prüflingen

### 6.1 Einleitung

Die TE-Diagnostik an elektrischen Maschinen wird bereits seit längerer Zeit im industriellen Umfeld eingesetzt. Dabei ist sie z.B. ein Bestandteil der Endkontrolle in der Fertigung oder der Zustandsbewertung von bereits installierten Maschinen [9, 82]. Dies betrifft vor allem Maschinen größerer Leistung [52, 101]. Die Optimierung der elektrischen Isolationssysteme von Elektromotoren, z.B. im Bereich der Elektromobilität, macht die TE-Diagnostik auch für Maschinen niedrigerer Leistungs- und Spannungsklassen interessant. Durch die Versorgung dieser Maschinen mit Wechselrichtern ist die TE-Messung im Gesamtkontext jedoch sehr komplex [11].

Bisher begrenzt sich die TE-Diagnostik daher überwiegend auf sinusförmige Prüfspannungen. Die Prüflinge werden in verschiedenen Konfigurationen einphasig elektrisch belastet. Dabei werden sie jedoch nicht derselben elektrischen Belastung ausgesetzt, wie sie bei einer realen Versorgung durch Wechselrichter auftritt. Aus diesem Grund werden die Grenzwerte bei der TE-Messung bei sinusförmiger Prüfspannung um Sicherheitsfaktoren ergänzt [126]. So soll gewährleistet werden, dass die elektrischen Isolationssysteme auch der Belastung durch Wechselrichter standhalten. Die TE-Diagnostik an drehenden Maschinen wird für Maschinen kleinerer Leistungsklassen, selbst mit sinusförmiger Prüfspannung, selten angewendet.

Mit der heute verfügbaren Messtechnik ist es möglich, Maschinen auch bei umrichtererzeugten Prüfspannungen auf Teilentladungen zu untersuchen. In diesem Kapitel wird das Vorgehen einer solchen Messung grundlegend erläutert. Dazu werden zunächst die elektrischen Beanspruchungsmechanismen des Isolationssystems und gängige Prüfaufbauten betrachtet. Die Spannungsverteilung in der elektrischen Maschine ist für die elektrische Beanspruchung des Isolationssystems ebenfalls von großer Wichtigkeit und wird daher für verschiedene Konfigurationen näher untersucht. Für einfache Untersuchungen bietet sich nach wie vor eine einphasige TE-Diagnostik an den Prüfobjekten an. Diese Untersuchungen sind

sehr vielfältig und werden daher im Bezug auf die bisherigen Erkenntnisse, welche sich auch in den betreuten Abschlussarbeiten [163, 172, 178] und der eigenen Veröffentlichung [148] widerspiegeln, weiter betrachtet.

Die TE-Messung an einer umrichtergespeisten elektrischen Maschine im Betrieb stellt die anspruchsvollste Variante der TE-Diagnostik dar. Gleichzeitig kommt sie dem realen Betrieb sehr nahe. Die in dieser Arbeit erlangten Erkenntnisse, zur Teilentladungsmessung an drehenden elektrischen Maschinen werden deshalb ebenfalls vorgestellt.

## 6.2 Stand der Technik

Teilentladungsmessungen an elektrischen Maschinen werden seit einigen Jahren in der Fachwelt kontrovers diskutiert [14, 35, 66, 68, 85, 107, 110, 111]. Viele Erkenntnisse können aufgrund der physikalischen Ähnlichkeit der Systeme aus der Betriebsmitteldiagnostik von Transformatoren abgeleitet werden [5, 26, 114]. Bei Niederspannungsmaschinen stehen, aufgrund der niedrigen Prüfspannungen, zudem viele messtechnische Methoden, beispielsweise aus der EMV-Prüftechnik zur Verfügung. Bei sinusförmiger Prüfspannung werden mit Normen wie der DIN EN 60034-27-1 [133] und der DIN EN 60034-27-2 [134] bereits grundlegende Informationen zur Teilentladungsdiagnostik an stehenden Maschinen und im Betrieb bereitgestellt.

Für die TE-Diagnostik bei impulsförmigen Spannungen oder Prüfspannungen die durch Umrichter erzeugt werden, wird hauptsächlich die DIN EN 60034-18-21 [125] und die DIN IEC/TS 60034-27-5 [136] herangezogen. Diese Werke befassen sich mit der TE-Diagnostik an stehenden elektrischen Maschinen<sup>1</sup>. Für die TE-Diagnostik an drehenden umrichtergespeisten elektrischen Maschinen<sup>2</sup> steht noch kein normatives Werk zur Verfügung.

Werden komplette Motoren oder Statoren als Prüfobjekte eingesetzt, sind neben den bisher betrachteten Aspekten vor allem die elektrische Belastung des Isoliersystems in der konkreten Geometrie relevant. Daraus ergibt sich eine Vielzahl von Messaufbauten, die sich zur Untersuchung der ermittelten Problembeziehe eignen. Die Empfindlichkeit der verwendeten Messsysteme ist für die TE-Diagnostik von großer Relevanz. Gerade bei induktiven Prüfobjekten, wie elektrischen Maschinen oder Transformatoren, ist die Ermittlung der Empfindlichkeit aufgrund der Dämpfung durch die Induktivitäten nicht trivial.

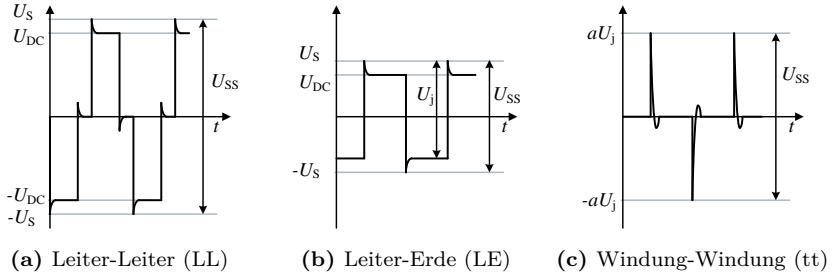
### 6.2.1 Elektrische Beanspruchung

Das elektrische Isoliersystem einer elektrischen Maschine wird vielfältig belastet. Die grundlegenden Beanspruchungen durch die Spannungsversorgung ist in Abschnitt 4.4 beschrieben. Für die Entstehung von Teilentladungen sind zudem nach DIN EN 60034-18-21 [125] und DIN IEC/TS 60034-27-5 [136] besonders

---

<sup>1</sup>In der Literatur oftmals auch als *offline TE-Messung*, bzw.

<sup>2</sup>*online TE-Messung* bezeichnet.



**Abbildung 6.1:** Spannungsbeanspruchung des EIS elektrischer Maschinen nach [126] und [136].

drei Spannungsbeanspruchungen relevant. Diese sind in Abbildung 6.1 schematisch für einen 2-Level-Umrichter dargestellt. In Abbildung 6.1 (a) ist die Spannungsbeanspruchung zwischen zwei Leitern unterschiedlicher Phasen aufgetragen. In einfach gewickelten Maschinen tritt diese Beanspruchung vor allem im Wickelkopf auf. Die Spitzenspannungen  $U_S$  und  $-U_S$  geben den Maximal- und Minimalwert der Prüfspannung inklusive der Spannungüberschwinger an. Der Gleichspannungsanteil wird als  $U_{DC}$  und  $-U_{DC}$  angegeben. Bei der Leiter-Leiter-Spannungsbeanspruchung entspricht der Gleichspannungsanteil nach

$$U_{DC} = U_{ZK} \quad (6.1)$$

in der Regel der Zwischenkreisspannung  $U_{ZK}$  der Prüfquelle. Die Spitze-Spitze-Spannung  $U_{SS}$  stellt ebenfalls eine relevante Größe dar. Sie wird durch

$$U_{SS} = U_S - (-U_S) \quad (6.2)$$

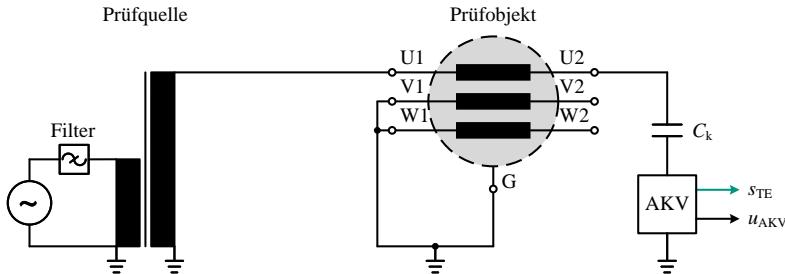
definiert und entspricht bei symmetrischer Beanspruchung damit  $U_{SS} = 2 \cdot U_S$ .

In Abbildung 6.1 (b) ist die Leiter-Erde-Spannung dargestellt. Diese tritt vor allem zwischen den Leitern und dem Stator, bzw. dem Gehäuse, auf. Als relevante Größen werden auch hier die Spitze-Spitze-Spannung  $U_{SS}$  und der Gleichspannungsanteil  $U_{DC}$  betrachtet. Gemäß Abschnitt 4.4 beträgt

$$U_{DC} = \frac{1}{2} \cdot U_{ZK}. \quad (6.3)$$

In [125] und [136] wird außerdem die Sprungspannung  $U_j$  definiert. Für die Beanspruchung der einzelnen Windungen zueinander ist diese Spannung maßgeblich.

In Abbildung 6.1 (c) ist der Spannungsverlauf zwischen zwei Windungen dargestellt. Der Teilungsfaktor  $a$  skaliert die Spannung zwischen den Wicklungen. Dabei ist zu beachten, dass  $a$  nichtlinear ist. Gerade bei schnellen Umschaltvorgängen und damit schnellen Spannungsanstiegsgeschwindigkeiten, fällt ein Großteil dieser Spannung über den ersten Windungen ab [136].



**Abbildung 6.2:** Messaufbau zur Teilentladungsdiagnostik an elektrischen Maschinen bei sinusförmiger Prüfspannung nach DIN EN 60034-27-1 [133].

## 6.2.2 Messaufbauten

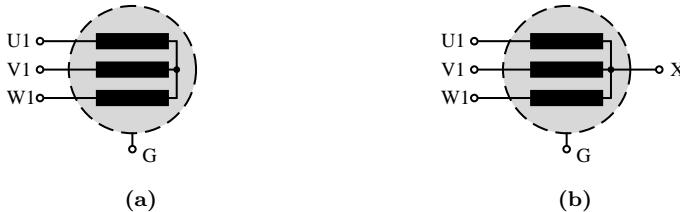
In [125, 133, 134, 136] ist eine Vielzahl von Mess- und Prüfaufbauten angegeben, die sich zur Untersuchungen der elektrischen Beanspruchungen aus Abschnitt 6.2.1 eignen. Dabei ist die Anzahl der Anschlussklemmen für die verfügbaren Schaltungskombinationen von großer Bedeutung. In dieser Arbeit werden Maschinen genutzt, bei der die Wicklung an beiden Enden zugänglich ist. Dies bietet den Vorteil, dass die Maschine vom Endanwender sowohl in Stern- als auch in Dreieckschaltung konfiguriert werden kann. Für die TE-Diagnose bietet es den Vorteil, dass sechs Anschlussklemmen zur Verfügung stehen und somit jede Spule separat betrachtet werden kann. Die in dieser Arbeit betrachteten Messaufbauten beziehen sich daher auf Maschinen mit sechs Anschlussklemmen.

### Messaufbau für sinusförmige Prüfspannung

Für die Teilentladungsdiagnose an elektrischen Motoren mit sinusförmiger Prüfspannung wird üblicherweise der in Abbildung 6.2 dargestellte Aufbau verwendet. Er kann der DIN EN 60034-27-1 [133] als Standardmessaufbau entnommen werden. Die Prüfspannung wird an einen Strang angelegt. Die anderen Stränge und das Gehäuse werden geerdet. Somit kann das LL- und LE-Isolationssystem untersucht werden. Eine Untersuchung des tt-Isolationssystems ist allerdings nicht möglich. Zur TE-Messung wird ein Koppelkondensator in Kombination mit einem AKV genutzt. Die gemessenen Signale sind üblicherweise das Teilentladungssignal  $s_{TE}$  und das Spannungssignal  $u_{AKV}$ . Die Prüfquelle wird im hochfrequenten Bereich durch die Induktivität des Motors vom Messaufbau entkoppelt. Die Teilentladungssignale breiten sich überwiegend über die Streukapazitäten des Motorprüfobjekts aus, welche zur besseren Übersichtlichkeit nicht eingezeichnet sind.

### Messaufbau für umrichtererzeugte Prüfspannung

Für die Teilentladungsdiagnose bei pulsförmigen oder durch Umrichter erzeugten Prüfspannungen wird in DIN IEC/TS 60034-27-5 eine Vielzahl verschiedener



**Abbildung 6.3:** Kategorisierung nach der Anzahl der von außen erreichbaren Anschlussklemmen der Prüfobjekte nach [136]. Drei Anschlussklemmen mit Gehäusekontakt in (a) und vier Anschlussklemmen mit Gehäusekontakt in (b).

Prüfaufbauten vorgeschlagen. Ziel ist es stets, das Prüfobjekt auf die drei Belastungsmechanismen aus Abschnitt 6.2.1 zu untersuchen. Dazu werden die Motorprüfobjekte hinschlich ihrer von außen erreichbaren Anschlussklemmen kategorisiert. Die in [136] betrachteten Möglichkeiten sind in Abbildung 6.3 dargestellt. Bei Maschinen mit drei Anschlussklemmen, dargestellt in Abbildung 6.3 (a), sind lediglich die Stranganschlüsse U1, V1 und W1 herausgeführt. Der Sternpunkt ist nicht zugänglich. Bei Maschinen mit vier Anschlussklemmen, dargestellt in Abbildung 6.3 (b), ist neben den Stranganschlüssen auch der Sternpunkt als Anschlussklemme herausgeführt. Bei beiden Varianten wird unter Umständen auch das Gehäuse kontaktiert, jedoch nicht als Anschlussklemme betrachtet.

Die möglichen Kombinationen aus [136] für die TE-Diagnostik an diesen Maschinen sind in Tabelle 6.1 dargestellt. Aus dem linken Tabellenabschnitt wird die Anschlusskonfiguration deutlich. Dabei steht HV für den Anschluss der Prüfspannung, G für die Erdung des entsprechenden Anschlusses und NA für einen nicht angeschlossenen Kontakt. Die Diagnose der elektrischen Belastungsarten mit den entsprechenden Anschlussmustern ist im mittleren Tabellenabschnitt durch X dargestellt. Bei Kennzeichnungen mit \* liegt nicht die volle Prüfspannung zur Diagnostik der entsprechenden elektrischen Belastung an. Für Maschinen mit drei Anschlussklemmen können die Anschlussmöglichkeiten mit nicht angeschlossenem Sternpunkt aus Tabelle 6.1 verwendet werden. Insgesamt stehen für jede Belastungsart mehrere Prüfmöglichkeiten zur Verfügung.

Bei den Motorprüfobjekten in dieser Arbeit sind alle Klemmen der Wicklungen zugänglich. Das bedeutet, dass insgesamt sechs Anschlussklemmen zur Verfügung stehen. In [136] werden lediglich Prüfobjekte mit bis zu vier Anschlüsse betrachtet. Die Vorteile bei der Diagnostik an Maschinen mit sechs Anschlussklemmen wird in [136] nicht weiter ausgeführt und daher in dieser Arbeit näher untersucht.

### 6.2.3 Kalibrierung und Empfindlichkeitsbestimmung

Für sinusförmige Prüfspannungen findet die Kalibrierung direkt an der Klemme, im Fall von Abbildung 6.2 also an U2, statt. Neben Störeinflüssen aus der Versorgungsseite werden durch die Motorinduktivität auch Signalanteile der Teil-

**Tabelle 6.1:** Anschlussmöglichkeiten für die Teilentladungsdiagnostik an Maschinen mit drei oder vier Anschlussklemmen U, V, W und Sternpunkt nach DIN IEC/TS 60034-27-5 [136].

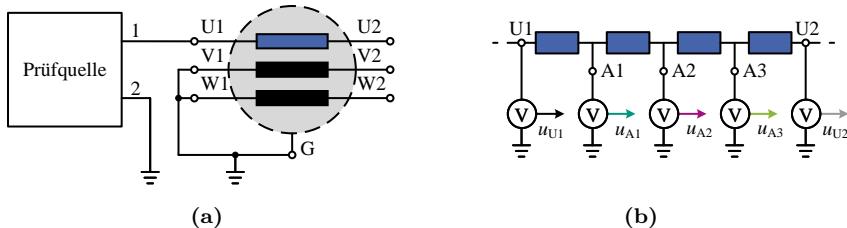
<b>U</b>	<b>V</b>	<b>W</b>	<b>Sternpunkt</b>	<b>Gehäuse</b>	<b>LL</b>	<b>LE</b>	<b>tt</b>
HV	G	G	G	G	*	*	X
HV	G	G	NA	G	*	X	X
HV	HV	G	G	G	*	*	X
HV	HV	G	NA	G	*	*	X
HV	G	G	G	NA	*	*	X
HV	G	G	NA	NA	X	*	*
HV	G	NA	G	G	*	*	X
HV	G	NA	NA	NA	X	*	*
HV	G	NA	G	NA	*	*	X
HV	G	NA	NA	G	*	X	X
HV	NA	NA	G	NA			X
HV	HV	HV	G	G	*	X	X
HV	HV	HV	NA	G		X	*
HV	HV	HV	G	NA	*	*	X

entladung gedämpft. Die Lage der Fehlstelle bezogen auf die Spulengeometrie ist somit nicht vernachlässigbar und muss bei der Diagnostik beachtet werden. Ladungswerte und Signalamplituden sind hier für die Intensität der Teilentladung wenig aussagekräftig.

Bei der Teilentladungsdiagnostik im höherfrequenten Bereich ist die Messung der Ladung bekanntlich nicht möglich. Neben dem Verfahren der Empfindlichkeitsbestimmung aus Abschnitt 2.3.3, stellt die technischen Spezifikation IEC TS 62478 [139] eine weitere Methode zur Empfindlichkeitsbestimmung zur Verfügung. Dieses Verfahren wird überwiegend für TE-Messungen an gasisolierten Schaltanlagen (GIS) angewendet. In DIN IEC/TS 60034-27-5 [136] wird auf das Verfahren allerdings auch für Motorprüfobjekte verwiesen.

Ziel ist es die Sensorsignale mit bekannten Werten realer Teilentladungen abzugleichen. Dazu wird im ersten Schritt am Prüfaufbau, z.B. in Abbildung 6.2, ein UHF-Teilentladungssensor nahe am Koppelkondensator angebracht. Der Aufbau wird nach DIN EN 60270 [127] kalibriert. An der gleichen Stelle wird nun eine künstliche Fehlstelle eingebracht. Die Spannung wird so lange erhöht, bis die Teilentladungen eine festgelegte Intensität erreicht haben. Die Höhe der Prüfspannung, die Intensität der Entladung in pC und das UHF-Sensorsignal in mV werden gespeichert. Es wird angenommen, dass das UHF-Sensorsignal der entsprechenden Ladungsintensität entspricht. Mit einem Niederspannungspulsgenerator (LVPG) wird anschließend versucht das gemessene UHF-Teilentladungssignal so genau wie möglich abzubilden. Die Einstellungen des LVPG werden auch hier gespeichert.

Im zweiten Schritt wird der Koppelkondensator entfernt. Das Prüfobjekt wird entsprechend des finalen Messaufbaus angeschlossen. Der parametrisierte LVPG



**Abbildung 6.4:** Aufbau zur Messung der Spannungsverteilung an der stehenden Maschine (a) mit Detailansicht der Messabgriffe in Strang U (b).

kann an beliebiger Stelle des Messaufbaus zur Kontrolle der festgelegten Intensitätsschwelle eingesetzt werden. Es ist üblich, diesen Wert zu Beginn entsprechend der gewünschten unteren Detektionsgrenze zu wählen. So kann das Messsystem hinsichtlich seiner Empfindlichkeit bewertet werden. Ein direkter Vergleich bezüglich den Ladungswerten, welche in der TE-Diagnostik klassisch als Vergleichsgrößen herangezogen werden, ist ebenfalls möglich.

### 6.3 Spannungsverteilung

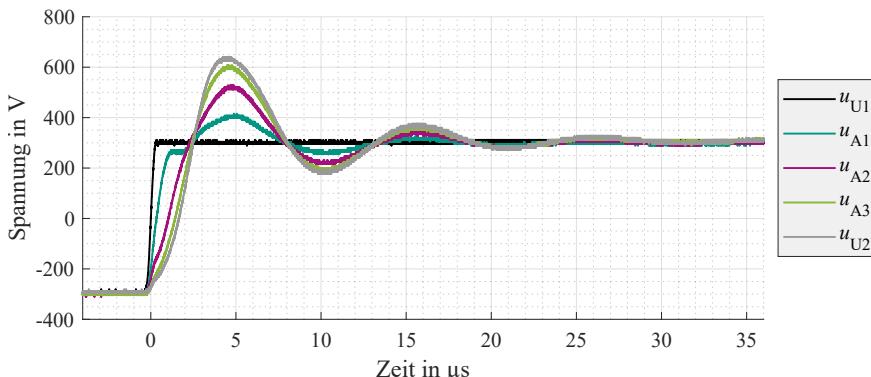
Die Spannungsverteilung innerhalb des Motorprüfobjektes ist für die differentielle Belastung des elektrischen Isoliersystems entscheidend. Bei induktiven Prüfobjekten und Prüfspannungen mit schnellen Anstiegszeiten korreliert die Spannungsaufteilung im Prüfling mit vielen Faktoren, wie z.B. der Spannungsanstiegszeit, Resonanzstellen oder der Prüfspannungsform. Auch der Prüfaufbau hat durch seine physikalischen Eigenschaften einen Einfluss auf die Spannungsverteilung. Generell wird für diese Untersuchung das bereits in Abschnitt 4.5 vorgestellte Motorprüfobjekt mit Messabgriffen im Strang U genutzt.

#### 6.3.1 Messung bei stehender Maschine

Die Spannungsverteilung wird zunächst bei Maschinen im Stillstand betrachtet. In den Untersuchungen werden vor allem rechteckförmige umrichtererzeugte Prüfspannungen untersucht. Da bei elektrischen Maschinen eine sinusförmige Betriebsspannung mit  $f = 50 \text{ Hz}$  immer noch weit verbreitet ist, wird die Spannungsverteilung bei dieser Spannungsform ebenfalls untersucht.

#### Versuchsaufbau

Für die Messung der Spannungsausbreitung der Maschine im Stillstand wird der Aufbau nach Abbildung 6.4 (a) herangezogen. Wie in Abschnitt 4.5 und Abbildung 4.5 erläutert, können die Verbindungsleitungen der Einzelpulen eines



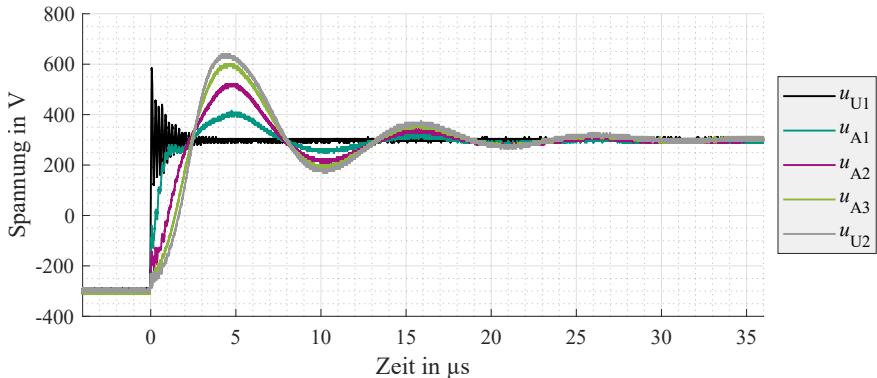
**Abbildung 6.5:** Spannungsverteilung gemessen an den Anschlüssen U1, A1, A2, A3 und U2 bei Einsatz der SiC-Prüfquelle mit  $U_{ZK} = 300$  V und einer vergleichsweise geringen Spannungsanstiegsgeschwindigkeit von  $du/dt = 1,2$  kV/ $\mu$ s.

Stranges herausgeführt werden, was für die Phase U des betrachteten Prüfobjekts durchgeführt wird. Durch die eingebrachten Messabgriffe ist es möglich die Spannung an jeder Einzelpule des Stranges U zu messen. Eine Detailansicht des Stranges U mit der Spannungsmessung ist in Abbildung 6.4 (b) dargestellt.

Durch die modulare Implementierung verschiedener Prüfquellen, können viele Einflüsse untersucht werden. Mit der SiC-Prüfquelle wird der Effekt unterschiedlicher Spannungsanstiegsgeschwindigkeiten auf die Spannungsverteilung im Prüfobjekt untersucht. Dazu wird eine rechteckförmige Prüfspannung eingesetzt, wobei die Steilheit der Spannungsflanke variiert werden kann. Der Anschluss des Prüfobjekts erfolgt an Phasenanschluss 1 und 2 der Prüfquelle. Der Einfluss verschiedener Modulationsarten auf die Spannungsverteilung wird mit der IGBT-Prüfquelle untersucht. Die Spannungsverteilung bei einer sinusförmigen Prüfspannung mit einer Frequenz von  $f = 50$  Hz wird ebenfalls untersucht.

## Ergebnisse

Zunächst wird die Spannungsverteilung unter Einsatz der SiC-Prüfquelle betrachtet. In Abbildung 6.5 ist die Spannungsverteilung aufgetragen. Um das Prüfobjekt zu schonen, wird die Zwischenkreisspannung zu  $U_{ZK} = 300$  V gewählt. Betrachtet wird ein Umschaltvorgang der Prüfspannung in der positiven Flanke. Die Spannungsmessung an U1 liefert ein nahezu ideales Rechtecksignal. Am Spannungsabgriff A1 ist die Spannungsanstiegsgeschwindigkeit bereits deutlich reduziert. Zudem kann eine Schwingung festgestellt werden, die mit ihrem Spitzenwert bei  $t \approx 5\mu s$  den Gleichspannungsanteil deutlich übersteigt. Für die Spannungen an den Abgriffen A2, A3 und U2 ist diese Schwingung bei steigendem Signalspitzenwert ebenfalls feststellbar. Bei näherer Betrachtung des Schwingverhaltens kann

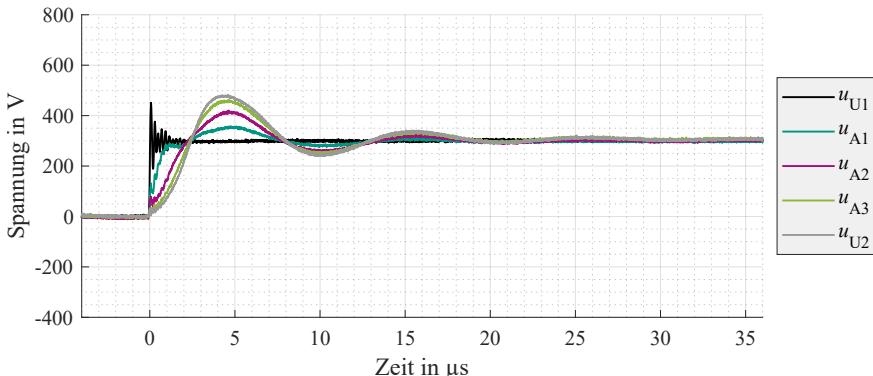


**Abbildung 6.6:** Spannungsverteilung gemessen an den Anschlüssen U1, A1, A2, A3 und U2 bei Einsatz der SiC-Prüfquelle mit  $U_{ZK} = 300$  V und einer Vergleichsweise hohen Spannungsanstiegs geschwindigkeit von  $du/dt = 10,5$  kV/µs.

eine Resonanzfrequenz von  $f_{\text{Res}(1)} \approx 93$  kHz festgestellt werden. Unter Berücksichtigung der differentiellen Impedanzmessung der Motorprüfobjekte aus Abbildung 4.8 kann  $f_{\text{Res}(1)}$  mit der ersten Resonanzstelle begründet werden. Der Anstieg der Spitzenwerte in Richtung des Anschlusses U2 kann durch die faktische Kaskadierung mehrerer Schwingkreise erklärt werden.

Die Spannungsanstiegs geschwindigkeit der Prüfspannung aus Abbildung 6.5 ist relativ langsam gewählt. Offensichtlich wird ausschließlich die erste differentielle Resonanzstelle aus Abbildung 4.8 angeregt. Für die in Abbildung 6.6 dargestellte Messung wird die Spannungsanstiegs geschwindigkeit der Prüfspannung deutlich erhöht. Der Spitzenwert und Schwingfrequenz der gemessenen Spannungen an den Abgriffen A1, A2, A3 und U2 weisen keine Änderungen im Vergleich zu Abbildung 6.5 auf. Bei Betrachtung der Spannung an U1 fällt ein Überschwingverhalten auf. Die Frequenz dieser Schwingung kann zu  $f_{\text{Res}(2)} \approx 5$  MHz bestimmt werden. Dieser Wert korrespondiert ganz grob mit der zweiten gemessenen Resonanzstelle aus Abbildung 4.8. Diese Resonanzstelle korreliert unter anderem mit den Eigenschaften der Prüfquelle und der Zuleitungen und weicht daher bei jedem Versuchsaufbau etwas ab. Bei näherer Betrachtung der gemessenen Spannungen an den anderen Abgriffen kann beobachtet werden, dass der Signalanteil der zweiten Resonanzstelle in gedämpfter Form überlagert ist. Dabei nimmt die Dämpfung mit steigendem Abstand zu U1 zu, sodass sie am Anschluss U2 kaum noch wahrnehmbar ist.

Unter Einsatz der IGBT-Prüfquelle kann ein ähnliches Verhalten für Modulationsarten mit drei Stufen festgestellt werden. Die Spannungsverteilung bei einer dreistufig modulierten Prüfspannung ist in Abbildung 6.7 dargestellt. Dabei wird der Umschaltvorgang vom neutralen Spannungsniveau auf  $U_{ZK}/2$  betrachtet. Die Zwischenkreisspannung beträgt  $U_{ZK} = 600$  V. Die Spannungsanstiegs geschwindig-



**Abbildung 6.7:** Spannungsverteilung gemessen an den Anschlüssen U1, A1, A2, A3 und U2 bei Einsatz der IGBT-Prüfquelle mit  $U_{ZK} = 600$  V und 3L-Modulation.

keit kann nicht variiert werden, ist aber hoch genug, um beide Resonanzstellen anzuregen. Sie liegen mit  $f_{\text{Res}(1)} \approx 93$  kHz und  $f_{\text{Res}(2)} \approx 5$  MHz im erwarteten Bereich. Es fällt auf, dass die Spitzenwerte der Schwingungen an allen Messabgriffen deutlich unter denen der 2-Level-Modulation liegen.

Zur weiteren Untersuchung der Spannungsüberschwinger  $k_{\text{OS}}$  an Anschlussklemme U1 kann dieser durch

$$k_{\text{OS}} = \frac{U_j - U_{\text{Hub}}}{U_{\text{Hub}}} \cdot 100 \quad (6.4)$$

als relative Größe in Prozent dargestellt werden. Die Definition der Sprungspannung  $U_j$  ist Abbildung 6.1 (b) dargestellt. Der Spannungshub definiert mit

$$U_{\text{Hub}} = U_{\text{DC}} - (-U_{\text{DC}}) = 2 \cdot U_{\text{DC}} \quad (6.5)$$

die Potentialdifferenz zwischen den Gleichspannungsanteilen der Prüfspannung.

In Abbildung 6.8 wird der Spannungsüberschwinger an Anschlussklemme U1 näher betrachtet. Der zugrunde liegende Datensatz wird ebenfalls mit dem Messaufbau nach Abbildung 6.4 erzeugt. Dabei kommen sowohl die SiC-Prüfquelle als auch die IGBT-Prüfquelle bei verschiedenen Modulationsarten und Zwischenkreisspannungen zum Einsatz. Der Spannungsüberschwinger  $k_{\text{OS}}$  an Anschlussklemme U1 wird nach Gleichung (6.4) in Prozent dargestellt. Der prozentuale Spannungsüberschwinger steigt für sinkende Spannungsanstiegszeiten exponentiell an. Die Prüfquelle, die Modulationsart und der Spannungshub sind für  $k_{\text{OS}}$  hingegen weniger relevant. Die Eigenschaften der prozentualen Spannungsüberschwinger an U1 korrelieren also, neben den elektrischen Eigenschaften des Prüfaufbaus, vor allem mit der Spannungsanstiegszeit.

In Abbildung 6.9 werden die prozentualen Spannungsüberschwinger an den Anschlussklemmen A1, A2, A3 und U2 betrachtet. Die Ergebnisse stammen aus

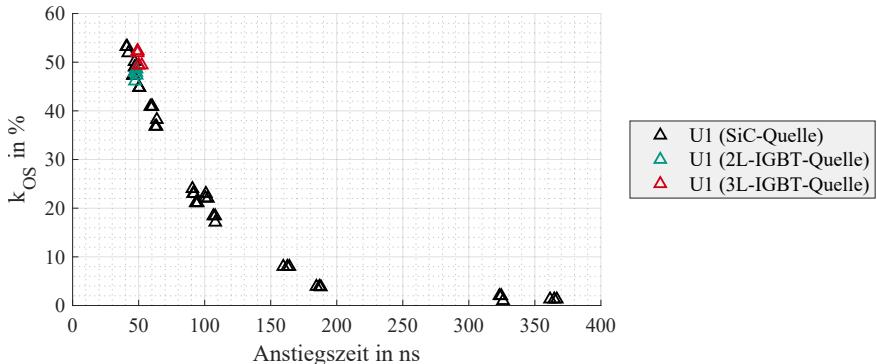


Abbildung 6.8: Prozentualer Spannungsüberschwinger an Anschlussklemme U1.

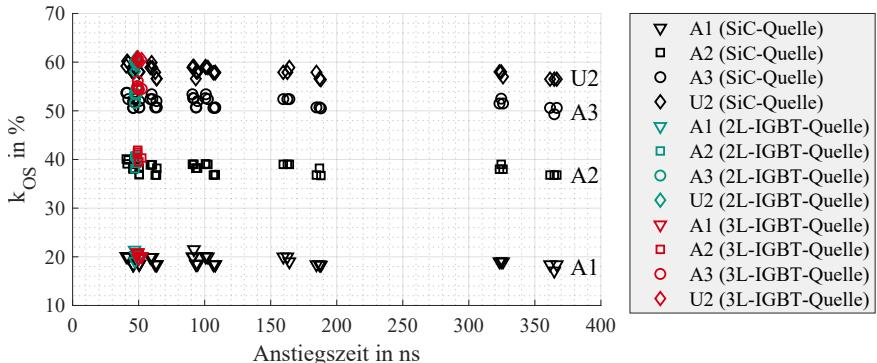
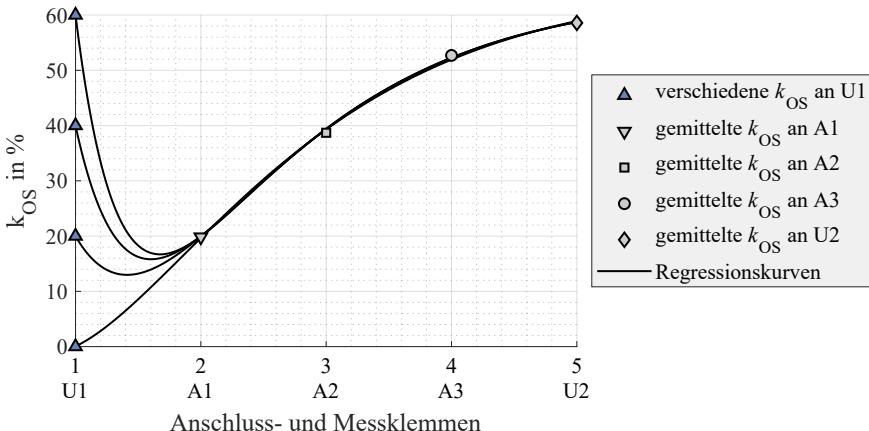


Abbildung 6.9: Prozentuale Spannungsüberschwinger an den Mess- und Anschlussklemmen A1, A2, A3 und U2.

dem selben Datensatz und werden ebenfalls mit Gleichung (6.4) ausgewertet. Der prozentuale Spannungsüberschwinger ist dabei für die betrachteten Spannungsanstiegszeiten an jeder Anschlussklemme nahezu konstant. In Richtung größerer Anstiegszeiten ist jedoch ein leichter Abfall der Spannungsüberschwinger zu verzeichnen. Die mit fortschreitender Entwicklung der Antriebsumrichter immer weiter steigenden Spannungsanstiegszeiten, haben also in erster Linie einen Einfluss auf die schnellen Spannungsüberschwinger an der Anschlussklemme U1 und damit auch auf das Isolationssystem der ersten Wicklungen zwischen U1 und A1. Dieser Effekt wurde bereits in einigen Arbeiten, wie z.B. in [44] oder [117] beobachtet.

In Abbildung 6.10 sind die Mittelwerte der Spannungsüberschwinger für die Klemmen A1, A2, A3, U2 aufgetragen. Zusätzlich werden verschiedene  $k_{OS}$  an Klemme U1 eingezeichnet. Ziel ist es anhand von Regressionsfunktionen auch die



**Abbildung 6.10:** Verteilung der Spannungsüberschwinger  $k_{OS}$  über den Anschluss- und Messklemmen.

zwischenliegenden Werte anzunähern. Unter Betrachtung von Abbildung 4.6 kann festgestellt werden, dass das verwendete Modell im Prinzip einer elektrisch langen Leitung entspricht. Gemäß der Leistungstheorie können die entsprechenden Differentialgleichungen für das Modell aufgestellt werden. Zur Lösung der Differentialgleichungen wird in der Regel der doppelt-exponentielle Ansatz nach d'Alembert verwendet [29, 89].

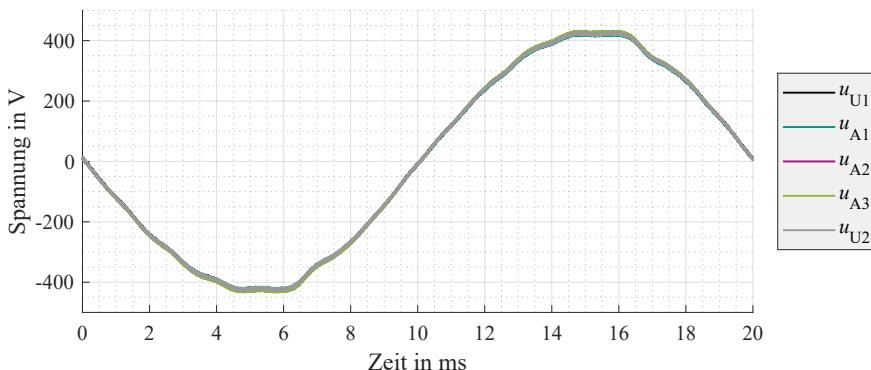
Basierend auf diesen Erkenntnissen wird zur Approximation der Messwerte ebenfalls ein allgemeiner doppelt-exponentieller Lösungsansatz der Form

$$f(x) = k_{OS}(x) = k_1 \cdot e^{\frac{x}{k_2}} + k_3 \cdot e^{\frac{x}{k_4}} + k_5 \quad (6.6)$$

genutzt, wobei die Parameter  $k_1$  bis  $k_5$  (vgl. Anhang A.1) nummerisch bestimmt werden. Auf diese Weise kann, mittels Gleichung (6.4), die absolute Spannung für die betrachteten Spannungsanstiegszeiten der Prüfspannung an einer beliebigen Position innerhalb der Spule abgeschätzt werden<sup>3</sup>. Es ist jedoch zu beachten, dass es sich lediglich um eine Abschätzung handelt. Speziell im Bereich zwischen U1 und A1 wäre es vorteilhaft weitere Messabgriffe zu installieren, um die Dämpfung der hochfrequenten Spannungsüberschwingung besser analysieren zu können.

In Abbildung 6.11 wird der Prüfaufbau aus Abbildung 6.4, zur Untersuchung von vergleichsweise langsamen Anstiegszeiten, mit einer sinusförmigen Wechselspannung mit einer Frequenz von  $f = 50$  Hz belastet. Die Spannungsmesssignale aller Spulenabgriffe liegen exakt aufeinander. Bei starker Reduktion der Spannungsanstiegsgeschwindigkeit werden die Resonanzstellen folglich nicht angeregt. Wird der prozentuale Spannungsüberschwinger für diesen Fall zu  $k_{OS} = 0\%$  definiert, würde dies aufgetragen in Abbildung 6.10 der horizontalen Nulllinie entsprechen. Kombiniert mit der Beobachtung der sinkenden Spannungsüberschwingen

<sup>3</sup>Dieser Ansatz wird in Abschnitt 6.5.3 weiter behandelt.



**Abbildung 6.11:** Spannungsverteilung an den Messklemmen U1, A1, A2, A3 und U2 an der stehenden Maschine bei Belastung durch sinusförmige Wechselspannung mit  $f = 50 \text{ Hz}$ .

aus Abbildung 6.9 für steigende Anstiegszeiten an den Anschlüssen A1, A2, A3 und U2 ist zu erwarten, dass sich die Kurvenschar aus Abbildung 6.10 für weiter steigende Spannungsanstiegszeiten in allen Punkten gegen Null annähern wird<sup>4</sup>.

Festzuhalten ist, dass bei sinusförmiger Prüfspannung bei einer Frequenz von  $f = 50 \text{ Hz}$  die Potentiale an allen Messklemmen äquivalent sind. Diese Eigenschaft kann bei der Diagnostik von Motorprüfobjekten genutzt werden, um das elektrische Isolationssystem eines Stranges an jeder Stelle gleichmäßig zu beladen.

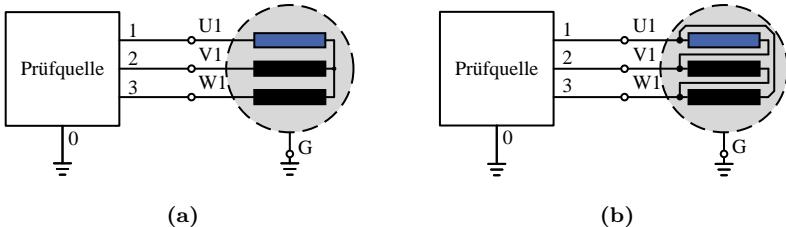
### 6.3.2 Messung bei drehender Maschine

Der Anschluss der Maschine weicht im realen Betrieb deutlich von dem empfohlenen Prüfaufbau aus der DIN EN 60034-27-1 [133] ab. Elektrische Maschinen werden typischerweise in Stern- oder Dreieckschaltung betrieben. Für beide Fälle wird die Spannungsverteilung der Spulenabgriffe gegen das Gehäusepotential gemäß Abbildung 6.12 betrachtet. Als Prüfquelle wird die IGBT-Quelle eingesetzt. Der Nullpunkt der Quelle und das Motorgehäuse sind dabei geerdet. Die Grundfrequenz der Prüfspannung wird gemäß den Maschinenparametern zu  $f = 50 \text{ Hz}$  gewählt. Der Sternpunkt wird nicht angeschlossen. Die Spannungsverteilung des Stranges U wird analog zu Abbildung 6.4 (b) gemessen.

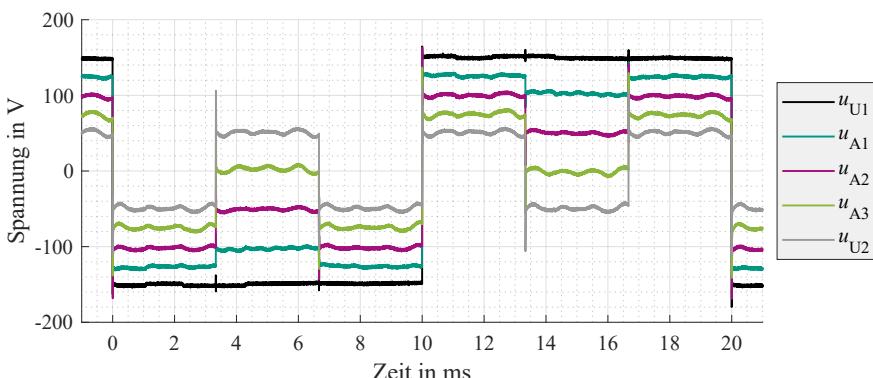
#### Sternschaltung

Die Spannungsverteilung innerhalb eines Stranges der Maschine bei Sternschaltung wird zunächst bei einer 2L-Blocktaktung untersucht. In Abbildung 6.13 sind die Spannungsverläufe an den Klemmen U1, A1, A2, A3 und U2 dargestellt. Die

<sup>4</sup>Solche großen Spannungsanstiegszeiten sind für Antriebsumrichter jedoch nicht üblich, weshalb an dieser Stelle auf eine weitergehende Untersuchung verzichtet wird.



**Abbildung 6.12:** Aufbau zur Messung der Spannungsverteilung bei drehender Maschine in Sternschaltung (a) und Dreieckschaltung (b).

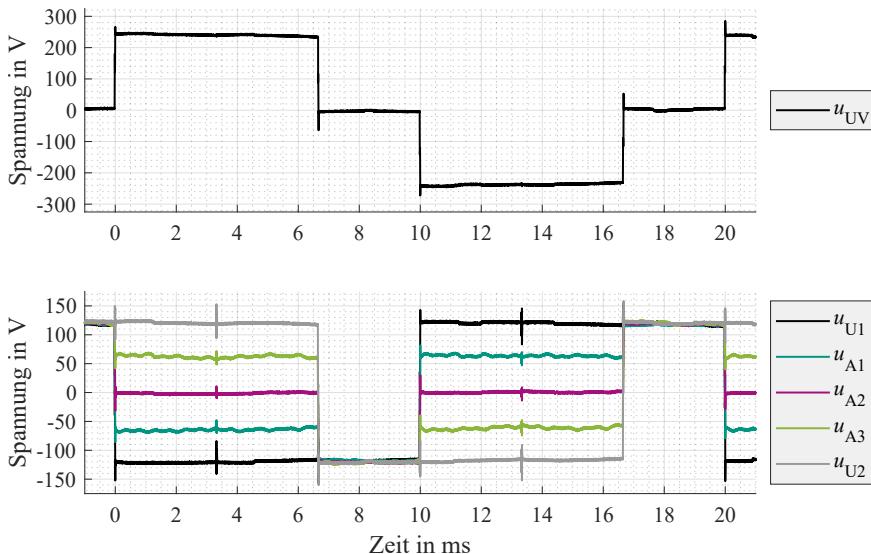


**Abbildung 6.13:** Spannungsverteilung an den Messklemmen U1, A1, A2, A3 und U2 an der rotierenden Maschine in Sternschaltung bei Blocktaktung.

Maschine befindet sich in einem stationären Arbeitspunkt. Die Zwischenkreisspannung an der Prüfquelle beträgt  $U_{ZK} = 300\text{ V}$ . Dargestellt ist eine Periode der Prüfspannung. Die Spannungsmessung an Klemme U2 ist äquivalent mit der Sternpunktspannung. Am Sternpunkt stellt sich erwartungsgemäß eine Gleichaktspannung mit einer Frequenz von  $f = 150\text{ Hz}$  ein. Der Gleichspannungsanteil liegt mit

$$U_{DC,U2} = \frac{1}{6} \cdot U_{ZK} \approx 50\text{ V} \quad (6.7)$$

im erwarteten Rahmen. Da die Spulenabgriffe A1, A2 und A3 symmetrisch eingebracht sind, verteilt sich die gemessene Spannung an diesen Punkten gleichmäßig zwischen  $u_{U1}$  und  $u_{U2}$ . Die Gleichaktkomponente hat damit eine merkliche Auswirkung auf die Spannungsverteilung innerhalb der Wicklung. Generell gilt jedoch, dass das elektrische Isoliersystem in der Nähe des Versorgungsanschlusses die größte elektrische Belastung erfährt. Die Spannungsüberschwinger an Anschlussklemme U1 sind deutlich geringer ausgeprägt, als bei den Untersuchungen



**Abbildung 6.14:** Verkettete Spannung beim Betrieb in Dreieckschaltung (oben) und Spannungsmessung an U1, A1, A2, A3 und U2 gegen das Gehäusepotential (unten).

an der stehenden Maschine. Dies hängt damit zusammen, dass auch der Laststrom eine Auswirkung auf die Spannungsanstiegsgeschwindigkeit und damit auf die Spannungsüberschwinger hat.

### Dreieckschaltung

Aufgrund der veränderten Schaltungstopologie ändert sich beim Betrieb in Dreieckschaltung die Spannungsverteilung in den Wicklungen. Im oberen Diagramm der Abbildung 6.14 ist die Leiter-Leiter-Spannung  $u_{UV}$  dargestellt. Die Prüfspannung wird mittels Blocktaktung als Rechteckspannung definiert. Da die effektive Spannungsbelastung des Prüflings bei der Dreieckschaltung im Vergleich zur Sternschaltung um den Faktor  $\sqrt{3}$  zunimmt, wird die Zwischenkreisspannung auf  $U_{ZK} = 230$  V reduziert. Diese Mehrbelastung konzentriert sich im Wesentlichen auf das Isoliersystem zwischen den einzelnen Windungen eines Stranges. Bei den in dieser Arbeit verwendeten Prüfobjekten handelt es sich dabei um den Isolationslack der Drahtwicklungen.

Im unteren Diagramm in Abbildung 6.14 ist die Spannungsverteilung des Stranges U gegenüber dem geerdeten Maschinengehäuse, gemessen an den Anschluss- und Messklemmen U1, A1, A2, A3 und U2, aufgetragen. Es ist zu beachten, dass bei der Dreieckschaltung die Anschlussklemmen U1 und W2 bzw. U2 und V1 jeweils elektrisch miteinander verbunden sind. Der Spannungshub an den

Anschlussklemmen beträgt wie bei der Sternschaltung  $U_{ZK}$ . Liegen U1 und U2 auf unterschiedlichen Potentialen, so verteilen sich die gemessenen Spannungen an den Messabgriffen A1, A2 und A3 gleichmäßig. Dies bedeutet, dass in diesem Fall die Spulenmitte und das Maschinengehäuse auf dem gleichen Potential liegen. Liegen hingegen die Anschlussklemmen U1 und U2 auf dem gleichen Potential, so liegt der gesamte Strang auf diesem Potential. Dadurch wird das komplette elektrische Isoliersystem des Stranges gegen das Maschinengehäuse belastet.

## 6.4 Dämpfungseffekte

Durch die induktiven Eigenschaften der Prüfobjekte wird das elektrisch messbare Teilentladungssignal, abhängig vom Auftrittsort, stark gedämpft. Im höheren Frequenzbereich breitet sich der Stromimpuls zunehmend über die Streukapazitäten aus. Generell ist mit einem sehr schwachen Messsignal zu rechnen. Über die Messung der Impulsströme an verschiedenen außenliegenden Punkten, kann eine Abschätzung über den Auftrittsort der Teilentladung in Abhängigkeit der Länge des Wicklungsdrahtes getroffen werden. Für die Untersuchungen wird zunächst das in Abschnitt 4.5.2 vorgestellte Hochfrequenzmodell betrachtet. Dies bietet den Vorteil, dass sämtliche Strom- und Spannungswerte einsehbar sind. Die Simulationsergebnisse werden mit Messungen am präparierten Motorprüfobjekt verglichen und bewertet.

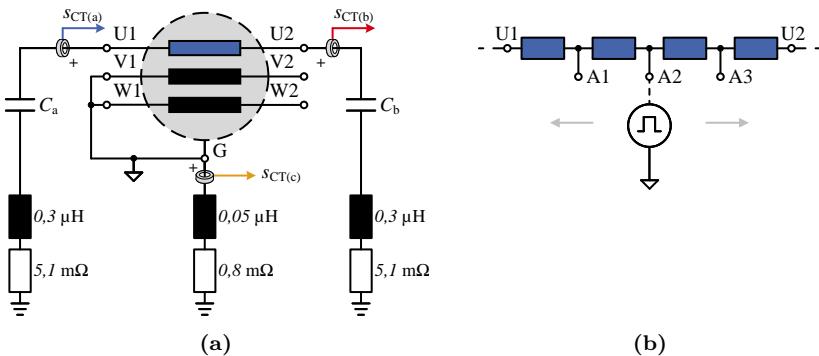
### 6.4.1 Versuchsaufbau

In Abbildung 6.15 (a) ist der grundlegende Versuchsaufbau zur Untersuchung der Dämpfungseffekte und HF-Strompfade dargestellt. Der vorgeschlagenen Messaufbau aus DIN EN 60034-27-1 [133], welcher in Abbildung 6.2 dargestellt ist, wird um einen zweiten Impulskondensator erweitert. Dadurch steht an beiden Anschlussklemmen des zu untersuchenden Stranges je ein Impulskondensator gleicher Kapazität zur Verfügung. Die Signale werden über drei HFCT erfasst. Diese sind jeweils in den Zuleitungen zu den Kondensatoren und in der Erdungsleitung des Gehäuses eingebracht. Als Prüfquelle wird der Niederspannungspulsgenerator (LVPG) eingesetzt. Dieser emuliert den transienten TE-Impuls und kann, nach Abbildung 6.15 (b), sowohl an den Anschlussklemmen als auch an den Spulenabgriffen A1 bis A3 angeschlossen werden.

Der Simulationsaufbau wird analog zu Abbildung 6.15 angesetzt. Das Motorprüfobjekt wird dabei durch das Hochfrequenzmodell aus Abschnitt 4.5.2 simuliert. Für alle externen Leitungen wird vereinfacht ein Induktivitätsbelag von  $L' = 1 \mu\text{H}/\text{m}$  angenommen. Der Widerstandsbelag wird zu

$$R' = \frac{\rho_{Cu}}{A} = 0,017 \Omega/\text{m} \quad (6.8)$$

bestimmt, wobei für den spezifischen Widerstand von Kupfer  $\rho_{Cu} = 0,017 \Omega \cdot \text{mm}^2/\text{m}$  angenommen und Kabel mit einem Querschnitt von  $A = 1 \text{ mm}^2$  verwendet werden. Da für den Anschluss ungeschirmte Einzeladerleitungen verwendet werden, wird der Kapazitätsbelag in der Simulation vernachlässigt. Die



**Abbildung 6.15:** Aufbau zur Untersuchung des Dämpfungsverhaltens durch die induktiven Motorwicklungen und der Signalwege einer TE im Prüfobjekt (a), mit detaillierter Darstellung der Einspeisemöglichkeiten des Impulsgenerators an Strang U an den Klemmen U1, A1, A2, A3 und U2 (b).

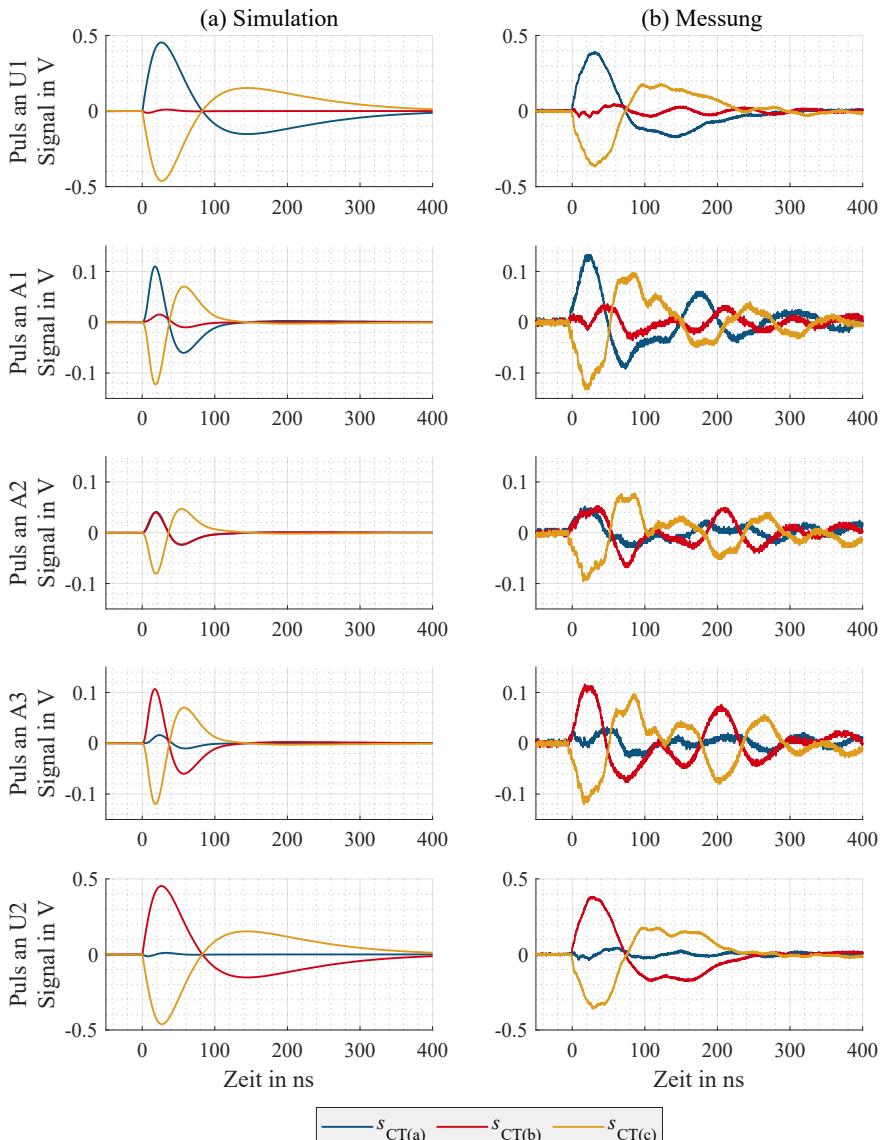
Übertragungsfunktion der HFCTs wird über eine stromgesteuerte Spannungsquelle und einen passiven Hochpassfilter erster Ordnung simuliert. Die Einbaurichtung der HFCT und damit die Polarität der gemessenen Ströme ist für die weiteren Analysen von Bedeutung und deshalb in 6.15 (a) eingezeichnet. Das Modell kann an den Klemmen U1, A1, A2, A3 und U2 gegen das metallische und damit leitfähige Gehäuse durch einen gemessenen Spannungsimpuls des realen LVPG angeregt werden. Dieser wird auch hier als Simulation eines TE-Impulses eingesetzt.

#### 6.4.2 Simulation

Anhand der Simulation soll ein grundlegendes Verständnis über die möglichen Impulsstrompfade erlangt werden. Ziel ist mittels den messbaren HFCT-Signalen Rückschlüsse auf Effekte im Prüfobjekt, z.B. den Auftrittsort der Fehlstelle, zu schließen. Dazu können im Gegensatz zur realen Messung alle Simulationswerte innerhalb des Prüfobjekts betrachtet werden, wodurch sich die Ergebnisse der untersuchten Messsysteme verifizieren lassen.

In Abbildung 6.16 sind in der linken Spalte die simulierten HFCT-Signale für die an den verschiedenen Klemmen eingespeisten Impulse dargestellt. Die gemessenen Stromsignale werden in der Praxis durch ein Oszilloskop als Spannungswert erfasst. Auf eine Umrechnung mittels Transferfunktion und Abschlusswiderstand in ein Stromsignal wird dabei, wie in Abschnitt 5.2.2 erläutert, in der Regel verzichtet. Zur besseren Vergleichbarkeit wird deshalb das gemessene HFCT-Signal auch in der Simulation als Spannungswert in V dargestellt.

Bei Anschluss des LVPG an Klemme U1 kann festgestellt werden, dass ein großer Teil des Stromes, gemessen durch  $s_{CT(a)}$  und  $s_{CT(c)}$ , über  $C_a$  fließt. Die induktiven Motorelemente, welche die Leitungsinduktivitäten deutlich übersteigen,



**Abbildung 6.16:** Simulation der Impulsausbreitung im Motorprüfobjekt bei Einspeisung an den Anschlussklemmen U1, A1, A2, A3 und U2 (a). Messung der Impulsausbreitung im Motorprüfobjekt bei Einspeisung an den gleichen Anschlussklemmen mittels HFCT (b).

verhindern einen direkten Stromfluss durch den Motor. Über  $C_b$  findet nahezu kein Stromfluss statt. Da der Motor symmetrisch aufgebaut ist, kann ein entsprechend entgegengesetztes Verhalten auch bei einer Einspeisung des Impulses an U2 beobachtet werden.

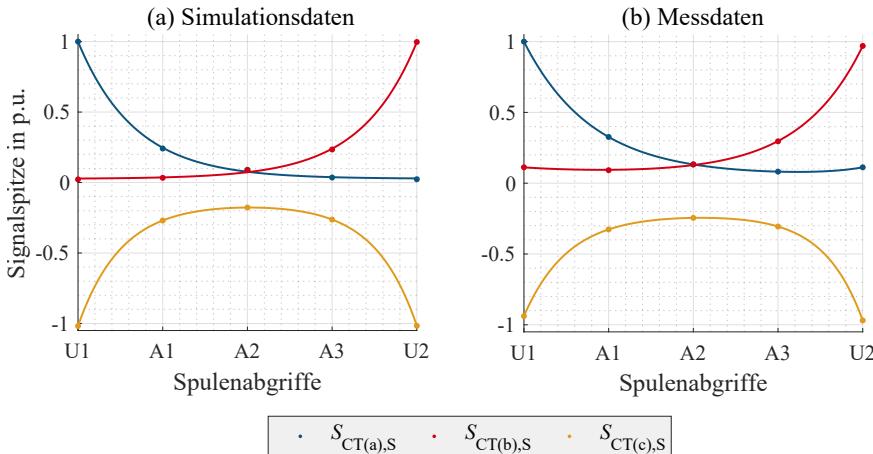
Bei Einspeisung des Impulses an Klemme A1 wird das messbare Signal  $s_{CT(a)}$  an U1 bereits deutlich gedämpft. Mittels des Simulationsmodells kann festgestellt werden, dass der Stromfluss in Richtung U1 hauptsächlich über die Wicklungskapazität  $C_{tt}$ , vgl. Abbildung 4.6 (a), stattfindet. Auch der steigende Signalpegel des Signals  $s_{CT(b)}$  an Klemme U2 kann durch den Stromfluss über  $C_{tt}$  erklärt werden. Ein Teil des Impulses wird über die Streukapazitäten zu den Strängen U und V und zum Gehäuse abgebaut, welcher aber von außen nicht gemessen werden kann. Für eine Einspeisung des Impulses an Klemme A3 kann aufgrund der Symmetrie ein analoges Verhalten festgestellt werden.

Wird der Impuls an Klemme A2, also in der Mitte des Stranges eingespeist, so werden die an den Motorklemmen U1 und U2 messbaren Signale  $s_{CT(a)}$  und  $s_{CT(b)}$  weiter gedämpft. Durch den symmetrischen Aufbau sind beide Signalpegel in etwa gleich groß. Der Stromfluss durch die Streukapazitäten nimmt weiter zu. Durch das Signalverhältnis von  $s_{CT(a)}$  und  $s_{CT(b)}$  ist es damit möglich, den Ort des TE-Ereignisses zu lokalisieren.

### 6.4.3 Experimentelle Ergebnisse

Die Simulationsergebnisse sollen nun mit realen Messungen am Motorprüfobjekt verglichen werden. Dazu sind in Abbildung 6.16 in der rechten Spalte die entsprechenden Messergebnisse dargestellt. Generell stimmt der Kurvenverlauf und damit die Impulsausbreitung direkt nach der Anregung mit den simulativen Überlegungen überein. Insbesondere zeigen sich bei Pulsen an A1, A2 und A3, also in der Wicklung, deutliche Schwingungen, die in der Simulation nicht enthalten sind. Anhand der experimentellen Ergebnisse könnte versucht werden das Hochfrequenzmodell weiter zu optimieren, was aber für das grundlegende Verständnis der möglichen Strompfade nicht weiter zielführend ist.

Als Kriterium zur Bewertung der Teilentladungsaktivität wird in der Praxis oftmals der Spitzenwert des empfangenen Messsignals herangezogen. Eine Auswertung der Signalspitzenwerte aus Abbildung 6.16 ist in Abbildung 6.17 dargestellt. Dabei sind die Simulationsdaten links und die der experimentell erfassten Messdaten rechts jeweils durch Punkte aufgetragen. Auf der horizontalen Achse sind die Anschlussklemmen eingezzeichnet. Die vertikale Achse stellt die Spitzenwerte der Messsignale bei Einspeisung des LVPG an der entsprechenden Anschlussklemme in p.u. dar. Die Daten werden dazu auf den Spitzenwert  $S_{CT(a),S}$  bei Impulseinspeisung an Klemme U1 normiert. Wird der LVPG beispielsweise an U2 angeschlossen, kann unter Berücksichtigung von Abbildung 6.16 die größte Signalamplitude an HFCT(b) festgestellt werden. Die Signalamplitude von HFCT(a) ist um ein vielfaches geringer. Die ausgewerteten Datenpunkte werden durch Regressionskurven, deren Parameter (vgl. Anhang A.2) ebenfalls nummerisch mit Gleichung (6.6) bestimmt werden, miteinander verbunden.



**Abbildung 6.17:** Signalamplituden bei Einspeisung des Prüfimpulses an den jeweiligen Spulenabgriffen für die Simulationsdaten (a) und die Messdaten (b).

Ziel ist es, durch die von außen erfassbaren Messdaten Rückschlüsse auf die Position der Fehlstelle zu ziehen. Dazu wird für die diskreten Messsignale das Signalverhältnis  $K_p$  mit

$$K_p = \frac{S_{CT(b),S}}{S_{CT(a),S}} \quad (6.9)$$

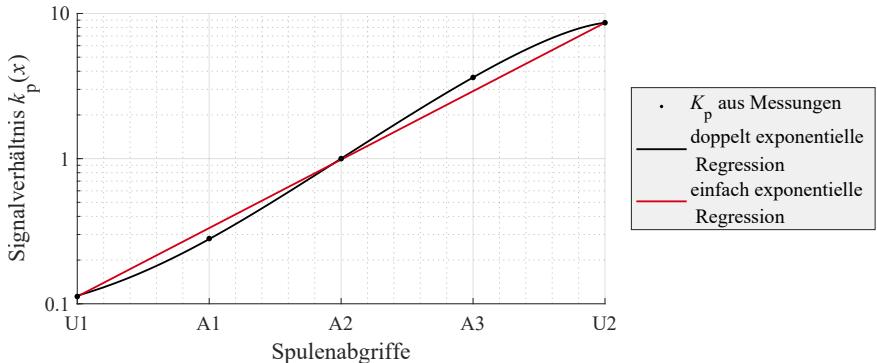
gebildet.  $K_p$  beschreibt dabei eine relative Positionsangabe zwischen U1 und U2, an der die Fehlstelle aufgetreten ist. Eine geometrisch exakte Lokalisierung ist damit nicht gegeben. Es lassen sich aber Aussagen, z.B. über die betroffene Spule im Strang, treffen. In Abbildung 6.18 ist  $K_p$  logarithmisch über den Spulenabgriffen dargestellt. Der dadurch erhaltene Kurvenverlauf lässt sich ebenfalls durch Gleichung (6.6) annähern<sup>5</sup>.

Die erfassten Signalverhältnisse hängen stark von den internen Eigenschaften der Motorprüfobjekte und des Messaufbaus ab. Zudem sind die Spulenabgriffe A1 bis A3 normalerweise nicht vorhanden. Um dennoch die Position der Fehlstelle abschätzen zu können, wird zunächst die Kurvenapproximation durch eine einfache exponentielle Funktion der Form

$$f(x) = k_p(x) = k_1 \cdot e^{\frac{x}{k_2}} \quad (6.10)$$

vereinfacht<sup>5</sup>. Dadurch ist es möglich, lediglich durch die Auswertung der Impulsanregung an den Anschlussklemmen, ein Diagramm zur Positionsbestimmung nach Abbildung 6.18 (rot) zu erstellen. Die Genauigkeit, insbesondere im Bereich von A1 und A3 nimmt dabei ab.

<sup>5</sup>Die zugehörigen Parameter sind in Anhang A.3 dargestellt.



**Abbildung 6.18:** Diagramm zur Lokalisierung der Fehlstelle anhand der Messsignale  $S_{CT(a),S}$  und  $S_{CT(b),S}$ .

Auf diese Weise lässt sich die Position der Fehlstelle innerhalb einer der vier Spulen abschätzen. Dazu erfolgt zunächst die Einspeisung eines Impulses mit dem LVPG an U1 und U2 bei der in Abbildung 6.15 dargestellten Messschaltung. Dies erlaubt die Berechnung der  $K_p$ -Werte an U1 und U2. Dann erfolgt die eigentliche TE-Messung. Aus den HFCT-Signalen wird wieder der Faktor  $K_p$  bestimmt. Im Zusammenhang mit der Spannungsverteilung aus Abbildung 6.10 kann die TE-Einsetzspannung so direkt auf die Fehlstelle bezogen werden.

Generell ist zu beachten, dass die hier vorgestellten Ergebnisse ohne Vorfilterung der Messsignale aufgezeichnet wurden. Beim Einsatz von Hochpassfiltern, die zur Unterdrückung der Umrichterstörungen eingesetzt werden können, wird nur der höherfrequente Signalbereich betrachtet. Da sich dieser bei einem sehr niedrigen Signalpegel nahezu ausschließlich über die Streukapazitäten ausbreitet, kann eine Lokalisierung in diesem Fall nicht vorgenommen werden.

## 6.5 TE-Messung an einzelnen Strang

In diesem Abschnitt wird die Teilentladungsmessung an einem einzelnen Strang untersucht. Zunächst wird das Prüfobjekt mittels sinusförmiger Prüfspannung diagnostiziert. Dabei werden vor allem die TE-Einsetzspannung, die TE-Aussetzspannung, die messbaren Signalamplituden und der Ort der Fehlstelle analysiert. Diese Werte gelten als Referenz für weitere Untersuchungen.

In der Literatur finden sich einige Untersuchungen zum TE-Verhalten bei der Variation von z.B. der Spannungsanstiegs geschwindigkeit, der Prüfspannungs frequenz oder der Spannungsmodulation. Insbesondere beim Einfluss dieser Variationen auf die TE-Einsetzspannung ist der Literatur noch kein allgemein anerkannter Konsens zu entnehmen [118]. Aus diesem Grund werden die in Abschnitt 6.3 erlangten Erkenntnisse genutzt, um die Fehlstelle zu lokalisieren und die Ein-

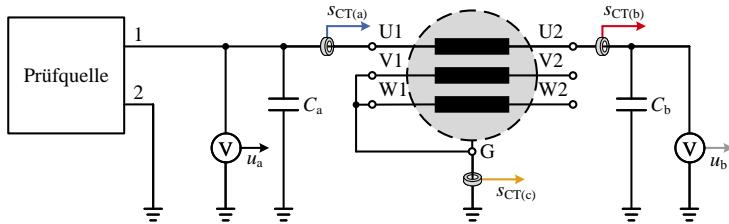


Abbildung 6.19: TE-Messaufbau an stehender Maschine.

setzspannung direkt an dieser zu approximieren. Dadurch soll die Bedeutung der Prüfspannungsform auf die PDIV hervorgehoben werden.

### 6.5.1 Versuchsaufbau

Der Versuchsaufbau ist in Abbildung 6.19 dargestellt. Als Prüfobjekte werden drei baugleiche Asynchronmaschinen, wie sie in Kapitel 4 vorgestellt werden, verwendet. Diese werden im Folgenden als DUT22-2, DUT22-3 und DUT23-4 bezeichnet. Die Ziffern 22 und 23 stellen dabei das Baujahr, und in diesem Fall auch die Charge, der Maschinen dar. Bei der einzelnen Ziffer handelt es sich um eine laufende Nummer. Im Gegensatz zu den bisherigen Untersuchungen, welche an DUT22-1 durchgeführt wurden, wird auf die Herausführung der Spulenabgriffe verzichtet. Dadurch sollen eventuelle Einflüsse dieser Modifikation auf das TE-Verhalten unterbunden werden. Es werden alle Stränge untersucht, wobei in Abbildung 6.19 beispielhaft der Messaufbau für die Diagnose von Strang U dargestellt ist.

Als Prüfquelle wird zum einen der Hochspannungsprüftransformator und zum anderen die SiC-Prüfquelle eingesetzt. Die SiC-Quelle wird hinsichtlich der Spannungsanstiegs geschwindigkeit so parametrisiert, dass die Umrichterstörungen minimal werden. Dadurch können die HFCT-Signale direkt, also ohne Vorfilterung durch einen Hochpassfilter, erfasst werden.

Die Impulsströme werden mit dem selben Aufbau wie in Abschnitt 6.4 erfasst. Die Spannungen an den Anschlussklemmen des zu untersuchenden Stranges werden ebenfalls gemessen. Auf die Darstellung der Leitungselemente wird in Abbildung 6.19 der Übersichtlichkeit wegen verzichtet.

### 6.5.2 Sinusförmige Prüfspannung

#### Einsetzspannung

Die drei Motorprüfobjekte werden zunächst nach Abbildung 6.19 mit einer sinusförmigen Prüfspannung mit  $f = 50\text{ Hz}$  belastet. Die Spannung wird bei jedem Versuchsdurchlauf so lange erhöht, bis ein TE-Ereignis auftritt. Ein Ereignis wird als TE gewertet, wenn ein Sensorsignal die gewählte positive Signalschwelle von  $S_{\text{th},p} = 10\text{ mV}$  über- oder die gewählte negative Signalschwelle von  $S_{\text{th},n} = -10\text{ mV}$  unterschreitet. Die Sensorsignale werden für jedes TE-Ereignis

**Tabelle 6.2:** TE-Einsetzspannung (Spitze-Spitze) für DUT22-2 bei sinusförmiger Prüfspannung.

Strang	Mittelwert $\bar{U}_{\text{TEE,SS,sin}}$	Median	Standard-abweichung
U	1848,6 V	1833,5 V	63,2 V
V	1896,4 V	1899,5 V	34,6 V
W	1914,8 V	1905,0 V	37,9 V

**Tabelle 6.3:** TE-Einsetzspannung (Spitze-Spitze) für DUT22-3 bei sinusförmiger Prüfspannung.

Strang	Mittelwert $\bar{U}_{\text{TEE,SS,sin}}$	Median	Standard-abweichung
U	2551,0 V	2540,0 V	21,1 V
V	2533,4 V	2575,0 V	59,1 V
W	2638,8 V	2667,5 V	197,6 V

**Tabelle 6.4:** TE-Einsetzspannung (Spitze-Spitze) für DUT23-4 bei sinusförmiger Prüfspannung.

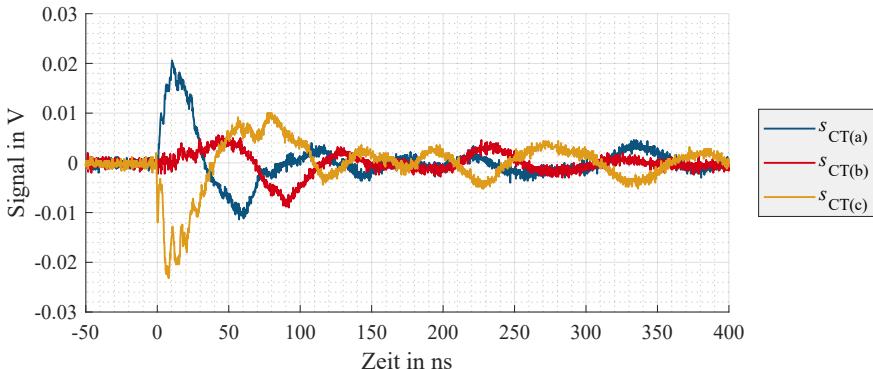
Strang	Mittelwert $\bar{U}_{\text{TEE,SS,sin}}$	Median	Standard-abweichung
U	2859,2 V	2850,5 V	175,1 V
V	2103,3 V	2094,0 V	74,2 V
W	1952,4 V	1988,5 V	209,8 V

im Zeitbereich aufgezeichnet. Die Prüfspannung zum Zeitpunkt der Erfassung wird als TE-Einsetzspannung betrachtet. Zur besseren Vergleichbarkeit wird der Spitze-Spitze-Wert der betreffenden Prüfspannungsperiode erfasst.

Auf diese Weise wird, für jeden Strang der drei Prüfobjekte, jeweils zehn mal die Einsetzspannung bestimmt. Der arithmetische Mittelwert, der Median und die Standardabweichung der Einsetzspannungen sind für DUT22-2 in Tabelle 6.2, für DUT22-3 in Tabelle 6.3 und für DUT23-4 in Tabelle 6.4 dargestellt. Die Nennspannung der Motoren ist mit einem Effektivwert von  $U_{\text{LL,N}} = 400 \text{ V}$  angegeben. Wird dieser Wert auf den Spitze-Spitze-Wert bezogen ergibt sich für

$$U_{\text{LL,N,ss}} = 2 \cdot \sqrt{2} \cdot U_{\text{LL,N}} = 1131,4 \text{ V}. \quad (6.11)$$

Alle Einsetzspannungen liegen deutlich über  $U_{\text{LL,N,ss}}$ , doch obwohl es sich um baugleiche Maschinen handelt, weichen die gemessenen Einsetzspannungen merklich voneinander ab. Bei DUT23-4 ist die TE-Einsetzspannung an Strang U zudem deutlich höher als an den anderen Strängen. Da der Mittelwert und der Median in allen Fällen nahe beieinander liegen, kann von einer relativ symmetrischen Verteilung der Einsetzspannungen innerhalb der einzelnen Stränge ausgegangen werden.



**Abbildung 6.20:** HFCT-Signale für ein TE-Ereignis an DUT22-3 an Strang U bei  $U_{\text{TEE,ss}} = 2504 \text{ V}$ .

Generell kann die TE-Einsetzspannung in diesem Fall als Wert betrachtet werden, bei dem bei gleichmäßiger Spannungsbelastung an einem Strang gegen die anderen Stränge und das metallische Gehäuse, Teilentladungen entstehen. Räumliche Effekte bezüglich der Verteilung der Prüfspannung kommen an dieser Stelle nicht zum Tragen.

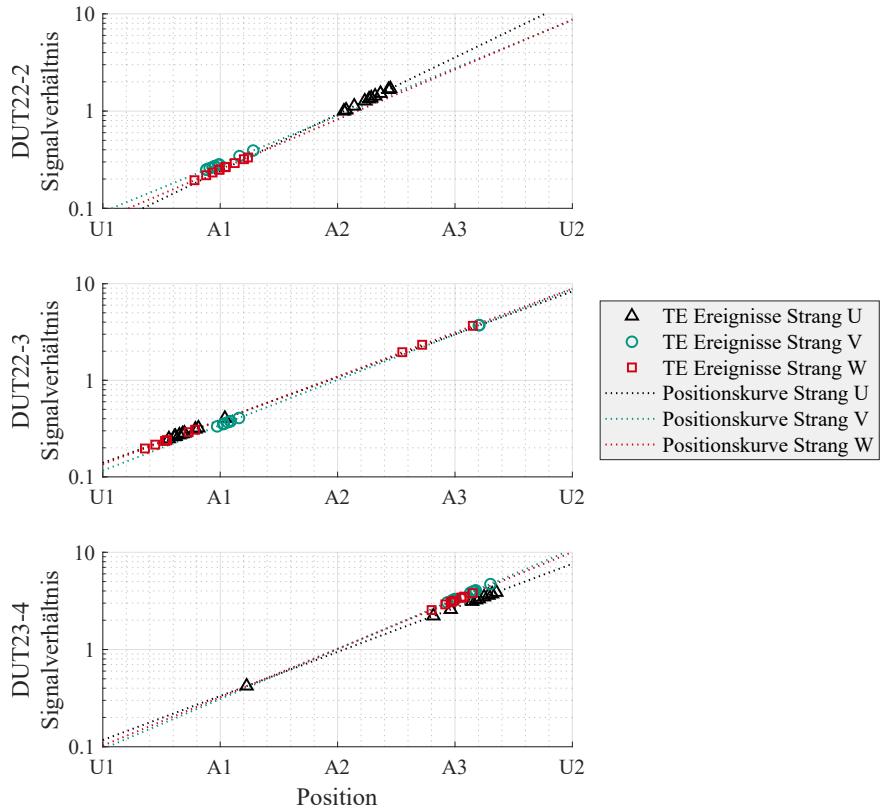
### Impulsform

Um die in Abschnitt 6.4 getroffenen Annahmen zu stützen, werden in Abbildung 6.20 beispielhaft die aufgezeichneten Sensorsignale für ein TE-Ereignis in DUT22-3 an Strang U aus dem aufgezeichneten Datensatz dargestellt. Die TE-Einsetzspannung beträgt  $U_{\text{TEE,ss}} = 2504 \text{ V}$  und liegt im Vergleich mit Tabelle 6.3 etwas unter dem bestimmten Median. Die horizontale Achse ist so skaliert, dass eine gute Vergleichbarkeit zu den Versuchen zur Impulsausbreitung in Abbildung 6.16 gegeben ist.

Die TE-Signale weisen ähnliche charakteristischen Merkmale wie die durch den LVPG erzeugten Signale auf. Die Impulsausbreitung kann damit, nach der in Abschnitt 6.4.3 vorgestellten Annahme, beschrieben werden. Durch die vergleichsweise hohen Signalpegel, gemessen durch HFCT(a) und HFCT(c), kann also für das vorliegende TE-Ereignis angenommen werden, dass ein Großteil des Ladungsausgleichs über  $C_a$  bereitgestellt wird. Ein deutlich kleinerer Anteil wird durch  $C_b$  bereitgestellt.

### Positionsbestimmung

Im nächsten Schritt, wird die Position des TE-Ereignisses bestimmt. Dazu wird die in Abschnitt 6.4.3 entwickelte Methode angewendet. Die Ergebnisse sind in Abbildung 6.21 dargestellt. Zunächst wird durch Versuche mit dem Impulsgenerator für jeden Strang eines jeden Prüfobjekts die Positionscurve nach Gleichung (6.10) er-



**Abbildung 6.21:** Positionsbestimmung von jeweils zehn TE-Ereignissen pro Strang und Prüfobjekt, angeregt durch sinusförmige Prüfspannung.

mittelt und eingezeichnet. Dazu werden jeweils fünf Impulse an Anschlussklemme U1 und fünf Impulse an Anschlussklemme U2 betrachtet. Mittels der Positions-  
kurven ist es durch Umstellen von Gleichung (6.10) mit  $f(x) = K_p$  nach

$$x = k_2 \cdot \ln \left( \frac{K_p}{k_1} \right) \quad (6.12)$$

möglich, die relative Position  $x$  eines jeden TE-Ereignisses anhand des jeweiligen Signalverhältnisses  $K_p$  zu bestimmen. Für jeden Strang können Bereiche festgestellt werden, bei denen die TE-Ereignisse vermehrt auftreten. Für DUT22-2 Strang U werden beispielsweise alle TE-Ereignisse zwischen A2 und A3 lokalisiert. Unter Berücksichtigung des Wicklungsplans aus Abbildung 4.5 treten die TE-Ereignisse entweder im Wickelkopf, in Nut 14 oder Nut 23 auf. Gelegentlich

treten, z.B. an DUT22-3 Strang V und W oder an DUT23-4 Strang U, Teilentladungssereignisse auf, deren Position nicht mit den anderen TE-Ereignissen korreliert.

Ziel der Messung ist es allerdings nicht, die Fehlstelle geometrisch exakt zu lokalisieren. Vielmehr soll ein Bezug zwischen der TE-Einsetzspannung und dem Auftrittsort hergestellt werden. Da der gesamte Strang durch die sinusförmige Prüfspannung gleichmäßig belastet wird, können für alle TE-Ereignisse die entsprechenden Einsetzspannungen aus den Tabellen 6.2, 6.3 und 6.4 herangezogen werden. Bei rechteckförmiger Prüfspannung ist dies aufgrund der transienten Prüfspannungsverteilung nicht mehr möglich. Durch die veränderte Spannungsverteilung können Fehlstellen an anderen Orten auftreten. Außerdem ist die von außen messbare TE-Einsetzspannung unter Umständen nicht mehr aussagekräftig.

### 6.5.3 Umrichtererzeugte Prüfspannung

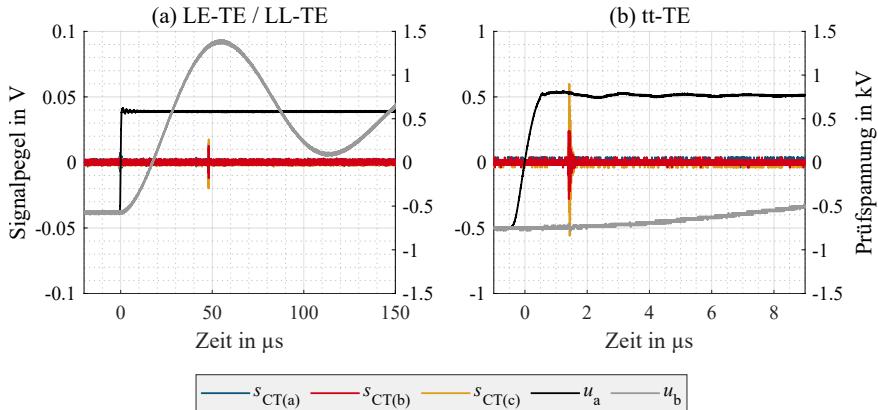
Bei einer rechteckförmigen Prüfspannung ist die Spannungsverteilung im Strang nach Abschnitt 6.3, im Gegensatz zu einer niederfrequenten sinusförmigen Prüfspannung, nicht homogen. Die für diesen Versuch verwendete Prüfspannungsform ist identisch zu Abbildung 6.5. Durch eine vergleichsweise langsame Spannungsanstiegsgeschwindigkeit von  $du/dt = 0,9 \text{ kV}/\mu\text{s}$  wird ein Überschwingen an der Anschlussklemme vermieden. Dies reduziert die Umrichterstörungen im Umschaltmoment deutlich. Dennoch ist mit ungefilterten HFCT der Umladestrom signifikant messbar. Für die geometrische Lokalisierung der TE-Ereignisse, muss auf eine Vorfilterung durch einen externen Hochpassfilter verzichtet werden, was in dieser Arbeit auch so angewendet wird. Für die Analyse der Phasenlage der TE in der Prüfspannungsperiode, wird für jeden HFCT ein Hochpassfilter mit einer Grenzfrequenz von  $f_g = 50 \text{ MHz}$  eingesetzt. Dadurch werden die Störsignale unterdrückt und der Effekt kann besser visualisiert werden.

### Teilentladungsmechanismen

Anhand der Phasenlage des TE-Ereignisses in der Prüfspannungsperiode, kann dieses hinsichtlich der TE-Mechanismen kategorisiert werden. Beim Einsatz rechteckförmiger Prüfspannungen wird das Prüfobjekt, innerhalb einer Prüfspannungsperiode, mit allen Belastungsarten aus Tabelle 6.1 beansprucht.

In Abbildung 6.22 (a) ist ein gemessenes TE-Ereignis an DUT22-2 Strang U dargestellt. Wie in Abschnitt 6.3 erläutert, kommt es innerhalb der Wicklung zu einer Spannungsüberhöhung, welche ihr Maximum an Klemme U2 hat. Anhand der Stromwandlersignale  $s_{\text{CT(a)}}$ ,  $s_{\text{CT(b)}}$  und  $s_{\text{CT(c)}}$ , welche nahezu gleich sind, kann das TE-Ereignis bei  $t \approx 50 \mu\text{s}$  erfasst werden. Die Sensorsignale werden dabei jeweils mit den Hochpassfiltern vorgefiltert. Aufgrund der Filterung kann die geometrische Position des TE-Ereignisses nicht abgeschätzt werden.

Wird in Abbildung 6.22 (a) die Phasenlage des TE-Ereignisses im Bezug zu den beiden Spannungssignalen  $u_a$  und  $u_b$  betrachtet, so ist davon auszugehen, dass die TE durch den Spannungsüberschwinger, welcher sich nach Abbildung 6.10 über



**Abbildung 6.22:** Analyse von TE-Ereignissen hinsichtlich ihrer Phasenlage. (a) Entladung zwischen LE oder LL. (b) Entladung zwischen zwei Windungen eines Stranges.

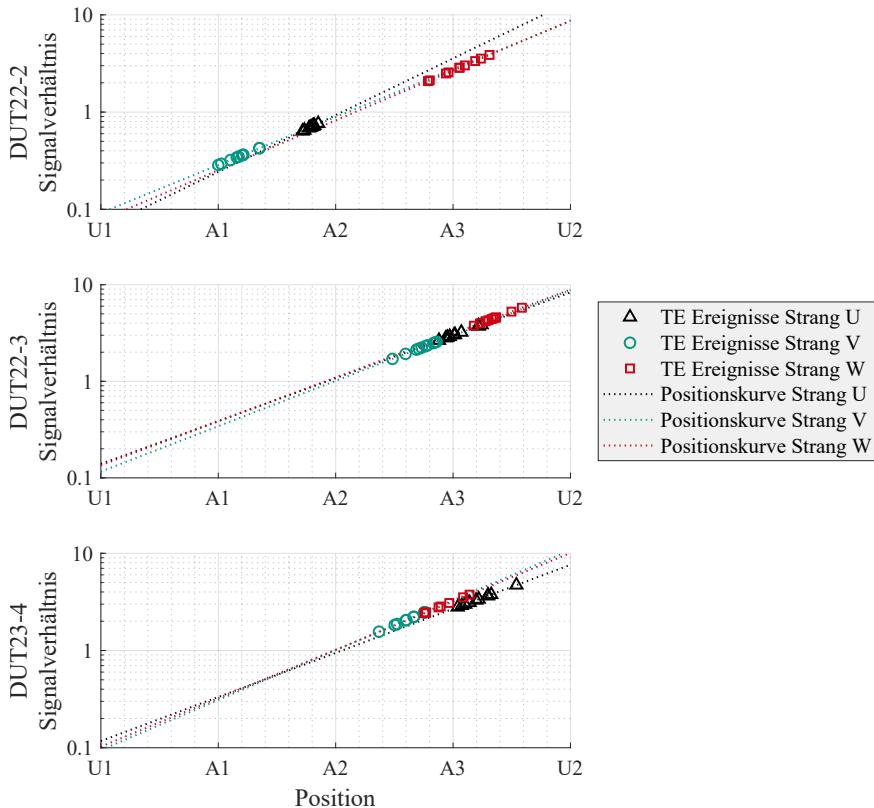
nahezu den gesamten Strang erstreckt, ausgelöst wird. Aufgrund des Versuchsaufbaus liegt es also nahe, dass die Teilentladung zwischen dem Strang U und einem geerdeten Teil stattfindet. Das bedeutet, dass es sich um eine Beanspruchung des elektrischen Isoliersystems zwischen Leiter-Leiter (LL) oder Leiter-Erde (LE) handelt. Diese Beanspruchung kann, wie in Abschnitt 6.5.2 dargestellt, genau so auch durch eine sinusförmige Prüfspannung erreicht werden.

In Abbildung 6.22 (b) wird die Prüfspannung am selben Prüfobjekt etwas erhöht. Nun treten auch TE-Ereignisse direkt nach dem Umschaltvorgang der Prüfquelle auf. Zur Untersuchung der vorliegenden Spannungsverhältnisse wird dieser Zeitbereich genauer betrachtet. Der messbare Signalpegel der Stromwandlersignale ist deutlich höher als bei dem TE-Ereignis aus Abbildung 6.22 (a). Betrachtet man die Spannungen  $u_a$  gemessen an Klemme U1 und  $u_b$  gemessen an Klemme U2 kann festgestellt werden, dass kurz nach dem Umschaltvorgang zwischen den Klemmen U1 und U2 eine Potentialdifferenz in Höhe der Hubspannung  $U_{Hub} \approx 1600$  V anliegt. Deshalb ist bei diesem TE-Ereignis davon auszugehen, dass die Entladung aufgrund der Potentialdifferenz im Strang stattfindet. Es handelt sich also um eine Entladung zwischen zwei Windungen (tt).

Für die Definition der Einsetzspannung bei rechteckförmigen Prüfspannungen ist diese Erkenntnis essentiell wichtig. Bei der tt-Entladung ist vor allem die an Klemme U1 gemessene Spannung relevant. Für die LE- oder LL-Entladungen muss die Spannungsüberhöhung innerhalb des Stranges betrachtet werden.

### Positionsbestimmung

Beim Einsatz von sinusförmiger Prüfspannung liegt der ganze Strang auf dem selben Potential. Im Gegensatz dazu stellt sich, beim Einsatz einer rechteckförmigen



**Abbildung 6.23:** Positionsbestimmung von jeweils zehn TE-Ereignissen pro Strang und Prüfobjekt, angeregt durch rechteckförmige Prüfspannung.

Prüfspannung, eine Spannungsverteilung im Strang nach Abbildung 6.10 ein. Dadurch wird der Strang inhomogen belastet, was wiederum einen Einfluss auf den Auftrittsort der Teilentladungen haben kann. Um dies zu untersuchen, wird wie in Abschnitt 6.5.2, die Position für zehn TE-Ereignisse je Strang und Prüfobjekt im Einsetzmoment analysiert. Die Ergebnisse sind in Abbildung 6.23 dargestellt. Die Position der Fehlstelle wird ebenfalls durch Gleichung (6.12) bestimmt.

Die Position der TE-Ereignisse bei DUT22-2 Strang U und V liegen in einem ähnlichen Bereich wie bei der Anregung durch die sinusförmige Prüfspannung, dargestellt in Abbildung 6.21. Die Positionen der TE-Ereignisse in Strang W verschieben sich bei rechteckförmiger Prüfspannung in Richtung Anschlussklemme U2. Dies kann dadurch erklärt werden, dass die Spannung innerhalb des Stranges in Richtung U2, nach Abbildung 6.10, kontinuierlich ansteigt. Dadurch wird die

Zündfeldstärke an einer anderen Stelle (A3) erreicht, bevor die Zündfeldstärke an der Fehlstelle, wie sie bei sinusförmiger Prüfspannung auftritt (A1), erreicht wird.

Bei Prüfobjekt DUT22-3 können die TE-Ereignisse im Bereich zwischen A2 und U2 lokalisiert werden. Bei der Anregung der TE durch die sinusförmige Prüfspannung kommt es in diesen Bereichen ebenfalls vereinzelt zu TE. Durch die gegebene Spannungsverteilung ist die Spannung zwischen U1 und A2, im Gegensatz zur Messung bei sinusförmiger Prüfspannung, deutlich geringer als zwischen A2 und U2. Dadurch zünden die TE ausschließlich im Bereich A2 bis U2.

Die TE-Ereignisse an DUT23-4 können sowohl bei sinusförmiger Prüfspannung als auch bei rechteckförmiger Prüfspannung im Bereich um A3 lokalisiert werden. Diese Übereinstimmung kann ebenfalls durch die resonanzbedingte Spannungsverteilung im Prüfobjekt erklärt werden.

### Einsetzspannung

Die Mittelwerte der Spitze-Spitze-Einsetzspannungen der TE-Ereignisse aus Abbildung 6.23 sind in den Tabellen 6.5, 6.6 und 6.7 dargestellt. Betrachtet man ausschließlich die gemessene Spannung an Klemme U1 so fällt auf, dass die Einsetzspannung deutlich geringer zu sein scheint als bei Anregung der TE durch sinusförmige Prüfspannung aus den Tabellen 6.2, 6.3 und 6.4. Durch die inhomogene Spannungsverteilung bei Anregung mit einer rechteckförmigen Prüfspannung treten innerhalb des Stranges Überspannungen auf. Durch die Erkenntnisse aus Abschnitt 6.3 kann die TE-Einsetzspannung direkt am Ort des TE-Ereignisses abgeschätzt werden. Ziel ist es dabei, die messbaren TE-Einsetzspannungen in Relation zu bringen und so besser interpretierbar zu machen.

Über Gleichung (6.6) kann der Spannungsüberschwinger  $k_{OS}$  am Ort des TE-Ereignisses  $x$  bestimmt werden. Mit den Gleichungen (6.4) und (6.5) kann die resultierende Spitze-Spitze-Spannung am Ort der TE zu

$$U_{TEE,SS} = 2 \cdot \frac{k_{OS}}{100} \cdot U_{Hub} + U_{Hub} \quad (6.13)$$

bestimmt werden. Für die zehn betrachteten TE-Ereignisse je Strang und je Prüfobjekt werden die TE-Einsetzspannungen gemittelt. Anhand

$$p.A. = \frac{\bar{U}_{TEE,SS,rect} - \bar{U}_{TEE,SS,sin}}{\bar{U}_{TEE,SS,sin}} \cdot 100 \quad (6.14)$$

wird die prozentuale Abweichung  $p.A.$  der korrigierten und gemittelten TE-Einsetzspannung bei rechteckförmige Prüfspannung  $\bar{U}_{TEE,SS,rect}$  von derer bei sinusförmiger Prüfspannung  $\bar{U}_{TEE,SS,sin}$  dargestellt.

Liegen die Positionen der TE-Ereignisse bei Anregung durch sinusförmige und rechteckförmige Prüfspannung in einem ähnlichen Bereich, wie z.B. bei DUT22-2 Strang U und V, so stimmen auch die TE-Einsetzspannungen bezogen auf den Spitze-Spitze-Wert mit einer Abweichung von 3,2 % bzw. 1,1 % sehr gut überein.

Bei DUT22-2 Strang W stimmt die Position der TE-Ereignisse bei sinusförmiger und rechteckförmiger Prüfspannung nicht überein. Durch die inhomogene

**Tabelle 6.5:** TE-Einsetzspannung (Spitze-Spitze) für DUT22-2 bei rechteckförmiger Prüfspannung.

Strang	Mittelwert an Klemme	Mittelwert korrigiert $\bar{U}_{\text{TEE,SS,rect}}$	proz. Abw. korrigiert-sin
U	1113,1 V	1908,1 V	3,2 %
V	1304,2 V	1918,6 V	1,1 %
W	1532,7 V	3135,2 V	64,6 %

**Tabelle 6.6:** TE-Einsetzspannung (Spitze-Spitze) für DUT22-3 bei rechteckförmiger Prüfspannung.

Strang	Mittelwert an Klemme	Mittelwert korrigiert $\bar{U}_{\text{TEE,SS,rect}}$	proz. Abw. korrigiert-sin
U	1385,6 V	2837,2 V	11,2 %
V	1206,4 V	2391,8 V	-5,6 %
W	1294,8 V	2715,0 V	2,9 %

**Tabelle 6.7:** TE-Einsetzspannung (Spitze-Spitze) für DUT23-4 bei rechteckförmiger Prüfspannung.

Strang	Mittelwert an Klemme	Mittelwert korrigiert $\bar{U}_{\text{TEE,SS,rect}}$	proz. Abw. korrigiert-sin
U	1387,3 V	2881,0 V	1,1 %
V	978,9 V	1916,4 V	-8,5 %
W	1079,3 V	2174,4 V	9,3 %

Spannungsverteilung weicht die TE-Einsetzspannung dementsprechend stark von der bei sinusförmiger Prüfspannung erfassten Einsetzspannung ab. Generell kann es durch die inhomogene Spannungsverteilung dazu kommen, dass die TE an stärker exponierten Orten zündet, bevor die Einsetzfeldstärke an der Fehlstelle, welche bei sinusförmiger Prüfspannung ermittelt wurde, erreicht ist. Außerdem könnte es sich auch um tt-Entladungen handeln, welche nicht durch die ermittelte Spannungsüberhöhung  $U_{\text{TEE,SS,rect}}$  sondern durch die Potentialdifferenz von  $u_a$  zu  $u_b$  angeregt werden. Diese Potentialdifferenz kann in der Praxis durch die Messung der Spitze-Spitze-Spannung an Klemme U1 erfasst werden.

Bei einigen Untersuchungen, z.B. an DUT22-3 Strang V und W oder DUT23-4 Strang U, werden auch bei der homogenen Spannungsverteilung durch die sinusförmige Prüfspannung TE an unterschiedlichen Positionen angeregt. Diese verlagern sich bei rechteckförmiger Prüfspannung in Richtung U2. Da auch bei sinusförmiger Prüfspannung an diesen Stellen TE auftraten, liegt auch hier die korrigierte TE-Einsetzspannung in einem ähnlichen Bereich.

### 6.5.4 Diskussion

Die Verteilung der Prüfspannung ist für die Verteilung des elektrischen Feldes im Prüfobjekt und damit für das Auftreten von Teilentladungen von essentieller Bedeutung. Bei sinusförmiger Versorgungsspannung bei einer Frequenz von  $f = 50 \text{ Hz}$  werden keine Resonanzstellen der Motorprüfobjekte angeregt. Der gesamte untersuchte Strang liegt homogen auf dem selben Potential. Bei rechteckförmiger Versorgungsspannung, wie sie von Wechselrichtern erzeugt werden, haben Einflüsse wie die Spannungsanstiegsgeschwindigkeit eine direkte Auswirkung auf die Anregung eventueller Resonanzstellen. Die Spannungsverteilung im Strang ist dadurch inhomogen. Sie hängt von verschiedensten Faktoren, wie z.B. der Behandlung der Klemmen U2, V2 und W2 oder dem Laststrom, ab. Die in diesem Abschnitt erlangten Erkenntnisse zur Spannungsverteilung innerhalb der betrachteten Maschine sind hilfreich, um die von außen messbaren Werte, wie die TE-Einsetzspannung, besser interpretieren zu können. Es kann zudem gezeigt werden, dass bei Prüfung mit Sinusspannung nicht alle kritischen TE-Mechanismen, vor allem im Bereich der tt-Isolierung, erkannt werden können.

Über die Analyse der Nachladeströme kann die Position der Teilentladung innerhalb des Stranges abgeschätzt werden. Die Positionen der TE-Ereignisse sind neben der Beschaffenheit des Isolationssystems auch von der Spannungsverteilung innerhalb des Stranges abhängig. Durch die nicht triviale Messung der niedrigen TE-Signalpegel bei gleichzeitig hohen Störeinflüssen durch die schaltenden Prüfquellen können die Positionen der TE-Ereignisse nur abgeschätzt und nicht genau bestimmt werden. Es kann dennoch gezeigt werden, dass für das Zünden einer TE die kritische Feldstärke für die entsprechende Fehlstelle überschritten werden muss. Dabei ist es in erster Linie unerheblich ob eine sinusförmige oder eine rechteckförmige Prüfspannung eingesetzt wird. Maßgeblich für das Erreichen der kritischen Feldstärke an der Fehlstelle scheint der Spitze-Spitze-Wert der Prüfspannung an ebendieser Stelle zu sein.

Bei schnelleren Schaltvorgängen, welche transiente Spannungsüberschwinger an den Anschlussklemmen verursachen, müssen die Sensorsignale aufgrund des großen Störeinflusses mit Hochpassfiltern vorgefiltert werden. Durch die daraus resultierende Signaldämpfung ist dann keine Positionsbestimmung des TE-Ereignisses mit der vorgestellten Methode mehr möglich. Mit den Ergebnissen aus Abschnitt 5.4 ist jedoch davon auszugehen, dass bei schnelleren Vorgängen zeitliche Einflüsse, wie z.B. der Zünd- und Entladeverzug [50], ebenfalls einen Einfluss auf das TE-Verhalten haben werden [35].

## 6.6 TE-Messung an drehender Maschine

Um die TE-Diagnostik unter realitätsnahen Bedingungen durchführen zu können, wird in diesem Abschnitt die TE-Messung an einer drehenden Maschine betrachtet. Wie in Abschnitt 6.3 erläutert, weicht die Prüfspannungsverteilung in der Maschine hierbei von den bisher betrachteten Spannungsverteilungen ab. Besonders die Belastung zwischen den Wicklungen (tt) ist an dieser Stelle hervorzuheben.

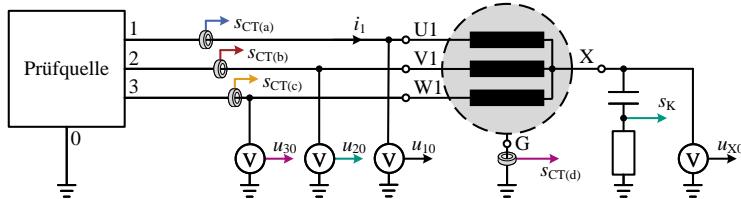


Abbildung 6.24: TE-Diagnostik an einem drehenden Asynchronmotor.

Beim klassischen Ansatz einer TE-Messung wird der Prüfspannungspegel so lange erhöht, bis TE eintreten oder die obere Grenze der vorher festgelegten Prüfspannung erreicht ist. Bei der TE-Messung an der rotierenden Maschine muss darauf geachtet werden, dass die Maschine dabei nicht thermisch überlastet wird. Wie in Kapitel 4 dargelegt, steigt der Leerlaufstrom mit steigender Prüfspannung stark an, wodurch die Nennleistung schnell überschritten wird. Mit der frei parametrisierbaren IGBT-Prüfquelle ist es jedoch möglich, den benötigten Leerlaufstrom durch Reduzierung des Aussteuergrades zu senken. Dadurch kann die Prüfspannung erhöht werden, ohne das Prüfobjekt thermisch zu überlasten.

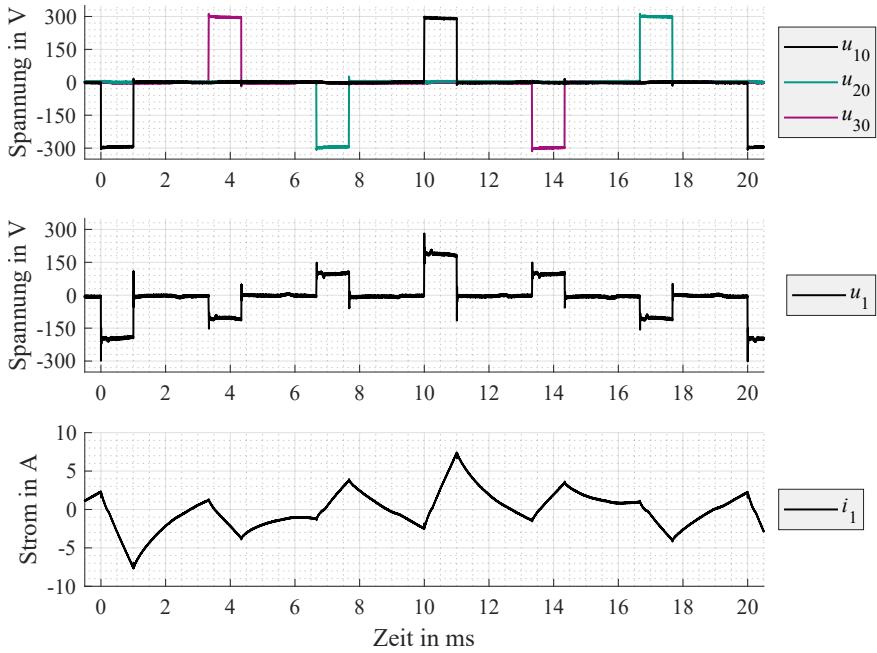
### 6.6.1 Versuchsaufbau

In Abbildung 6.24 ist der Versuchsaufbau zur Teilentladungsmessung an einem drehenden Motorprüfobjekt dargestellt. Die Maschine ist dazu in Sternschaltung konfiguriert. Exemplarisch wird für die Ergebnisse DUT22-2 verwendet. In jeder Zuleitung wird ein HFCT platziert. Der Ladungsausgleich erfolgt wieder über die Dämpfungskondensatoren der Prüfquelle. Zudem kann jede Klemmenspannung gegen den Nullpunkt des Umrichters und die Sternspannung gemessen werden. Der kapazitive UHF-Koppler aus Abschnitt 5.2.3 wird an den Sternpunkt angeschlossen. Zusätzlich wird ein HFCT in die Gehäuseerdung eingebracht. Die HFCT-Signale werden mit Hochpassfiltern mit einer Grenzfrequenz von  $f_g = 150$  MHz und der kapazitive Koppler mit einem Hochpassfilter mit  $f_g = 300$  MHz vorgefiltert.

Als Prüfspannungsform wird die in Abbildung 3.11 dargestellte 3-Level-Blocktaktung mit Nullpunkt klemmung eingesetzt. Durch die Variation der Dauer der Nullpunkt klemmung kann die Stromaufnahme des Prüfobjekts gesteuert werden. Durch die blockförmige Prüfspannung ergeben sich vergleichsweise wenige Umschaltvorgänge pro Periode. Dennoch hat jeder Umschaltvorgang einen störenden Einfluss auf die TE-Messsignale, welcher durch die eingesetzten Vorfilter reduziert werden soll. Die Überprüfung der Empfindlichkeit erfolgt mit dem LVPG.

### 6.6.2 Prüfspannung

Der Verlauf der Spannungen  $u_{10}$ ,  $u_{20}$  und  $u_{30}$  ist für eine Periode in Abbildung 6.25 oben dargestellt. Um die Stromaufnahme bei steigender Prüfspannung zu mini-



**Abbildung 6.25:** Spannungsverteilung bei 3-Level-Blocktaktung mit Nullpunkt-klemmung mit einem Einschaltzyklus von 10 % und  $U_{ZK} = 600 \text{ V}$  oben und Leerlaufstrom  $i_1$  Strang U unten.

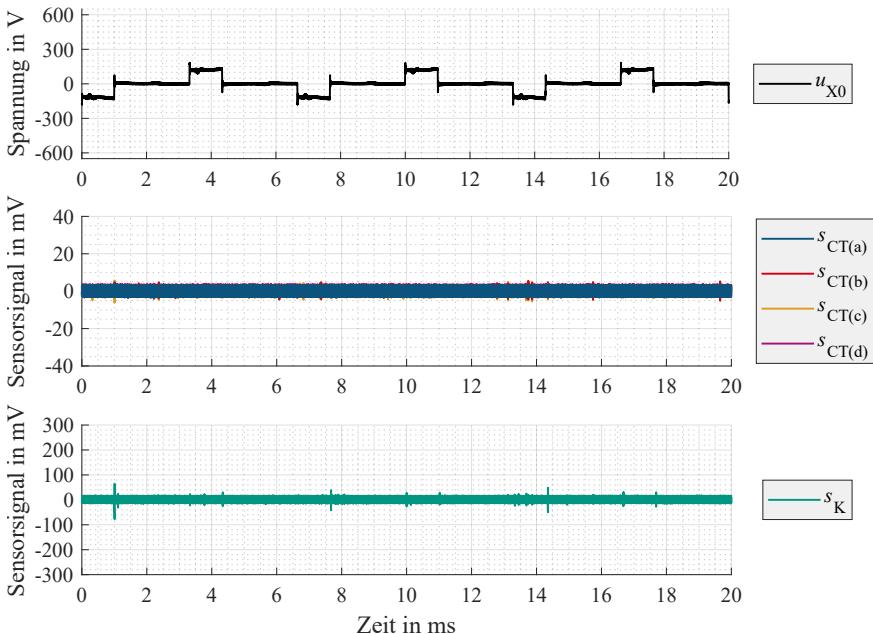
mieren, beträgt der Einschaltzyklus lediglich 10 % der Periode. Als Nebeneffekt beträgt der maximale Spannungshub der Leiter-Leiter-Spannung nur  $U_{ZK}$  und nicht wie sonst üblich  $2 \cdot U_{ZK}$ . Sowohl das LL- als auch das LE-Isoliersystem werden also mit einem Spannungshub von maximal  $U_{ZK}$  belastet.

Die Strangspannung kann, beispielsweise für Strang U, durch

$$u_1 = u_{10} - u_{X0} \quad (6.15)$$

bestimmt werden. Sie ist in Abbildung 6.25 im mittleren Diagramm dargestellt. Die Strangspannung stellt die Potentialdifferenz zwischen der Anschlussklemme und dem Sternpunkt dar. Im Vergleich zu den Messungen an der stehenden Maschine wird dabei vor allem das tt-Isolationssystem beansprucht. Auch hier beträgt die Spitze-Spitze-Spannung maximal  $U_{ZK}$ .

Der Leerlaufstrom  $i_1$  in Strang U wird durch die Strangspannung  $u_1$  getrieben und ist in Abbildung 6.25 im unteren Diagramm dargestellt. Die Nachladeströme der eventuell auftretenden TE werden von diesem Leerlaufstrom deutlich überlagert. Durch die untere Grenzfrequenz der Wandler und die eingesetzten Hochpassfilter wird der Einfluss des Leerlaufstromes unterdrückt.



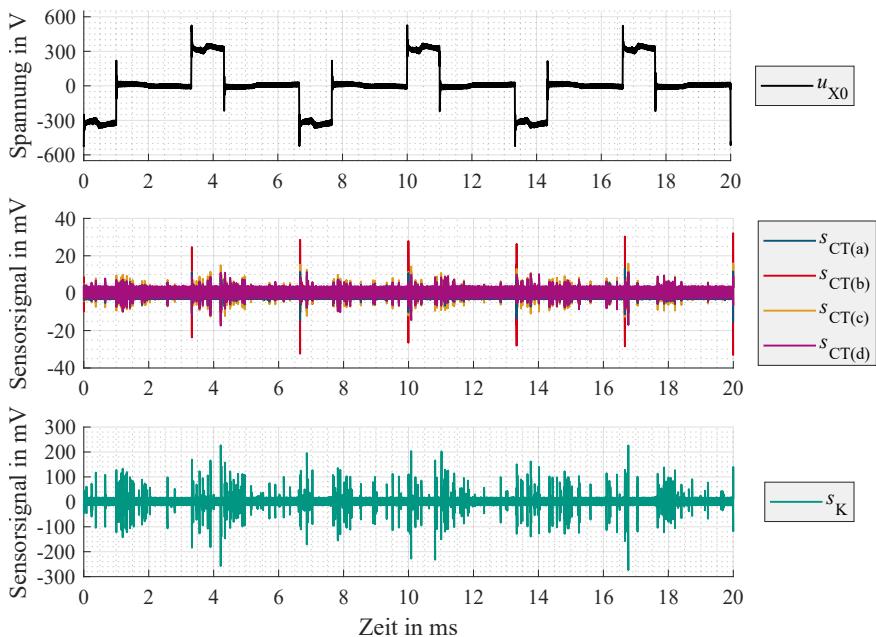
**Abbildung 6.26:** Referenzmessung ohne TE an DUT22-2 im Betrieb. Die Gleichtaktspannung ist oben, die Sensorsignale der HFCTs mit Vorfilterung mittig und das vorgefilterte Signal des kapazitiven UHF-Kopplers unten dargestellt.

### 6.6.3 Ergebnisse

Zunächst wird in Abbildung 6.26 ein Arbeitspunkt ohne TE betrachtet. Dazu wird der Motor mit der Konfiguration aus Abschnitt 6.6.2 betrieben. Die Zwischenkreisspannung beträgt  $U_{ZK} = 700$  V. Zur Bestimmung der Phasenlage wird aufgrund begrenzter Messkanäle die Gleichtaktspannung  $u_{X0}$  im oberen Diagramm betrachtet. Der Gleichtaktspannung kann jeder Umschaltvorgang der Prüfquelle entnommen werden. Aufgrund der Symmetrie wird die Leiter-Erde-Spannung  $u_{10}$  und die Strangspannung  $u_1$  jeweils nur für Strang U betrachtet. Die Spitze-Spitze-Werte betragen bei obiger Zwischenkreisspannung  $U_{10,SS} = 816$  V und  $U_{1,SS} = 728$  V.

Die vorgefilterten Signale der HFCT sind in Abbildung 6.26 im mittleren Diagramm und das Signal des kapazitiven Kopplers im unteren Diagramm aufgetragen. Dabei werden alle erfassten Messkurven für einen Zeitraum von  $t = 30$  s phasenaufgelöst übereinander gelegt. Sporadisch können minimale Ausschläge erfasst werden. Da diese auch bei deutlich niedrigeren Prüfspannungen auftreten wird davon ausgegangen, dass es sich hierbei um Störungen handelt. Ein systematisches Muster kann an dieser Stelle jedoch nicht identifiziert werden.

Ab einer Zwischenkreisspannung von  $U_{ZK} \approx 1600$  V, bei der  $U_{10,SS} = 1770$  V



**Abbildung 6.27:** Teilentladungsmessung an DUT22-2 im Betrieb. Die Gleichtaktspannung ist oben, die Sensorsignale der HFCTs mit Vorfilterung mittig und das vorgefilterte Signal des kapazitiven UHF-Kopplers unten dargestellt.

und  $U_{1,ss} = 1670 \text{ V}$  betragen, werden deutliche Ausschläge in den Sensorsignalen sichtbar. Diese Spannung wird als Einsetzspannung definiert. Die Strangspannung  $u_1$  beschreibt die Potentialdifferenz zwischen Klemme U1 und dem Sternpunkt und ist in besonderem Maße für TE zwischen den Wicklungen eines Stranges relevant. Im Vergleich mit Abbildung 6.22 (b) kann festgestellt werden, dass  $U_{1,ss}$  in etwa dem beobachteten Spannungshub von  $U_{\text{Hub}} \approx 1600 \text{ V}$  entspricht.

Die Leiter-Erde-Spannung  $u_{10}$  belastet vor allem das Isolationssystem des Wi-ckeldrahtes gegen das Gehäuse. Unter Beachtung von Tabelle 6.2 und 6.5 reicht die Spannung nicht aus, um über diesen Mechanismus TE zu provozieren. Es ist somit wahrscheinlich, dass es sich um Teilentladungen zwischen zwei Windungen (tt) handelt.

Um die Phasenlage der TE besser analysieren zu können, wird die Zwischenkreisspannung auf  $U_{ZK} = 1800 \text{ V}$  erhöht. Die Ergebnisse sind nach dem Schema aus Abbildung 6.26 in Abbildung 6.27 dargestellt. Die Entladungen sind nun in allen Sensorsignalen deutlich erkennbar. Die Phasenlage aller TE-Signale stimmt weitestgehend überein. Das Signal des kapazitiven UHF Kopplers  $s_K$  scheint eine deutlich höhere Empfindlichkeit aufzuweisen, was aber auch an der Position

der TE innerhalb des Prüfobjekts liegen kann. Die TE-Intensität scheint für die betragsmäßig steigenden Flanken der Prüfspannung<sup>6</sup> am stärksten zu sein. Zudem kommt nach der betragsmäßig fallenden Flanke zu TE-Ereignissen, welche hinsichtlich der Phasenlage eine größere Streuung aufweisen.

#### 6.6.4 Diskussion

Antriebsmaschinen werden in der Praxis oft mit komplexeren Modulationsverfahren, wie z.B. der Raumzeigermodulation betrieben. Über den Aussteuergrad des Wechselrichters kann die Stromaufnahme im Leerlauf des Prüfobjekts beeinflusst werden. Modulationsbedingt kommt es jedoch zu sehr vielen Umschaltvorgängen. Die Anstiegszeit der Prüfspannung ist unter anderem vom Laststrom abhängig. Bei vielen Umschaltvorgängen pro Periode variieren, durch den Leerlaufstrom des Motors, je nach Phasenlage auch die Anstiegszeiten der einzelnen rechteckförmigen Prüfspannungsimpulse. Dies macht eine Auslegung der Hochpassfilter schwierig.

Ziel der Untersuchung ist es zu eruieren, ob eine TE-Messung an einer umrichtergespeisten elektrischen Maschine überhaupt möglich ist. Dazu wird als Prüfspannungsform die Blocktaktung mit Nullpunktlemmung verwendet. Auch hier kann über die Einschaltzeit die Stromaufnahme des Prüflings im Leerlauf gesteuert werden. Zusätzlich wird die Anzahl der Umschaltvorgänge pro Periode deutlich reduziert. Dies macht eine TE-Messung im Betrieb möglich. In weiteren Studien könnte z.B. das Störverhalten der Prüfquelle bei modulierten Spannungen und darauf aufbauend das TE-Verhalten des Prüfobjekts weiter untersucht werden.

Die Signalpegel in Abbildung 6.27 im mittleren und unteren Diagramm, lassen vermuten, dass der kapazitive UHF-Koppler am Sternpunkt eine deutlich höhere Empfindlichkeit gegenüber den HFCT aufweist. Aufgrund der Dämpfungseffekte des Motors kann dies aber auch am Auftrittsort der TE oder an der Elimination der Leerlaufströme der einzelnen Stränge im Sternpunkt liegen. Bei Betrachtung des mittleren Diagramms in Abbildung 6.27 kann außerdem festgestellt werden, dass das Signal  $s_{CT(b)}$  an Strang V im Vergleich den größten Ausschlag liefert. Dies könnte ein Hinweis darauf sein, dass es überwiegend zu Entladungen in Strang V kommt. Aber auch hier werden die Dämpfungseffekte des Motors in Relation zum Auftrittsort der TE noch nicht weiter untersucht.

#### 6.7 Fazit

Die Messung von Teilentladungen, ist mit der in dieser Arbeit vorgestellten Methode, sowohl bei stehender als auch bei rotierender Maschine möglich. Dazu werden, neben sinusförmigen Prüfspannungen, auch umrichtererzeugte Prüfspannungen eingesetzt. Letztere zeichnen sich durch schnelle Anstiegszeiten und damit verbundene Spannungsüberschwinger am Prüfobjekt aus. Um die dadurch entstehenden Störungen bei der Erfassung der TE zu unterdrücken, ist die Wahl eines

---

<sup>6</sup>Eine Zuordnung zur entsprechenden Strangspannung ist in dieser Darstellung aufgrund der Synchronisierung mit den Flanken der Gleichtaktspannung nicht möglich.

geeigneten Frequenzbereiches von großer Wichtigkeit. Die Bestimmung des Frequenzbereiches, muss mit Methoden wie z.B. der Empfindlichkeitsbestimmung, experimentell ermittelt werden. In diesem Anwendungsfall liegt der Frequenzbereich für die TE-Erfassung zwischen  $f = 150 \text{ MHz}$  und  $f = 1 \text{ GHz}$ .

Durch die Anregung der Motorprüfobjekte mit rechteckförmiger Prüfspannung, werden Resonanzstellen angeregt. Diese erzeugen eine nichtlineare Spannungsverteilung im Prüfobjekt, welche genauer analysiert wurde. Sie wird durch verschiedene Faktoren, wie der Anschlussart oder der Anstiegszeit der Prüfspannung, beeinflusst. Auch die TE-Impulsform wird durch die Eigenschaften der Motorprüfinge beeinflusst. Mit diesen Erkenntnissen lassen sich die TE-Ereignisse bei der Messung an einer stehenden Maschine geometrisch lokalisieren. Die TE-Einsetzspannung bei rechteckförmiger Prüfspannung war bisher nicht eindeutig festgelegt. Die Ergebnisse dieser Arbeit können helfen, die Definition der TE-Einsetzspannung für rechteckförmige Prüfspannungen zu vereinheitlichen.

Neben der Information über die geometrische Position der Fehlstelle, können auch über die elektrische Phasenlage der TE-Ereignisse Informationen zum vorliegenden TE-Mechanismus gewonnen werden. Dabei kann zwischen TE-Ereignissen, welche die Hauptisolation zwischen LE oder LL, oder die Isolation zwischen zwei Windungen (tt) betreffen, unterschieden werden.

Die Spannungsverteilung bei rotierender Maschine weicht, aufgrund des dreiphasigen Systems und der daraus resultierenden Gleichaktspannung, stark von der Spannungsverteilung beim stehendem Motor ab. Die Maschine wird dadurch auf eine andere Weise elektrisch belastet. Zudem stellt sich im Betrieb ein Stromfluss ein, welcher die TE-Diagnostik erschwert und die Maschine zusätzlich thermisch belastet. Da bei Nennspannung keine Teilentladungen an den betrachteten Prüfmotoren auftreten, wird die Zwischenkreisspannung bis zum Einsetzen von TE erhöht. Dabei wird der Aussteuergrad der Prüfquelle so angepasst, dass eine thermische Überlastung des Motors vermieden wird.

Bei weiteren Untersuchungen könnte der Einfluss der Modulation auf die Spannungsanstiegsgeschwindigkeiten der Prüfspannung weiter untersucht werden. Diese sind maßgeblich für den Frequenzgehalt der Störimpulse, welcher wiederum für die Auslegung der Hochpassfilter wichtig ist.



## Kapitel 7

# Zusammenfassung und Ausblick

Diese Dissertation liefert einen Beitrag zur Charakterisierung von Teilentladungen, wie sie an gewickelten elektrischen Niederspannungsmaschinen auftreten. Vor allem die transiente Prüfspannung, in Kombination mit dem komplexen induktiven Prüfobjekt, stellen für die TE-Messung Herausforderungen dar. Konventionelle TE-Messungen sind, beispielsweise aufgrund des hohen Störspektrums, nicht möglich. Aus diesem Grund wird in dieser Arbeit ein TE-Messaufbau im GHz-Bereich evaluiert und technisch umgesetzt.

Anhand der Entwicklung zweier leistungselektronischer Prüfquellen, werden die Möglichkeiten zur Erzeugung der benötigten rechteckförmigen Prüfspannungen untersucht. Dabei wird der Fokus auf die Anwendung als Prüfquelle gelegt. Als Leistungshalbleiter werden modernste IGBT- und SiC-Module eingesetzt, die Schaltfrequenzen von bis zu  $f = 100\text{ kHz}$  erlauben. Parameter wie die Frequenz und die Modulationsart können frei programmiert werden. Über eine einstellbare HVDC-Quelle kann die Zwischenkreisspannung und somit auch die Spitzenspannung der Ausgangsspannung, variiert werden. Mit der Entwicklung eines neuartigen Treiberkonzeptes ist es möglich, die Spannungsanstiegs geschwindigkeit der Ausgangsspannung zu steuern. Damit lässt sich unter anderem die Auswirkung der, tendenziell immer schneller schaltenden, Leistungshalbleiter auf das elektrische Isoliersystem der Motoren untersuchen.

Das Isoliersystem elektrischer Maschinen besteht im Niederspannungsbereich überwiegend aus speziellem Kunststoff, welcher in Form einer Lackschicht auf den Draht aufgetragen wird. Um die Isolationsfähigkeit der Lackdrähte zu untersuchen, werden verdrillte Leiterpaare eingesetzt. Diese lassen sich kostengünstig und reproduzierbar fertigen. Anhand dieser Prüfobjekte wird der Aufbau zur TE-Messung im HF-Bereich verifiziert. Zudem wird der Einfluss verschiedener Hochpassfilter und eines Signalverstärkers auf die Empfindlichkeit des Messsystems untersucht. Die Messsignale werden im Zeitbereich, Frequenzbereich und über die Wavelet-Transformation, im multidomänen Bereich analysiert. Dabei kann festgestellt werden, dass bei Anregung der TE durch rechteckförmige Prüfspannungen, die messbare Signalamplitude des TE-Signals deutlich erhöht ist. Effekte wie die Konditionierung und die Unterschiede bei der PDIV und PDEV können anhand

von Raumladungsbildungen erklärt werden. Außerdem kann gezeigt werden, dass die Polarität der Prüfspannung einen geringen Einfluss auf die TE-Bildung hat. Vielmehr ist die maximale Verschiebung des elektrischen Feldes, welche sich in erster Linie durch den Spitz-Spitze-Wert der Prüfspannung ergibt, relevant.

Elektrische Maschinen gelten im Bereich der Teilentladungsdiagnostik als anspruchsvolle Prüfobjekte. Aufgrund ihrer induktiven Eigenschaften werden transiente Impulse, wie sie z.B. durch Teilentladungen auftreten, stark gedämpft. Außerdem können beim Betrieb mit rechteckförmiger Versorgungsspannung Resonanzstellen angeregt werden, welche je nach Prüfaufbau, zu erheblichen Überspannungen führen können. Für die praxisnahe Evaluierung der auftretenden hochfrequenztechnischen Effekte werden mehrere baugleiche Asynchronmaschinen verwendet. Anhand der Maschinenparameter, welche teilweise experimentell bestimmt wurden, wird ein netzwerkbasierter Hochfrequenzmodell der elektrischen Maschine aufgebaut. Dadurch sind sämtliche hochfrequente Stromwege und Spannungsverteilungen observierbar. Mithilfe dieser Erkenntnisse kann der Strompfad einer Teilentladung und die Spannungsverteilung in der Wicklung, durch Messungen außerhalb des Prüflings, rekonstruiert werden.

Anhand von TE-Messung an der stehenden Maschine kann so der Ort der Teilentladung und die tatsächlich auftretende Spitzenspannung an dieser Stelle ermittelt werden. Damit kann ein Beitrag zur Klärung der Definition der TE-Einsetzspannung an induktiven Prüfobjekten beigesteuert werden. Zudem können die verschiedenen TE-Mechanismen, anhand ihrer Phasenlage, kategorisiert und damit unterschieden, werden. Die Möglichkeiten zur Teilentladungsmessungen an drehenden umrichtergespeisten elektrischen Maschinen werden ebenfalls behandelt. Anhand der Ergebnisse kann ein Erfahrungsbericht zur aktuellen Entwicklung von Online-Diagnoseverfahren beigesteuert werden.

## Weiterer Forschungsbedarf

Die Gründe für die deutlich erhöhte Intensität der Teilentladungen, angeregt durch transiente Prüfspannungen, kann in dieser Arbeit nicht abschließend geklärt werden. Dabei sind vor allem die Gründe für den deutlich erhöhten Signalpegel zu klären. Sowohl die Teilentladungen an sich als auch Störungen durch hochfrequente Spannungsüberschwinger der Prüfspannung, können hierbei in Frage kommen. In diesem Zusammenhang könnte, beispielsweise die Wechselwirkung der TE-Signalintensität mit der Prüfspannungsfrequenz untersucht werden.

Da elektrische Maschinen heute überwiegend mittels modulierter Spannungen versorgt werden, wäre eine Ausweitung der Studien um modulierte Versorgungsspannungen mit hoher Trägerfrequenz sinnvoll. Speziell die Verteilung des elektrischen Feldes in induktiven Prüfobjekten wäre für die TE-Diagnostik von Interesse. Diese Erkenntnisse könnten einen weiteren Beitrag zur konstruktiven Optimierung hochausgenutzter elektrischer Maschinen leisten.

Untersuchungen zu realitätsnäher beschleunigter Alterung der elektrischen Isoliersysteme der Gesamtkomponenten wären für die industrielle Umsetzung des Forschungsgebietes ebenfalls möglich. Hierbei können die in dieser Arbeit erlangten Ergebnisse zur TE-Diagnostik einen Grundbaustein darstellen.

## Anhang A

# Ergänzende Informationen

### A.1 Parametersatz für die Regressionskurven der Spannungsverteilung

Für die  $x$ -Werte aus Gleichung (6.6) gilt

$$\begin{pmatrix} U1 \\ A1 \\ A2 \\ A3 \\ U2 \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} 1 \\ 2 \\ 3 \\ 4 \\ 5 \end{pmatrix}. \quad (\text{A.1})$$

Die, mittels Methode der kleinsten Quadrate (engl. least squares method) bestimmten, Parameter  $k_1-k_5$  sind in Tabelle A.1 dargestellt.

**Tabelle A.1:** Parametersatz für Regressionskurven aus Abbildung 6.10.

$k_{\text{os}}$ an U1 in %	$k_1$	$k_2$	$k_3$	$k_4$	$k_5$
0	$1,4224 \cdot 10^4$	-1,0933	$-1,4266 \cdot 10^4$	-1,1036	65,7777
20	$1,4272 \cdot 10^4$	-0,9038	$-1,4141 \cdot 10^4$	-0,9190	63,6256
40	747,5	-0,5076	-280,7	-1,2811	64,3599
60	$1,2793 \cdot 10^3$	-0,3977	-220,4	-1,4148	65,1948

### A.2 Parametersatz für die Regressionskurven der Impulsdämpfung

Die Zuordnung der horizontalen Achse kann Gleichung (A.1) entnommen werden. Für die Parametersätze der Simulationsdaten aus Abbildung 6.17 gilt Tabelle A.2, für die der Messdaten gilt Tabelle A.3.

**Tabelle A.2:** Parametersatz für Regressionskurven aus Abbildung 6.17 (a).

Signal	$k_1$	$k_2$	$k_3$	$k_4$	$k_5$
$S_{CT(a),S}$	$8,136 \cdot 10^{-7}$	0,451	3,280	-0,805	0,053
$S_{CT(b),S}$	$1,0 \cdot 10^{-3}$	0,739	0,120	-1,080	0,060
$S_{CT(c),S}$	$-1,313 \cdot 10^{-5}$	0,457	-4,898	-0,521	-0,220

**Tabelle A.3:** Parametersatz für die Regressionskurven aus Abbildung 6.17 (b).

Signal	$k_1$	$k_2$	$k_3$	$k_4$	$k_5$
$S_{CT(a),S}$	$3,2 \cdot 10^{-14}$	10,0	4,298	-0,673	0,027
$S_{CT(b),S}$	$5,071 \cdot 10^{-4}$	0,662	0,113	-0,022	0,026
$S_{CT(c),S}$	$-3,566 \cdot 10^{-5}$	0,495	-6,217	-0,509	-0,145

### A.3 Parametersatz für das Diagramm zur TE-Lokalisierung

Die Zuordnung der horizontalen Achse kann Gleichung (A.1) entnommen werden. Für die Parametersätze des Diagrammes zur Positionsbestimmung aus Abbildung 6.18 gilt Tabelle A.4.

**Tabelle A.4:** Parametersatz für die Regressionskurven aus Abbildung 6.18.

Regressionsfunktion	$k_1$	$k_2$	$k_3$	$k_4$	$k_5$
doppelt-exponentiell	-0,9945	0,5507	1,0031	0,5512	0,0704
einfach-exponentiell	0,00379	0,9210	-	-	-

## Anhang B

# Nomenklatur

### Attribute an Formelzeichen

$x$	zeitabhängiger Momentanwert
$\Delta x$	Abschnitt oder Änderung des Wertes $x$
$\hat{x}$	Amplitude periodischer Signale
$X$	Effektivwert oder Gleichgröße
$X_S$	Spitzenwert
$X_{SS}$	Spitze-Spitze-Wert
$\bar{X}$	arithmetischer Mittelwert
$X'$	bezogene Größe
$\vec{x}$	vektorielle Größe
$\mathbf{X}$	Matrix
$X^*$	komplexe Konjugation

### Formelzeichen

$\beta$	Abklingfaktor
$\beta$	Phasenversatz
$\gamma$	Symmetriefaktor
$\lambda$	Antwortfunktion
$du/dt$	Spannungsanstiegsgeschwindigkeit, engl. slew rate
$du_{12}/dt$	Spannungsanstiegsgeschwindigkeit der Leiter-Leiter-Spannung
$du_{DS}/dt$	Spannungsanstiegsgeschwindigkeit der Drain-Source-Spannung
$\mu_{AP}$	Permeabilität im Arbeitspunkt
$\mu_{diff}$	differentielle Permeabilität
$\Omega$	Gesamtvolumen
$\omega$	Kreisfrequenz
$\Phi_i$	Phasenlage des TE-Ereignisses
$\psi$	Mutter-Wavelet
$\psi_{a,b}$	Tochter-Wavelet
$\psi_{P,\gamma}(\omega)$	Definition des Mutter-Wavelets im Frequenzbereich

$\rho$	Raumladungsdichte
$\sigma$	Flächenladungsdichte
$\sigma_{\text{Cu}}$	spezifischer Widerstand von Kupfer
$\tau$	Zeitkonstante
$A$	Aussteuergrad
$A$	Konstante
$A$	Querschnitt
$a_{P,\gamma}$	Normierungsfaktor
$B$	Konstante
$B$	magnetische Flussdichte
$b$	Zeitverschiebungsfaktor
$C_1$	Kapazität der Fehlstelle
$C_2$	Kapazität im Bereich der Fehlstelle
$C_3$	Kapazität ohne Fehlstelle
$C_a$	Kapazität Impulskondensator a
$C_b$	Kapazität Impulskondensator b
$C_{\text{DS}}$	Drain-Source-Kapazität
$C_{g1}$	Teilkapazität
$C_{g2}$	Teilkapazität
$C_{\text{GC}}$	Gate-Kollektor-Kapazität
$C_{\text{GD}}$	Gate-Drain-Kapazität
$C_{\text{ges}}$	Kapazität, Gleichtaktmessung
$C_{\text{GE}}$	Gate-Emitter-Kapazität
$C_{\text{GS}}$	Gate-Source-Kapazität
$C_g$	Streukapazität gegen den Stator
$C_{\text{HF}}$	HF-Kapazität, Gleichtaktmessung
$C_{\text{ies}}$	Eingangskapazität, IGBT
$C_{\text{iss}}$	Eingangskapazität, MOSFET
$C_K$	Kapazität des Koppelkondensators
$C_m$	Wert des kapazitiven UHF-Kopplers
$C_{\text{oes}}$	Ausgangskapazität, IGBT
$C_{\text{oiss}}$	Ausgangskapazität, MOSFET
$C_P$	Kapazität des Prüfobjekts
$C_p$	kapazitive Kopplung der einzelnen Stränge
$C_{\text{res}}$	Rückwirkungskapazität, IGBT
$C_{\text{rss}}$	Rückwirkungskapazität, MOSFET
$C_{\text{Snubber}}$	Dämpfungskapazität
$C_{\text{tt}}$	Wicklungskapazität
$C_{\text{ZK}}$	Zwischenkreiskapazität
$d$	Durchmesser
$E$	elektrische Feldstärke
$e$	Eulersche Zahl
$E'(t)$	zeitlicher Verlauf der elektrischen Feldstärke bei TE
$E_{\text{res}}$	verbleibende Feldstärke nach TE-Ereignis
$E_{\text{TEE}}$	TE-Einsetzfeldstärke

---

$F$	Zugkraft
$f$	Frequenz
$f_a$	Abtastfrequenz
$f_{bw}$	Bandbreite
$f_c$	Trägerfrequenz
$f_{g,o}$	obere Grenzfrequenz
$f_{g,u}$	untere Grenzfrequenz
$f_{\max(DM)}$	zweite Resonanzstelle, differentielle Messung
$f_{\min(CM)}$	erste Resonanzstelle, Gleichtaktmessung
$f_{\min(DM)}$	erste Resonanzstelle, differentielle Messung
$f_n$	diskrete Frequenzschritte
$f_{\text{Res}}$	Resonanzfrequenz
$f_{sw(\max)}$	maximale Schaltfrequenz
$f_{sw}$	Schaltfrequenz
$g_{fs}$	Übertragungssteilheit
$H$	magnetische Feldstärke
$H(\omega)$	Heaviside-Funktion
$i$	Strom
$I_1$	Statorstrom
$i_1$	Primärstrom
$I_2$	Rotorstrom
$i_2$	Sekundärstrom
$I_{C(\max)}$	maximaler Kollektor-Strom
$i_C$	Kollektor-Strom
$I_{D(\max)}$	maximaler Drain-Strom
$i_{DSS}$	Leckstrom
$i_D$	Drain-Strom
$i_G$	Gate-Strom
$i_{tail}$	Kollektorstromschweif (Tailstrom)
$j$	imaginäre Einheit
$K$	materialabhängige Konstante
$k$	Kalibrierfaktor
$k$	Laufvariable
$k_1-k_5$	nummerisch bestimmte Parameter
$k_{OS}$	Spannungsüberschwinger in %
$K_P$	Positionsfaktor
$L$	Dämpfung
$L$	Induktivität
$L'$	Induktivitätsbelag
$L_\sigma$	Streuinduktivität
$L_A$	Dämpfung Antenne
$L_{CM}$	Induktivität, Gleichtaktmessung
$L_{CT(a)}$	Dämpfung Stromwandler (a)
$L_{CT(b)}$	Dämpfung Stromwandler (b)
$L_{DM}$	Induktivität, differentielle Messung

$L_h$ .....	Hauptinduktivität
$L_{K(b)}$ .....	Dämpfung kapazitiver Koppler
$L_{zu}$ .....	Zuleitungsinduktivität
$N$ .....	Anzahl
$N$ .....	Signallänge
$N$ .....	Wicklungszahl
$n$ .....	Laufvariable
$n$ .....	Lebensdauerexponent
$n_{\text{mech}}$ .....	Rotordrehzahl
$n_{\text{rel}}$ .....	Relativdrehzahl Statorfeld
$p$ .....	Polpaarzahl
$P^2$ .....	Zeit-Bandbreite-Produkt
$P_{\text{el}}$ .....	elektrische Eingangsleistung
$P_{\text{FE}}$ .....	Eisenverluste
$P_{\text{hyst}}$ .....	Hystereseverluste
$P_{\text{mech}}$ .....	mechanische Ausgangsleistung
$P_n$ .....	Nennleistung
$P_{\text{ref}}$ .....	Referenzleistung
$P_{V(\text{mech})}$ ....	mechanische Verluste
$P_{V1}$ .....	ohmsche Verluste im Stator
$P_{V2}$ .....	ohmsche Verluste im Rotor
$P_w$ .....	Wirbelstromverluste
$q$ .....	Ladung
$q_1$ .....	Ladungsumsatz in Fehlstelle
$q_{\text{cal}}$ .....	Kalibrierladung
$q_m$ .....	messbare Ladung
$q_s$ .....	scheinbare Ladung
$R$ .....	Widerstand
$R'$ .....	Widerstandsbelag
$R_0$ .....	Abschlusswiderstand
$R_1$ .....	Isolationswiderstand der Fehlstelle
$R_1$ .....	Kupferwiderstand, statorseitig
$R_2$ .....	Isolationswiderstand im Bereich der Fehlstelle
$R_2$ .....	Käfigwiderstand, rotorseitig
$R_3$ .....	Isolationswiderstand ohne Fehlstelle
$R_B$ .....	Basiswiderstand
$R_D$ .....	Durchlasswiderstand
$R_{\text{FE}}$ .....	Eisenwiderstand
$R_{G(\text{ext})}$ .....	externer Gate-Vorwiderstand
$R_{G(\text{int})}$ .....	interner Gate-Widerstand
$R_{g1}$ .....	Dämpfungswiderstand, differentielle Messung
$R_{g2}$ .....	Dämpfungswiderstand, Gleichtaktmessung
$R_G$ .....	Gate-Widerstand
$R_g$ .....	Dämpfungswiderstand
$R_{\text{Miller}}$ .....	Widerstand zum Überbrücken von $R_{G(\text{ext})}$

---

$R_{tt}$	parasitärer Widerstand der Wicklungskapazität
$R_W$	Widerstand p-Wanne
$s$	Schlupf
$s_A$	Messsignal Antenne
$s_{CT}$	Messsignal HFCT
$S_j$	Oberfläche der j-ten Fehlstelle
$S_K$	Messsignal kapazitiver UHF-Koppler
$S_{Sensor}$	Sensorsignal
$s_{TE}$	Teilentladungssignal
$S_{th,n}$	negative Signalschwelle
$S_{th,p}$	positive Signalschwelle
$T$	Periodendauer
$T$	Temperatur
$t$	Zeit
$t_a$	Abtastzeit
$t_a$	erwartete Ausfallzeit
$t_i$	Zeitpunkt des TE-Ereignisses
$t_n$	diskrete Zeitschritte
$t_r$	Anstiegszeit
$u$	Spannung
$u'$	Ausgleichsspannung
$U(f_k)$	Effektivwert des Signalanteils $f_k$
$u_{10}$	Spannung zwischen Phase 1 und dem Nullpunkt
$u_{12}$	Spannung zwischen Phase 1 und 2
$u_1$	Spannung über Fehlstelle
$u_1$	Strangspannung
$u_{20}$	Spannung zwischen Phase 2 und dem Nullpunkt
$u_{23}$	Spannung zwischen Phase 2 und 3
$u_2$	Strangspannung
$u_{30}$	Spannung zwischen Phase 3 und dem Nullpunkt
$u_{31}$	Spannung zwischen Phase 3 und 1
$u_3$	Strangspannung
$u_{A1}$	Spannung, gemessen an A1
$u_{A2}$	Spannung, gemessen an A2
$u_{A3}$	Spannung, gemessen an A3
$u_{AKV}$	gemessene Spannung am AKV
$u_a$	Spannung an Seite a
$u_b$	Spannung an Seite b
$U_{cc}$	positive Versorgungsspannung
$U_{CE(sat)}$	Durchlassspannung, IGBT
$U_{CES}$	maximale Sperrspannung, IGBT
$u_{CE}$	Kollektor-Emitter Spannung
$U_{DC,U2}$	Gleichspannungsanteil gemessen an U2, bzw. X
$U_{DC}$	Gleichspannung
$U_{DS(on)}$	Durchlassspannung, MOSFET

$U_{DSS}$ .....	maximale Sperrspannung, MOSFET
$u_{DS}$ .....	Drain-Source-Spannung
$U_{ee}$ .....	negative Versorgungsspannung
$U_{GE}$ .....	Gate-Emitter-Spannung
$U_{GS(on)}$ .....	positive Gate-Steuerspannung
$U_{GS(th)}$ .....	Schwellwert Gate-Source-Spannung
$u_{GS}$ .....	Gate-Source-Spannung
$U_{Hub}$ .....	Spannungshub
$U_j$ .....	Sprungspannung
$U_{LE}$ .....	Leiterspannung
$U_{LL,N}$ .....	Nennspannung, Leiter-Leiter
$U_{LL}$ .....	Leiter-Leiter-Spannung
$u_{LVPG}$ .....	Ausgangsspannung des Niederspannungsimpulsgenerators
$u_{max}$ .....	maximale Spannung
$U_{Miller}$ .....	Spannungslevel des Miller-Plateaus
$u_{Str}$ .....	Strangspannung
$U_{TEA}$ .....	TE-Aussetzspannung
$U_{TEE}$ .....	TE-Einsetzspannung
$u_{tt}$ .....	Spannungsabfall über zwei Windungen
$u_{U1}$ .....	Spannung, gemessen an U1
$u_{U2}$ .....	Spannung, gemessen an U2
$u_{UV}$ .....	Potentialdifferenz zwischen Klemme U und V
$u_{x0}$ .....	Gleichtaktspannung
$U_{ZK}$ .....	Zwischenkreisspannung
$W_x^\psi$ .....	Wavelettransformation
$x$ .....	relative Position des TE-Ereignisses
$X(f_k)$ .....	Fourierkoeffizienten
$x(t_n)$ .....	zeitdiskretes Signal
$X_{\sigma 1}$ .....	Streureaktanz, statorseitig
$X_{\sigma 2}$ .....	Streureaktanz, rotorseitig
$X_h$ .....	Hauptreaktanz
$Z$ .....	Impedanz
$Z_{\max(DM)}$ ...	globales Impedanzmaximum, differentielle Messung
$Z_{\min(CM)}$ ...	Impedanz an erster Resonanzstelle, Gleichtaktmessung
$Z_{\min(DM)}$ ...	globales Impedanzminimum, differentielle Messung

## **Abkürzungen**

$2L$ .....	zwei Level
$2P$ .....	zweipolig
$3L-NPC$ .....	drei Level Wechselrichter mit Neutralpunktlemmung
$3P$ .....	dreipolig
a, b .....	Anschlussseite am Prüfobjekt
A1, A2, A3 ..	Spulenabgriffe
AKV .....	Ankoppelvierpol
AProSys .....	KI-gestützte Assistenz- und Prognosesysteme für den nachhaltigen

---

	Einsatz in der intelligenten Verteilnetztechnik
BMWE .....	Bundesministerium für Wirtschaft und Energie
BW .....	Butterworth
C .....	Kollektor
CD .....	Koppeleinheit, engl. coupling device
CS .....	Tschebyscheff
D .....	Drain
DFT .....	diskrete Fouriertransformation
DUT .....	Prüfobjekt, engl. device under test
DUT22-1 ...	Prüfmotor
DUT22-2 ...	Prüfmotor
DUT22-3 ...	Prüfmotor
DUT23-4 ...	Prüfmotor
E .....	Emitter
EIS .....	elektrisches Isoliersystem
EMV .....	elektromagnetische Verträglichkeit
ESB .....	Ersatzschaltbild
FFT .....	Fast-Fourier-Transformation
FLEMING ..	Flexible Monitoring- und Regelsysteme für die Energie- und Mobilitätswende im Verteilnetz durch Einsatz von Künstlicher Intelligenz
G .....	Gate
GaN .....	Galliumnitrid
GIS .....	gasisolierte Schaltanlage
GUI .....	Benutzeroberfläche
HF .....	Hochfrequenzbereich
HFCT .....	Hochfrequenzstromwandler
HGÜ .....	Hochspannungsgleichstromübertragung
HP .....	Hochpassfilter
HVDC .....	Hochspannungsgleichstrom
HVIG .....	Hochspannungsimpulsgenerator
IC .....	integrierter Schaltkreis
IEH .....	Institut für Elektroenergiesysteme und Hochspannungstechnik
IGBT .....	Bipolartransistor mit isolierter Gate-Elektrode
KIT .....	Karlsruher Institut für Technologie
L1, L2, L3 ..	Phasenzuordnung, netzseitig
LE .....	Leiter-Erde
LL .....	Leiter-Leiter
LVPG .....	Niederspannungspulsgenerator
MOSFET ...	Metall-Oxid-Halbleiter-Feldeffekttransistor
nMOS .....	n-Kanal MOSFET
PC .....	Einzelplatzrechner, engl. personal computer
PDEV .....	Teilentladungsaussetzspannung, engl. partial discharge extinction voltage
PDIV .....	Teilentladungseinsetzspannung, engl. partial discharge inception

	voltage
pMOS .....	p-Kanal MOSFET
PRPD .....	phasenaufgelöstes TE-Diagramm
PSC .....	Schwenksteuerung, engl. phase shift control
RF .....	engl. radio frequency
RPDEV .....	wiederkehrende Teilentladungsaussetzspannung, engl. repetitive
RPDIV .....	wiederkehrende Teilentladungseinsetzspannung, engl. repetitive
S .....	Source
Si .....	Silizium
SiC .....	Siliziumkarbid
SNR .....	Signal- zu Rauschverhältnis
SPS .....	speicherprogrammierbare Steuerung
SVPWM .....	Raumzeigermodulation, engl. space vector pulse width modulation
TE .....	Teilentladung
TEAM .....	thermische, elektrische, umgebungsbedingte und mechanische Alterungsfaktoren
tt .....	Windung-Windung, engl. turn-turn
U1, V1, W1 .....	Phasenzuordnung am Motor, eingesamtseitig
U2, V2, W2 .....	Phasenzuordnung am Motor, ausgangsseitig
UHF .....	extrem hoher Frequenzbereich
VHF .....	sehr hoher Frequenzbereich
WBG .....	Halbleitermaterial mit großer Bandlücke, engl. wide band gap
X .....	Sternpunkt

## Anhang C

# Literaturverzeichnis

### C.1 Wissenschaftliche Veröffentlichungen und Bücher

- [1] 50Hertz Transmission GmbH, Ampriion GmbH, TenneT TSO GmbH und TransnetBW GmbH: „Notwendigkeit der Entwicklung netzbildender STATCOM-Anlagen,“ Deutsche Übertragungsnetzbetreiber (ÜNB), Positionspapier, Dez. 2020. Online, Zugriff am 25. Juli 2025. Verfügbar unter: <https://www.netztransparenz.de/de-de/%C3%9Cber-uns/Studien-und-Positionspapiere/Positionspapier-Notwendigkeit-der-Entwicklung-netzbildender-STATCOM-Anlagen-08122020>.
- [2] Arrhenius, S., „Über die Dissociationswärme und den Einfluss der Temperatur auf den Dissociationsgrad der Elektrolyte,“ *Zeitschrift für Physikalische Chemie*, Jg. 4U, Nr. 1, S. 96–116, 1889.
- [3] Babiels, G.: *Elektrische Antriebe in der Fahrzeugtechnik*, 5. Aufl. Wiesbaden: Springer Vieweg, 2023, ISBN: 978-3-658-40585-4. DOI: [10.1007/978-3-658-40586-1](https://doi.org/10.1007/978-3-658-40586-1).
- [4] Backhaus, K., Elspaß, L. und Pasche, K., „Detection Technique of Partial Discharges at Impulse Voltage with Appropriate Filter Settings for Signal Separation,“ *Energies*, Jg. 12, Nr. 23, 2019, ISSN: 1996-1073. DOI: [10.3390/en12234445](https://doi.org/10.3390/en12234445).
- [5] Balali, B., Kuhnke, M., Zidny, I., Werle, P. und Akbari, A.: „Improving Sensitivity and Detection Frequency of Special UHF Partial Discharge Sensors for Power Transformer Monitoring Systems,“ in *2024 10th International Conference on Condition Monitoring and Diagnosis (CMD)*, 2024, S. 13–16. DOI: [10.23919/CMD62064.2024.10766301](https://doi.org/10.23919/CMD62064.2024.10766301).
- [6] Barth, D.: „Mathematische Methoden für die effiziente Auslegung und den Betrieb induktiver Batterieladesysteme,“ Diss., Karlsruher Institut für Technologie (KIT), 2023, 157 S. DOI: [10.5445/IR/1000157668](https://doi.org/10.5445/IR/1000157668).

- [7] Bartnikas, R., „Partial discharges. Their mechanism, detection and measurement,“ *IEEE Transactions on Dielectrics and Electrical Insulation*, Jg. 9, Nr. 5, S. 763–808, 2002. doi: [10.1109/TDEI.2002.1038663](https://doi.org/10.1109/TDEI.2002.1038663).
- [8] Bellomo, J., Lebey, T., Oraison, J. und Peltier, F.: „Electrical aging of stator insulation of low voltage rotating machines supplied by inverters,“ in *Conference Record of the 1996 IEEE International Symposium on Electrical Insulation*, Bd. 1, 1996, 210–213 vol.1.
- [9] Berbic, A.: „Teilentladungsmessung als Prüfverfahren in End of Line-Prüfungen elektrischer Traktionsmotoren,“ Diss., Universität Kassel, 2015, ISBN: 9783862199303.
- [10] Bernstein, H.: *NF- und HF-Messtechnik: Messen mit Oszilloskopen, Netzwerkanalysatoren und Spektrumanalysator*, 2. Aufl. Springer Vieweg, 2023, ISBN: 978-3-658-39116-4. doi: [10.1007/978-3-658-39116-4](https://doi.org/10.1007/978-3-658-39116-4).
- [11] Billard, T.: „Off-line and On-line Partial Discharges Detection in Low Voltage Motors of Electric Vehicle fed by a PWM Inverter using Non-Intrusive Sensor,“ Ph.D. Thesis, Laplace Laboratory, CNRS/UPS/INP UMR 5213, 118, route de Narbonne, 31062 Toulouse cedex 9, France, Okt. 2014.
- [12] Blaabjerg, F., Chen, Z. und Kjaer, S., „Power electronics as efficient interface in dispersed power generation systems,“ *IEEE Transactions on Power Electronics*, Jg. 19, Nr. 5, S. 1184–1194, 2004. doi: [10.1109/TPEL.2004.833453](https://doi.org/10.1109/TPEL.2004.833453).
- [13] Büssing, W., „Beiträge zum Lebensdauergesetz elektrischer Maschinen,“ *Archiv für Elektrotechnik*, Jg. 36, S. 333–361, 1942.
- [14] Cavallini, A., Lindell, E., Montanari, G. C. und Tozzi, M.: „Inception of partial discharges under repetitive square voltages: Effect of voltage waveform and repetition rate on PDIV and RPDIV,“ in *2010 Annual Report Conference on Electrical Insulation and Dielectric Phenomena*, 2010, S. 1–4. doi: [10.1109/CEIDP.2010.5724033](https://doi.org/10.1109/CEIDP.2010.5724033).
- [15] Cavallini, A., Fabiani, D. und Montanari, G. C., „Power electronics and electrical insulation systems - Part 3: Diagnostic properties,“ *IEEE Electrical Insulation Magazine*, Jg. 26, Nr. 5, S. 30–40, 2010. doi: [10.1109/ME.I.2010.5585006](https://doi.org/10.1109/ME.I.2010.5585006).
- [16] Chau, K. T., Chan, C. C. und Liu, C., „Overview of Permanent-Magnet Brushless Drives for Electric and Hybrid Electric Vehicles,“ *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, Jg. 55, Nr. 6, S. 2246–2257, 2008. doi: [10.1109/TIE.2008.918403](https://doi.org/10.1109/TIE.2008.918403).
- [17] Cittanti, D., Iannuzzo, F., Hoene, E. und Klein, K.: „Role of parasitic capacitances in power MOSFET turn-on switching speed limits: A SiC case study,“ in *2017 IEEE Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE)*, 2017, S. 1387–1394. doi: [10.1109/ECCE.2017.8095952](https://doi.org/10.1109/ECCE.2017.8095952).

- [18] D'Arco, S. und Suul, J. A.: „Virtual synchronous machines — Classification of implementations and analysis of equivalence to droop controllers for microgrids,“ in *2013 IEEE Grenoble Conference*, 2013, S. 1–7. doi: 10.1109/PTC.2013.6652456.
- [19] Dakin, T. W., „Electrical Insulation Deterioration Treated as a Chemical Rate Phenomenon,“ *Transactions of the American Institute of Electrical Engineers*, Jg. 67, Nr. 1, S. 113–122, 1948. doi: 10.1109/T-AIEE.1948.5059649.
- [20] Detlefsen, J. und Siart, U.: *Grundlagen der Hochfrequenztechnik*, 4., aktualisierte Auflage. München: Oldenbourg Verlag, 2010. doi: 10.1524/9783486716238.
- [21] Dreger, U., Lienesch, F. und Engel, U., „Bewertung der Verfahren zur Wirkungsgradbestimmung von Drehstrom-Asynchronmaschinen unter Anwendung des GUM,“ *PTB-Mitteilungen*, Jg. 113, Nr. 3, S. 123–130, 2003.
- [22] Fabiani, D., Montanari, G., Cavallini, A. und Mazzanti, G., „Relation between space charge accumulation and partial discharge activity in enameled wires under PWM-like voltage waveforms,“ *IEEE Transactions on Dielectrics and Electrical Insulation*, Jg. 11, Nr. 3, S. 393–405, 2004. doi: 10.1109/TDEI.2004.1306718.
- [23] Fischer, R. und Nolle, E.: *Elektrische Maschinen*, 18. Aufl. München: Carl Hanser Verlag GmbH & Co. KG, 2022, isbn: 978-3-446-46912-9.
- [24] Fritsch, M. und Wolter, M.: „An Alternative Method for Dealing with Saturation in High-Frequency Current Transformers,“ in *2022 IEEE International Conference on Power Systems Technology (POWERCON)*, 2022, S. 1–5. doi: 10.1109/POWERCON53406.2022.9930060.
- [25] Fritsch, M. und Wolter, M., „High-Frequency Current Transformer Design and Construction Guide,“ *IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement*, Jg. 71, S. 1–9, 2022. doi: 10.1109/TIM.2022.3177189.
- [26] Fuhr, J. und Aschwanden, T., „Identification and localization of PD-sources in power-transformers and power-generators,“ *IEEE Transactions on Dielectrics and Electrical Insulation*, Jg. 24, Nr. 1, S. 17–30, 2017. doi: 10.1109/TDEI.2016.005951.
- [27] Gemant, A. und Philippoff, W., „Die Funkenstrecke mit Vorkondensator,“ *Zeitschrift für Technische Physik*, Jg. 13, Nr. 9, S. 425–430, 1932.
- [28] Gick, S., Fürst, M. und Bakran, M.-M.: „High Voltage High dV/dt Pulse Generator for Partial Discharge Testing with Adjustable Slew Rate,“ in *2024 International Symposium on Power Electronics, Electrical Drives, Automation and Motion (SPEEDAM)*, 2024, S. 424–429. doi: 10.1109/SPEEDAM61530.2024.10609222.

- [29] Görtz, M. H.: „Elektromagnetische transiente Ausgleichsvorgänge in HGÜ-Systemen und deren Auswirkung auf die Isolationskoordination von Kabelanlagen,“ Diss., Karlsruher Institut für Technologie (KIT), 2021, 213 S. DOI: 10.5445/IR/1000128039.
- [30] Guastavino, F., Briano, L., Gallesi, F. und Torello, E.: „A review on the comparison of conventional and corona resistant nanofilled enamels,“ in *2021 IEEE Workshop on Electrical Machines Design, Control and Diagnosis (WEMDCD)*, 2021, S. 213–218. DOI: 10.1109/WEMDCD51469.2021.9425646.
- [31] Hagl, R.: *Elektrische Antriebstechnik*, 4. Aufl. München: Carl Hanser Verlag GmbH & Co. KG, 2024, ISBN: 978-3-446-47911-1.
- [32] Hammarstrom, T., Bengtsson, T., Blennow, J. und Gubanski, S. M., „PD properties when varying the smoothness of synthesized waveforms,“ *IEEE Transactions on Dielectrics and Electrical Insulation*, Jg. 20, Nr. 6, S. 2035–2041, 2013. DOI: 10.1109/TDEI.2013.6678851.
- [33] Harriehausen, T. und Schwarzenau, D.: *Moeller Grundlagen der Elektrotechnik*, 24. Aufl. Wiesbaden: Springer Vieweg, 2020, ISBN: 978-3-658-27840-3.
- [34] Hauschild, W. und Lemke, E.: *Hochspannungsprüf- und Messtechnik*, 1. Aufl. Cham: Springer Vieweg, 2023, ISBN: 978-3-031-33599-0. DOI: 10.1007/978-3-031-33600-3.
- [35] Hayakawa, N., Shimizu, F. und Okubo, H., „Estimation of partial discharge inception voltage of magnet wires under inverter surge voltage by volume-time theory,“ *IEEE Transactions on Dielectrics and Electrical Insulation*, Jg. 19, Nr. 2, S. 550–557, 2012. DOI: 10.1109/TDEI.2012.6180249.
- [36] Herold, C.: „Verfahren zur automatisierten Teilentladungsdiagnostik von Energiekabeln,“ Diss., Karlsruher Institut für Technologie (KIT), 2012, ISBN: 978-3-95404-111-4.
- [37] Höfer, L. G. A.: „Innere Teilentladungen bei Gleichspannungsbelastung,“ Diss., Technische Universität München, 2021.
- [38] Hoffmann, M. W. u. a., „Integration of Novel Sensors and Machine Learning for Predictive Maintenance in Medium Voltage Switchgear to Enable the Energy and Mobility Revolutions,“ *Sensors*, Jg. 20, Nr. 7, 2020, ISSN: 1424-8220. DOI: 10.3390/s20072099.
- [39] Hofmann Hansgeorg und Spindler, J.: *Werkstoffe in der Elektrotechnik*, 8. Aufl. München: Carl Hanser Verlag GmbH & Co. KG, 2018, ISBN: 978-3-446-45853-6.
- [40] Jahangir, H., Akbari, A., Werle, P. und Szczechowski, J., „Possibility of PD calibration on power transformers using UHF probes,“ *IEEE Transactions on Dielectrics and Electrical Insulation*, Jg. 24, Nr. 5, S. 2968–2976, 2017. DOI: 10.1109/TDEI.2017.006374.

- [41] Jahns, T. M. und Dai, H., „The past, present, and future of power electronics integration technology in motor drives,“ *CPSS Transactions on Power Electronics and Applications*, Jg. 2, Nr. 3, S. 197–216, 2017. doi: 10.2429/5/CPSSTPEA.2017.00019.
- [42] Kammermann, J., Bolvashenkov, I., Herzog, H.-G. und Brazhnikov, A. V.: „Design Features and Benefits of Advanced Multiphase Inverter-Fed Electric Drives,“ in *2022 Second International Conference on Sustainable Mobility Applications, Renewables and Technology (SMART)*, 2022, S. 1–7. doi: 10.1109/SMART55236.2022.9990199.
- [43] Kane, C., Lease, B. und Golubev, A.: „Practical experiences of on-line partial discharge measurements on a variety of medium voltage electrical equipment,“ in *Record of Conference Papers. IEEE Industry Applications Society 45th Annual Petroleum and Chemical Industry Conference (Cat. No.98CH36234)*, 1998, S. 77–85. doi: 10.1109/PCICON.1998.727906.
- [44] Kaufhold, M., Aninger, H., Berth, M., Speck, J. und Eberhardt, M., „Electrical stress and failure mechanism of the winding insulation in PWM-inverter-fed low-voltage induction motors,“ *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, Jg. 47, Nr. 2, S. 396–402, 2000. doi: 10.1109/41.836355.
- [45] Kaufhold, M., Borner, G., Eberhardt, M. und Speck, J., „Failure mechanism of the interturn insulation of low voltage electric machines fed by pulse-controlled inverters,“ *IEEE Electrical Insulation Magazine*, Jg. 12, Nr. 5, S. 9–16, 1996. doi: 10.1109/57.537190.
- [46] Kaufhold, M.: *Elektrisches Verhalten der Windungsisolierung von Niederspannungsmaschinen bei Speisung durch Pulsumrichter* (Verein Deutscher Ingenieure. Fortschritt-Berichte VDI / 21 ; 172). Düsseldorf: VDI-Verlag, 1995, Diss., Technische Universität Dresden, 1994, ISBN: 3-18-317221-6.
- [47] Kolar, J. W. u.a.: „Application of WBG Power Devices in Future 3-Φ Variable Speed Drive Inverter Systems "How to Handle a Double-Edged Sword",“ in *2020 IEEE International Electron Devices Meeting (IEDM)*, 2020, S. 27.7.1–27.7.4. doi: 10.1109/IEDM13553.2020.9372022.
- [48] Kreuger, F.: *Industrial High DC Voltage*. Delft, Netherlands: Delft University Press, 1995, ISBN: 90-407-1110-0.
- [49] Kreuger, F.: *Industrial High Voltage*. Delft, The Netherlands: Delft University Press, 1992, ISBN: 90-6275-562-3.
- [50] Küchler, A.: *Hochspannungstechnik: Grundlagen - Technologie - Anwendungen* (VDI-Buch), 4. Aufl. Berlin, Heidelberg: Springer Vieweg, 2017, ISBN: 978-3-662-54699-4. doi: 10.1007/978-3-662-54700-7.
- [51] Kurimský, J., Kolcunová, I. und Cimbala, R., „Understanding surface partial discharges in HV coils and the role of semi-conductive protection,“ *Electrical Engineering*, Jg. 92, Nr. 7, S. 283–289, 2010, ISSN: 1432-0487. doi: 10.1007/s00202-010-0184-0.

- [52] Kurtz, M., Lyles, J. und Stone, G., „Application of Partial Discharge Testing to Hydro Generator Maintenance,“ *IEEE Transactions on Power Apparatus and Systems*, Jg. PAS-103, Nr. 8, S. 2148–2157, 1984. doi: 10.1109/TPAS.1984.318525.
- [53] Laksono, D. T. und Khayam, U.: „Comparison of peak to peak voltage and number of partial discharge detected by HFCT and loop antenna in metal enclosed high voltage equipment,“ in *2017 International Conference on High Voltage Engineering and Power Systems (ICHVEPS)*, 2017, S. 466–471. doi: 10.1109/ICHVEPS.2017.8225891.
- [54] Lee, H., Kim, H., Jeong, J., Lee, K., Lee, S. B. und Stone, G. C., „Inverter-Embedded Partial Discharge Testing for Reliability Enhancement of Stator Winding Insulation in Low Voltage Machines,“ *IEEE Transactions on Industry Applications*, Jg. 58, Nr. 2, S. 2088–2096, 2022. doi: 10.1109/TIA.2022.3142712.
- [55] Lemke, E., „A Critical Review of Partial-Discharge Models,“ *IEEE Electrical Insulation Magazine*, Jg. 28, Nr. 6, S. 9–9, 2012.
- [56] Lilly, J. M. und Olhede, S. C., „Generalized Morse Wavelets as a Superfamily of Analytic Wavelets,“ *IEEE Transactions on Signal Processing*, Jg. 60, Nr. 11, S. 6036–6041, 2012. doi: 10.1109/TSP.2012.2210890.
- [57] Lilly, J. M. und Olhede, S. C., „Higher-Order Properties of Analytic Wavelets,“ *IEEE Transactions on Signal Processing*, Jg. 57, Nr. 1, S. 146–160, 2009. doi: 10.1109/TSP.2008.2007607.
- [58] Luo, G. und Zhang, D.: „Study on performance of HFCT and UHF sensors in partial discharge detection,“ in *2010 Conference Proceedings IPEC*, 2010, S. 630–635. doi: 10.1109/IPECON.2010.5697070.
- [59] Lutz, J.: *Halbleiter-Leistungsbauelemente: Physik, Eigenschaften, Zuverlässigkeit*, 2. Aufl. Springer Berlin, Heidelberg, 2012, ISBN: 978-3-642-29795-3. doi: 10.1007/978-3-642-29796-0.
- [60] Ma, X., Zhou, C. und Kemp, I., „Interpretation of wavelet analysis and its application in partial discharge detection,“ *IEEE Transactions on Dielectrics and Electrical Insulation*, Jg. 9, Nr. 3, S. 446–457, 2002. doi: 10.1109/TDEI.2002.1007709.
- [61] Madonna, V., Giangrande, P., Zhao, W., Zhang, H., Gerada, C. und Galea, M.: „On the Design of Partial Discharge-Free Low Voltage Electrical Machines,“ in *2019 IEEE International Electric Machines & Drives Conference (IEMDC)*, 2019, S. 1837–1842. doi: 10.1109/IEMDC.2019.8785413.
- [62] Markalous, S. M., Tenbohlen, S. und Feser, K., „Detection and location of partial discharges in power transformers using acoustic and electromagnetic signals,“ *IEEE Transactions on Dielectrics and Electrical Insulation*, Jg. 15, Nr. 6, S. 1576–1583, 2008. doi: 10.1109/TDEI.2008.4712660.

- [63] Martinez-Ríos, E. A., Bustamante-Bello, R., Navarro-Tuch, S. und Perez-Meana, H., „Applications of the Generalized Morse Wavelets: A Review,“ *IEEE Access*, Jg. 11, S. 667–688, 2023. doi: 10.1109/ACCESS.2022.3232729.
- [64] McDermid, W. und Bromley, J., „Experience with directional couplers for partial discharge measurements on rotating machines in operation,“ *IEEE Transactions on Energy Conversion*, Jg. 14, Nr. 2, S. 175–184, 1999. doi: 10.1109/60.766981.
- [65] Mier, C., Rodrigo Mor, A., Castro, L. und Vaessen, P., „Magnetic and electric antennas calibration for partial discharge charge estimation in gas-insulated substations,“ *International Journal of Electrical Power & Energy Systems*, Jg. 141, S. 108 226, 2022, ISSN: 0142-0615. doi: 10.1016/j.ijepes.2022.108226.
- [66] Montanari, G. C. und Seri, P., „The effect of inverter characteristics on partial discharge and life behavior of wire insulation,“ *IEEE Electrical Insulation Magazine*, Jg. 34, Nr. 2, S. 32–39, 2018. doi: 10.1109/MEI.2018.8300442.
- [67] Montsinger, V. M., „Loading Transformers By Temperature,“ *Transactions of the American Institute of Electrical Engineers*, Jg. 49, Nr. 2, S. 776–790, 1930. doi: 10.1109/T-AIEE.1930.505572.
- [68] Morikawa, M., Hayakawa, N. und Okubo, H.: „Partial discharge inception and degradation characteristics of inverter-fed motor sample under surge voltage condition,“ in *CEIDP '05. 2005 Annual Report Conference on Electrical Insulation and Dielectric Phenomena, 2005.*, 2005, S. 426–429. doi: 10.1109/CEIDP.2005.1560711.
- [69] Morya, A., Moosavi, M., Gardner, M. C. und Toliyat, H. A.: „Applications of Wide Bandgap (WBG) devices in AC electric drives: A technology status review,“ in *2017 IEEE International Electric Machines and Drives Conference (IEMDC)*, 2017, S. 1–8. doi: 10.1109/IEMDC.2017.8002288.
- [70] Mössner, K.: „Untersuchungen zur frequenzabhängigen Leistungsaufnahme unbelasteter Leistungstransformatoren,“ Diss., Karlsruher Institut für Technologie (KIT), 2013, 210 S., ISBN: 978-3-95404-444-3.
- [71] Müller, K.: „Entwicklung und Anwendung eines Messsystems zur Erfassung von Teilentladungen bei an Frequenzumrichtern betriebenen elektrischen Maschinen,“ Diss., Universität Duisburg-Essen, 2003.
- [72] Niemeyer, L., „A generalized approach to partial discharge modeling,“ *IEEE Transactions on Dielectrics and Electrical Insulation*, Jg. 2, Nr. 4, S. 510–528, 1995. doi: 10.1109/94.407017.
- [73] Nitzsche, M., Cheshire, C., Fischer, M., Ruthardt, J. und Roth-Stielow, J.: „Comprehensive Comparison of a SiC MOSFET and Si IGBT Based Inverter,“ in *PCIM Europe 2019; International Exhibition and Conference for Power Electronics, Intelligent Motion, Renewable Energy and Energy Management*, 2019, S. 1–7.

- [74] Ohtsuka, S., Fukuda, K. und Sogabe, A.: „Measurement of PD Current Waveforms in SF<sub>6</sub> Gas with a Super High Frequency Wide Band Measurement System,“ in *14th International Symposium on High Voltage Engineering*, Beijing, China: VDE, 2005, S. 348.
- [75] Oliver, J. und Stone, G., „Implications for the application of adjustable speed drive electronics to motor stator winding insulation,“ *IEEE Electrical Insulation Magazine*, Jg. 11, Nr. 4, S. 32–36, 1995. DOI: [10.1109/57.400762](https://doi.org/10.1109/57.400762).
- [76] Paoletti, G. und Golubev, A., „Partial discharge theory and technologies related to medium-voltage electrical equipment,“ *IEEE Transactions on Industry Applications*, Jg. 37, Nr. 1, S. 90–103, 2001. DOI: [10.1109/28.903131](https://doi.org/10.1109/28.903131).
- [77] Park, C. u. a.: „Automated Impulse PD Testing for Early Detection and Classification of PD in the Stator Insulation of Low Voltage VFD Motors,“ in *2022 IEEE Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE)*, 2022, S. 1–8. DOI: [10.1109/ECCE50734.2022.9947903](https://doi.org/10.1109/ECCE50734.2022.9947903).
- [78] Pedersen, A.: „Partial Discharges in Voids in Solid Dielectrics. An Alternative Approach,“ in *1987 Annual Report — Conference on Electrical Insulation and Dielectric Phenomena*, IEEE, Washington, DC, USA: IEEE, 1987, S. 58.
- [79] Probst, U.: *Leistungselektronik für Bachelors: Grundlagen und praktische Anwendungen* (Hanser eLibrary), 5. Aufl. München: Hanser Verlag, 2022. DOI: [10.3139/9783446473676](https://doi.org/10.3139/9783446473676).
- [80] Puente León, F. und Jäkel, H.: *Signale und Systeme*, 6, überarbeitete Auflage. Berlin; Boston, Mass.: De Gruyter Oldenbourg, 2015, ISBN: 978-3-11-040385-5.
- [81] Rauscher, A., Hufnagel, M. und Endisch, C., „Pareto optimization of wavelet filter design for partial discharge detection in electrical machines,“ *Measurement*, Jg. 205, S. 112163, 2022, ISSN: 0263-2241. DOI: <https://doi.org/10.1016/j.measurement.2022.112163>.
- [82] Rauscher, A., Stenzel, P. und Endisch, C.: „Investigation of Factors Influencing the End-of-Line Partial Discharge Testing of Electrical Machines,“ in *2025 IEEE Workshop on Electrical Machines Design, Control and Diagnosis (WEMDCD)*, 2025, S. 1–6. DOI: [10.1109/WEMDCD61816.2025.11014117](https://doi.org/10.1109/WEMDCD61816.2025.11014117).
- [83] Reid, A. J. und Judd, M. D.: „High Bandwidth Measurement of Partial Discharge Pulses in SF<sub>6</sub>,“ in *14th International Symposium on High Voltage Engineering*, Bd. 1, Beijing, China: VDE, 2005, S. 348.
- [84] Ruf, A., Pauli, F., Schröder, M. und Hameyer, K., „Lebensdauermodellierung von nicht-teilentladungsresistenten Isoliersystemen elektrischer Maschinen in dynamischen Lastkollektiven,“ *Elektrotechnik & Informations-technik*, Jg. 135, Nr. 2, S. 131–144, 2018. DOI: [10.1007/s00502-018-0600-0](https://doi.org/10.1007/s00502-018-0600-0).

- [85] Rumi, A., Cavallini, A. und Lusuardi, L.: „Impact of WBG Converter Voltage Rise-Time and Switching Frequency on the PDIV of Twisted Pairs,“ in *2020 IEEE 3rd International Conference on Dielectrics (ICD)*, 2020, S. 902–905. DOI: [10.1109/ICD46958.2020.9341897](https://doi.org/10.1109/ICD46958.2020.9341897).
- [86] Schinkel, M., Weber, S., Guttowski, S., John, W. und Reichl, H.: „Efficient HF modeling and model parameterization of induction machines for time and frequency domain simulations,“ in *Twenty-First Annual IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition, 2006. APEC '06.*, 2006. DOI: [10.1109/APEC.2006.1620689](https://doi.org/10.1109/APEC.2006.1620689).
- [87] Schon, K.: *Hochspannungsmesstechnik: Grundlagen – Messgeräte - Messverfahren*, 2. Aufl. Wiesbaden: Springer Vieweg, Nov. 2021, ISBN: 978-3-658-33792-6. DOI: [10.1007/978-3-658-33793-3](https://doi.org/10.1007/978-3-658-33793-3).
- [88] Schröder, D.: *Leistungselektronische Bauelemente*, 2. Aufl. Springer Berlin, Heidelberg, März 2006, ISBN: 978-3-540-28728-5. DOI: [10.1007/3-540-31735-X](https://doi.org/10.1007/3-540-31735-X).
- [89] Schwab, A. J.: *Elektroenergiesysteme: Erzeugung, Übertragung und Verteilung elektrischer Energie*, German, 5. Aufl. Berlin, Heidelberg: Springer Vieweg, 2017, ISBN: 978-3-662-55316-9. DOI: [10.1007/978-3-662-55316-9](https://doi.org/10.1007/978-3-662-55316-9).
- [90] Schwab, A. J.: *Hochspannungsmesstechnik: Messgeräte und Messverfahren*, 2nd edition, reprinted 2011. Heidelberg, Dordrecht, London, New York: Springer-Verlag, 1981, ISBN: 978-3-642-19881-6.
- [91] Shafiqullah, M., Ahmed, S. D. und Al-Sulaiman, F. A., „Grid Integration Challenges and Solution Strategies for Solar PV Systems: A Review,“ *IEEE Access*, Jg. 10, S. 52 233–52 257, 2022. DOI: [10.1109/ACCESS.2022.3174555](https://doi.org/10.1109/ACCESS.2022.3174555).
- [92] Shenai, K., Dudley, M. und Davis, R. F., „Current Status and Emerging Trends in Wide Bandgap (WBG) Semiconductor Power Switching Devices,“ *ECS Journal of Solid State Science and Technology*, Jg. 2, Nr. 8, Juli 2013. DOI: [10.1149/2.012308jss](https://doi.org/10.1149/2.012308jss).
- [93] Siegel, M. u. a., „Calibration Proposal for UHF Partial Discharge Measurements at Power Transformers,“ *Energies*, Jg. 12, Nr. 16, 2019, ISSN: 1996-1073. DOI: [10.3390/en12163058](https://doi.org/10.3390/en12163058).
- [94] Sletbak, J., „The influence of cavity shape and sample geometry on partial discharge behavior,“ *IEEE Transactions on Dielectrics and Electrical Insulation*, Jg. 3, Nr. 1, S. 126–130, 1996. DOI: [10.1109/94.485524](https://doi.org/10.1109/94.485524).
- [95] Smith, J. O.: *Mathematics of the Discrete Fourier Transform (DFT): With Audio Applications*, 2. Aufl. North Charleston: BookSurge, 2007, ISBN: 978-0-9745607-4-8.
- [96] Specovius, J.: *Grundkurs Leistungselektronik: Bauelemente, Schaltungen und Systeme*, 10. Aufl. Springer Vieweg, 2020, ISBN: 978-3-658-30398-3.

- [97] Stahl, L., Torres, J. und Werle, P.: „Investigation on Insulation Failure Mechanisms of Stators used for E-Mobility,“ in *2024 International Conference on Electrical Machines (ICEM)*, 2024, S. 1–6. DOI: [10.1109/ICEM60801.2024.10700245](https://doi.org/10.1109/ICEM60801.2024.10700245).
- [98] Stamer, F. J.: „Prädiktive Gate-Ansteuerung zur Optimierung des Schaltverhaltens von IGBTs,“ Diss., Karlsruher Institut für Technologie (KIT), 2021, 205 S. DOI: [10.5445/IR/1000131089](https://doi.org/10.5445/IR/1000131089).
- [99] Stone, G., „Partial discharge. VII. Practical techniques for measuring PD in operating equipment,“ *IEEE Electrical Insulation Magazine*, Jg. 7, Nr. 4, S. 9–19, 1991. DOI: [10.1109/57.87656](https://doi.org/10.1109/57.87656).
- [100] Stone, G., „Partial discharge. XXV. Calibration of PD measurements for motor and generator windings-why it can't be done,“ *IEEE Electrical Insulation Magazine*, Jg. 14, Nr. 1, S. 9–12, 1998. DOI: [10.1109/57.649908](https://doi.org/10.1109/57.649908).
- [101] Stone, G., Sedding, H. und Costello, M., „Application of partial discharge testing to motor and generator stator winding maintenance,“ *IEEE Transactions on Industry Applications*, Jg. 32, Nr. 2, S. 459–464, 1996. DOI: [10.1109/28.491498](https://doi.org/10.1109/28.491498).
- [102] Stone, G. C., Culbert, I., Boulter, E. A. und Dhirani, H.: *Electrical Insulation for Rotating Machines: Design, Testing, Aging, Testing, and Repair*, 2. Aufl. IEEE Press und Wiley, 2014. DOI: [10.1002/9781118886663](https://doi.org/10.1002/9781118886663).
- [103] Sumereder, C.: „Analyse und Bewertung von Betriebsmitteln in der Hochspannungstechnik,“ Habilitation, Technische Universität Graz, 2010, ISBN: 978-3-85133-058-8.
- [104] Sumereder, C. und Muhr, H.: „Zuverlässigkeit- und Risikoabschätzung von elektrischen Betriebsmitteln,“ in *9. Symposium Energieinnovation - Dritte Energiepreiskrise - Anforderungen an die Energieinnovation : En-Innov 2006*, Verlag der Technischen Universität Graz, 2006, S. 141–141, ISBN: 3-902465-30-1.
- [105] Tozzi, M., Cavallini, A. und Montanari, G. C., „Monitoring off-line and on-line PD under impulsive voltage on induction motors - part 1: standard procedure,“ *IEEE Electrical Insulation Magazine*, Jg. 26, Nr. 4, S. 16–26, 2010. DOI: [10.1109/MEI.2010.5511185](https://doi.org/10.1109/MEI.2010.5511185).
- [106] Ulf, S., Jasper, S. und Jan-Philipp, G.: „Inverter Integration Strategy for Traction Drives with Highest Power Density based on SiC,“ in *2022 IEEE 13th International Symposium on Power Electronics for Distributed Generation Systems (PEDG)*, 2022, S. 1–6. DOI: [10.1109/PEDG54999.2022.9923320](https://doi.org/10.1109/PEDG54999.2022.9923320).
- [107] Vala, S. S., Mirza, A. B., Emon, A. I. und Luo, F., „A Review of Partial Discharge in Stator Winding of Rotating Machines Fed by Voltage Source PWM Motor Drives,“ *IEEE Transactions on Industry Applications*, Jg. 60, Nr. 3, S. 3790–3807, 2024. DOI: [10.1109/TIA.2024.3356488](https://doi.org/10.1109/TIA.2024.3356488).

- [108] Vaske, P. und Moeller, F.: *Elektrische Maschinen und Umformer: Teil 1 Aufbau, Wirkungsweise und Betriebsverhalten*, 12. Aufl. Wiesbaden: Vieweg+Teubner Verlag, 1976, ISBN: 978-3-519-16401-2.
- [109] Velic, T. u. a.: „Efficiency Optimization of Electric Drives with Full Variable Switching Frequency and Optimal Modulation Methods,“ in *2021 17th Conference on Electrical Machines, Drives and Power Systems (ELMA)*, 2021, S. 1–6. DOI: 10.1109/ELMA52514.2021.9503056.
- [110] Wang, P., Cavallini, A., Montanari, G. C. und Wu, G., „Effect of rise time on PD pulse features under repetitive square wave voltages,“ *IEEE Transactions on Dielectrics and Electrical Insulation*, Jg. 20, Nr. 1, S. 245–254, 2013. DOI: 10.1109/TDEI.2013.6451364.
- [111] Wang, P., Wu, G., Luo, Y. und Zhu, G., „Effect of repetitive square voltage frequency on partial discharge features,“ *Science China Technological Sciences*, Jg. 56, Nr. 6, S. 1313–1321, 2013. DOI: 10.1007/s11431-013-5238-x.
- [112] Weber, P., Schulze, W., Pawlowski, P., Suriyah, M. und Leibfried, T.: „Grid-forming synchronconverter-based control method with current limiting method for grid-side converters of type 4 wind power plants,“ in *22nd Wind and Solar Integration Workshop (WIW 2023)*, Bd. 2023, 2023, S. 422–429. DOI: 10.1049/icp.2023.2769.
- [113] Weigelt, M., Lorenz, F. und Werner, R.: „Universal Research Inverter for Testing of Electric Vehicle Drives and Control Algorithms,“ in *Electromechanical Drive Systems 2021; ETG Symposium*, 2021, S. 1–6.
- [114] Werle, P., Borsi, H. und Gockenbach, E.: „A new method for partial discharge location on power transformers based on a system theoretical approach,“ in *Proceedings of the 6th International Conference on Properties and Applications of Dielectric Materials (Cat. No.00CH36347)*, Bd. 2, 2000, 831–834 vol.2. DOI: 10.1109/ICPADM.2000.876358.
- [115] Wintrich, A., Nicolai, U., Tursky, W. und Reimann, T.: *Applikationshandbuch Leistungshalbleiter*, 2. überarbeitete Auflage. Werner-von-Siemens-Str. 16, 98693 Ilmenau: ISLE Verlag, 2015, ISBN: 978-3-938843-85-7.
- [116] Wittig, B.: „Verbesserung des Schalt- und Betriebsverhaltens von Leistungs-MOSFETs mit niedriger Spannungsfestigkeit und hoher Stromtragfähigkeit durch Optimierung der Treiberschaltung,“ Diss., Universität Kiel, 2012.
- [117] Xie, Y., Zhang, J., Leonardi, F., Munoz, A. R., Degner, M. W. und Liang, F., „Modeling and Verification of Electrical Stress in Inverter-Driven Electric Machine Windings,“ *IEEE Transactions on Industry Applications*, Jg. 55, Nr. 6, S. 5818–5829, 2019. DOI: 10.1109/TIA.2019.2937068.
- [118] Yang, M. und Phung, B. T., „Motor Winding Insulation Degradation Under Repetitive Voltage Pulses,“ *IEEE Access*, Jg. 12, S. 77 658–77 674, 2024. DOI: 10.1109/ACCESS.2024.3406490.

- [119] Yin, W., „Failure mechanism of winding insulations in inverter-fed motors,“ *IEEE Electrical Insulation Magazine*, Jg. 13, Nr. 6, S. 18–23, 1997. DOI: 10.1109/57.637150.
- [120] Zhang, W., Zhang, L., Mao, P. und Hou, Y.: „Characterization of SiC MOSFET switching performance,“ in *2018 1st Workshop on Wide Bandgap Power Devices and Applications in Asia (WiPDA Asia)*, 2018, S. 100–105. DOI: 10.1109/WiPDAAAsia.2018.8734560.
- [121] Zhang, Z., Wang, F., Tolbert, L. M., Blalock, B. J. und Costinett, D. J., „Evaluation of Switching Performance of SiC Devices in PWM Inverter-Fed Induction Motor Drives,“ *IEEE Transactions on Power Electronics*, Jg. 30, Nr. 10, S. 5701–5711, 2015. DOI: 10.1109/TPEL.2014.2375827.
- [122] Zhao, S., Zhao, X., Wei, Y., Zhao, Y. und Mantooth, H. A., „A Review of Switching Slew Rate Control for Silicon Carbide Devices Using Active Gate Drivers,“ *IEEE Journal of Emerging and Selected Topics in Power Electronics*, Jg. 9, Nr. 4, S. 4096–4114, 2021. DOI: 10.1109/JESTPE.2020.3008344.
- [123] Zhong, Q.-C., Ma, Z., Ming, W.-L. und Konstantopoulos, G. C., „Grid-friendly wind power systems based on the synchronverter technology,“ *Energy Conversion and Management*, Jg. 89, S. 719–726, 2015, ISSN: 0196-8904. DOI: 10.1016/j.enconman.2014.10.027.

## C.2 Normen und technische Dokumente

- [124] DIN 1324-2:1988, *Elektromagnetisches Feld - Teil 1: Materialgrößen*, Norm, 1988.
- [125] DIN EN 60034-18-21:2013-07, VDE 0530-18-21:2013-07, *Drehende elektrische Maschinen Teil 18-21: Funktionelle Bewertung von Isoliersystemen – Prüfverfahren für Runddrahtwicklungen – Thermische Bewertung und Klassifizierung*, Norm, Juli 2013.
- [126] DIN EN 60034-18-41:2021-05, VDE 0530-18-41:2021-05, *Drehende elektrische Maschinen Teil 18-41: Qualifizierung und Qualitätsprüfungen für teilentladungsfreie elektrische Isoliersysteme (Typ I) in drehenden elektrischen Maschinen, die von Spannungsumrichtern gespeist werden*, Norm, Mai 2021.
- [127] DIN EN 60270:2016-11, VDE 0434:2016-11, *Hochspannungs-Prüftechnik Teilentladungsmessungen*, Norm, Nov. 2016.
- [128] DIN EN 60317-0-1:2020-11, VDE 0474-317-0-1:2020-11, *Technische Lieferbedingungen für bestimmte Typen von Wickeldrähten - Teil 0-1: Allgemeine Anforderungen – Lackisierte Runddrähte aus Kupferdraht*, Norm, Nov. 2020.
- [129] DIN EN 60505:2012-05, VDE 0302-1:2012-05, *Bewertung und Kennzeichnung von elektrischen Isoliersystemen*, Norm, Mai 2012.

- [130] DIN EN 60851-5:2020-09, VDE 0474-851-5:2020-09, *Wickeldrähte - Prüfverfahren Teil 5: Elektrische Eigenschaften*, Norm, Sep. 2020.
- [131] DIN EN 61251:2016-10, VDE 0303-251:2016-10, *Elektrische Isolierstoffe und -systeme Ermittlung der Wechselspannungsbeständigkeit*, Norm, 2011.
- [132] DIN EN 62068:2014-03, VDE 0302-91:2014-03, *Elektrische Isolierstoffe und Isoliersysteme - Allgemeines Verfahren zur Bewertung der elektrischen Lebensdauer bei Beanspruchung mit sich wiederholenden Spannungsimpulsen*, Norm, März 2014.
- [133] DIN EN IEC 60034-27-1:2019-04, VDE 0530-27-1:2019-04, *Drehende elektrische Maschinen Teil 27-1: Off-line Teilentladungsmessungen an Ständerwicklungsisolierungen drehender elektrischer Maschinen*, Norm, Apr. 2019.
- [134] DIN EN IEC 60034-27-2:2025-03, VDE 0530-27-2:2025-03:2019-04, *Teil 27-2: Online-Teilentladungsmessungen an der Ständerwicklungsisolierung drehender elektrischer Maschinen*, Norm, März 2025.
- [135] DIN EN IEC 60172:2022-04, VDE 0474-172:2022-04, *Prüfverfahren zur Bestimmung des Temperaturindex von Lackdrähten und bandumwickelten Drähten*, Norm, Apr. 2022.
- [136] DIN IEC/TS 60034-27-5:2018-04, VDE V 0530-27-5:2018-04, *Drehende elektrische Maschinen Teil 27-5: Off-line Teilentladungsprüfungen an der Wicklungsisolierung von drehenden elektrischen Maschinen bei Speisung mit wiederholten impulsförmigen Spannungen*, Vornorm, Apr. 2018.
- [137] DIN IEC/TS 61934:2011, *Elektrische Isolierstoffe und -systeme – Elektrische Messung von Teilentladungen (TE) bei sich wiederholenden Spannungsimpulsen mit kurzer Anstiegszeit*, Vornorm, 2011.
- [138] Gulski, E. u. a.: CIGRE No. 444, D1.33, *Guidelines for unconventional Partial Discharge measurements*, Technical Brochure, Dez. 2010.
- [139] IEC TS 62478:2016, *High voltage test techniques - Measurement of partial discharges by electromagnetic and acoustic methods*, Technische Spezifikation, Aug. 2016.
- [140] McDermid, W. u. a.: IEEE 1434-2014, *IEEE Guide for the Measurement of Partial Discharges in AC Electric Machinery*, Standard, 2014.
- [141] Pietsch, R. u. a.: CIGRE No. 502, D1.33.05, *High-Voltage On-Site Testing with Partial Discharge Measurement*, Technical Brochure, Juni 2012.
- [142] Staud, I.: AN-11001, *3L NPC & TNPC Topology*, Application Note, Semikron Danfoss Elektronik GmbH & Co. KG, Okt. 2015. Online, Zugriff am 21. Juni 2024. Verfügbar unter: <https://www.semikron-danfoss.com/dl/service-support/downloads/download/semikron-application-note-3l-npc-tnpc-topology-en-2015-10-12-rev-05/>.
- [143] Tao, J. und Xue, V.: „Grid-Connected Micro Solar Inverter Implement Using a C2000 MCU,“ Texas Instruments, Techn. Ber. SPRABT0, Jan. 2013. Online, Zugriff am 17. Juli 2025. Verfügbar unter: <https://www.ti.com/lit/pdf/sprabt0.pdf>.

- [144] Xue, V.: SPRABS6, *Center-Aligned SVPWM Realization for 3- Phase 3-Level Inverter*, Application Note, Texas Instruments Incorporated, Okt. 2012. Online, Zugriff am 21. Juni 2024. Verfügbar unter: <https://www.ti.com/lit/an/sprabs6/sprabs6.pdf>.

### C.3 Eigene Journalbeiträge

- [145] Gitzel, R. u. a., „Toward Cognitive Assistance and Prognosis Systems in Power Distribution Grids - Open Issues, Suitable Technologies, and Implementation Concepts,“ *IEEE Access*, Jg. 12, S. 107927–107943, 2024. DOI: 10.1109/ACCESS.2024.3437195.
- [146] Schulze, W., Zajadatz, M., Suriyah, M. und Leibfried, T., „Emulation of grid-forming inverters using real-time PC and 4-quadrant voltage amplifier,“ *Forschung im Ingenieurwesen*, Jg. 85, Nr. 2, S. 425–430, Juni 2021, ISSN: 1434-0860. DOI: 10.1007/s10010-021-00484-9.
- [147] Zajadatz, M., Hörmann, L., Suriyah, M. und Leibfried, T., „Possibilities of Conventional PD Measurements with Non-Sinusoidal Waveforms for Electric Vehicles,“ *Proceedings of the 27th Nordic Insulation Symposium*, Jg. 27, Nr. 1, Juli 2022. DOI: 10.5324/nordis.v27i1.4583.
- [148] Zajadatz, M., Wöhr, E., Suriyah, M. und Leibfried, T., „Partial discharge diagnostics on inverter-fed drives of electric vehicles,“ *e & i Elektrotechnik und Informationstechnik*, Jg. 140, Nr. 7, S. 626–633, Dez. 2023, ISSN: 1613-7620. DOI: 10.1007/s00502-023-01164-y.

### C.4 Eigene Veröffentlichungen

- [149] Boyaci, A. u. a.: „Vibration-based extraction of switching times for circuit breaker monitoring using machine learning,“ in *27th International Conference on Electricity Distribution (CIRED 2023)*, Bd. 2023, 2023, S. 4098–4102. DOI: 10.1049/icp.2023.0448.
- [150] Boyaci, A. u. a.: „FLEMING - Flexible Monitoring- und Regelsysteme für die Energie- und Mobilitätswende im Verteilnetz durch Einsatz von Künstlicher Intelligenz : Abschlussbericht : Projektlaufzeit: 01.09.2019 bis 31.12.2022 (39 Monate),“ Technische Informationsbibliothek (TIB), Ladenburg, 2023. DOI: 10.2314/KXP:1891478877.
- [151] Hirsching, C., Schulze, W., Zajadatz, M., Suriyah, M. und Leibfried, T.: „Emulation of Grid-Following Inverters for Impedance-Based Stability Analysis regarding Outer Control Loops,“ in *2021 56th International Universities Power Engineering Conference (UPEC)*, 2021, S. 1–6. DOI: 10.1109/UPEC50034.2021.9548176.

- [152] Migunov, V. u.a.: „Thermal monitoring of medium voltage switchgears: testing in operation environment,“ in *27th International Conference on Electricity Distribution (CIRED 2023)*, Bd. 2023, 2023, S. 1005–1009. DOI: [10.1049/icp.2023.0616](https://doi.org/10.1049/icp.2023.0616).
- [153] Zajadatz, M., Lemmer, C., Fischer, A., Suriyah, M. und Leibfried, T.: „Partial discharge diagnostics on medium-voltage switchgears measurement methods and benefits,“ in *27th International Conference on Electricity Distribution (CIRED 2023)*, Bd. 2023, 2023, S. 3210–3214. DOI: [10.1049/icp.2023.0879](https://doi.org/10.1049/icp.2023.0879).
- [154] Zajadatz, M., Wöhr, E., Suriyah, M. und Leibfried, T.: „Partial Discharge Measurement for Low- Voltage Motor Insulation Systems at Square Wave Voltage with Variable Slew Rate,“ in *2023 IEEE Conference on Electrical Insulation and Dielectric Phenomena (CEIDP)*, Okt. 2023, S. 1–6. DOI: [10.1109/CEIDP51414.2023.10410531](https://doi.org/10.1109/CEIDP51414.2023.10410531).
- [155] Zajadatz, M., Braun, L., Bisseling, A., Suriyah, M., Coenen, S. und Leibfried, T.: „Partial Discharge Measurement and Signal Analysis at Repetitive Voltage Pulses,“ in *2023 4th International Conference on High Voltage Engineering and Power Systems (ICHVEPS)*, ausgezeichnet mit dem "Best Paper Award", 2023, S. 345–350. DOI: [10.1109/ICHVEPS58902.2023.10257492](https://doi.org/10.1109/ICHVEPS58902.2023.10257492).
- [156] Zajadatz, M., Suriyah, M. und Leibfried, T.: „Experimental Validation of Thermal Monitoring Systems for Medium-Voltage Switchgears,“ in *2022 IEEE 7th International Energy Conference (ENERGYCON)*, 2022, S. 1–6. DOI: [10.1109/ENERGYCON53164.2022.9830246](https://doi.org/10.1109/ENERGYCON53164.2022.9830246).
- [157] Zajadatz, M. u.a.: „Detection of partial discharge caused by repetitive voltage pulses using high frequency current transformers,“ in *23rd International Symposium on High Voltage Engineering (ISH 2023)*, Bd. 2023, 2023, S. 1101–1106. DOI: [10.1049/icp.2024.0767](https://doi.org/10.1049/icp.2024.0767).

## C.5 Betreute studentische Abschlussarbeiten

- [158] Blau, D.: „Optimierung des netzbildenden Umrichterregelverfahrens Syncronverter,“ Bachelorarbeit, Karlsruher Institut für Technologie (KIT), Dez. 2021.
- [159] Braun, L.: „Teilentladungsmessung mittels Hochfrequenz-Stromwandler bei repetitiver Rechteckspannung,“ Masterarbeit, Hochschule Karlsruhe (HKA), Mai 2023.
- [160] Doll, L.: „Teilentladungserfassung mittels Hochfrequenzstromwandler bei Twisted Pair Prüflingen unter Rechteckspannungen mit kurzer Ansteigzeit,“ Masterarbeit, Hochschule Konstanz Technik, Wirtschaft und Gestaltung (HTWG), Okt. 2022.

- [161] Eggers, T.: „Entwicklung einer universellen DSP-basierten Umrichteransteuerungsplattform,“ Masterarbeit, Karlsruher Institut für Technologie (KIT), Mai 2022.
- [162] Fischer, A.: „Entwicklung und Inbetriebnahme eines Datenerfassungssystems für thermische Untersuchungen an Mittelspannungsschaltanlagen,“ Bachelorarbeit, Karlsruher Institut für Technologie (KIT), Aug. 2021.
- [163] Fischer, A.: „Experimentelle Untersuchungen zur Impulsausbreitung in elektrischen Maschinen,“ Masterarbeit, Karlsruher Institut für Technologie (KIT), Okt. 2024.
- [164] Gerhard, M.: „Konzeption, Aufbau und Inbetriebnahme eines Niederspannungsmesssystems mit Kommunikationseinheit für den Feldbetrieb,“ Bachelorarbeit, Karlsruher Institut für Technologie (KIT), Nov. 2022.
- [165] Hörmann, L.: „Implementierung und experimentelle Untersuchung einer Strombegrenzung für das netzbildende Regelungsverfahren ‚Synchronverter‘,“ Bachelorarbeit, Karlsruher Institut für Technologie (KIT), Nov. 2020.
- [166] Hottinger, P.: „Untersuchungen zum Monitoring von 20 kV Leistungsschaltern anhand experimenteller Laborversuche,“ Bachelorarbeit, Karlsruher Institut für Technologie (KIT), Mai 2024.
- [167] Koch, A.: „Ansteuerung eines 3-Level-Umrichters als Prüfquelle für Teilentladungsdiagnostik bei Elektromotoren,“ Masterarbeit, Hochschule Konstanz Technik, Wirtschaft und Gestaltung (HTWG), Sep. 2022.
- [168] Laze, R.: „Auslegung und Ansteuerung des Leistungsteils eines Neutral-Point-Clamped Mittelspannungswechselrichters,“ Masterarbeit, Karlsruher Institut für Technologie (KIT), Sep. 2021.
- [169] Lemmer, C.: „Experimentelle Verfahren zur Teilentladungsdiagnostik an Mittelspannungsschaltanlagen,“ Bachelorarbeit, Karlsruher Institut für Technologie (KIT), März 2023.
- [170] Maisch, S.: „Modulation und Ansteuerung eines 3-Level NPC-Wechselrichters mit EtherCAT-Feldbus-Technologie,“ Bachelorarbeit, Karlsruher Institut für Technologie (KIT), Juni 2024.
- [171] Njianga Mbiami, H. R.: „Entwicklung und Inbetriebnahme eines universellen Datenerfassungssystems zur thermischen Überwachung von 20 kV Mittelspannungsschaltanlagen,“ Bachelorarbeit, Hochschule Karlsruhe (HKA), Feb. 2021.
- [172] Reiter, J.: „Teilentladungserfassung an umrichtergespeisten elektrischen Maschinen mit Hochfrequenzstromwandlern,“ Masterarbeit, Karlsruher Institut für Technologie (KIT), Mai 2023.
- [173] Stopper, J.: „Variation der Flankensteilheit eines SiC-Wechselrichters mit optimierter Ausnutzung des Millerplateaus,“ Bachelorarbeit, Karlsruher Institut für Technologie (KIT), Mai 2024.

- [174] Strack, K.: „Mechanisches Monitoring und Untersuchungen zur Temperaturabhängigkeit des Antriebes eines Mittelspannungsleistungsschalters,“ Bachelorarbeit, Karlsruher Institut für Technologie (KIT), Aug. 2025.
- [175] Weidert, M.: „Auslegung und experimentelle Validierung des DC-Zwischenkreises für einen dreistufigen Mittelspannungswechselrichter,“ Bachelorarbeit, Karlsruher Institut für Technologie (KIT), Mai 2022.
- [176] Wöhr, E.: „Entwicklung einer Ansteuereinheit für die variable Einstellung der Spannungsanstiegsgeschwindigkeit eines SiC Wechselrichters,“ Masterarbeit, Karlsruher Institut für Technologie (KIT), Nov. 2022.
- [177] Yennes Sepúlveda, A. A.: „Impedanz-basierte Untersuchung verschiedener Umrichter-Regelungskonzepte mittels Echtzeit-PC und 4-Quadranten Spannungsverstärker,“ Bachelorarbeit, Karlsruher Institut für Technologie (KIT), Dez. 2020.
- [178] Zimmermann, L.: „Teilentladungsdiagnostik bei pulsförmigen Spannungen und induktiven Prüflingen,“ Masterarbeit, Hochschule Karlsruhe (HKA), Apr. 2025.