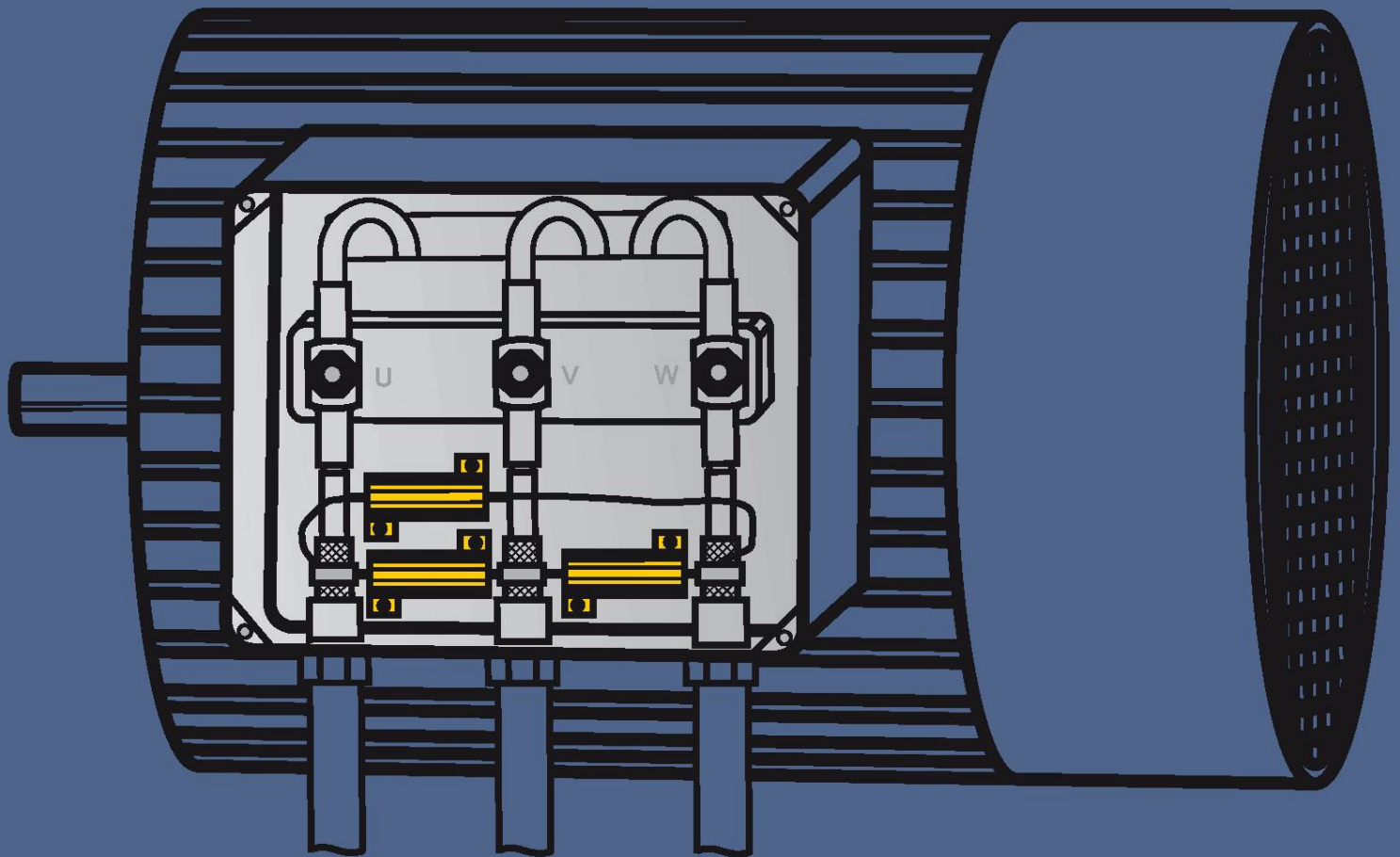


Verfahren zur Überspannungsreduktion an wechselrichtergespeisten Maschinen - Das Schirmabschlussverfahren



Verfahren zur Überspannungsreduktion an wechselrichtergespeisten Maschinen – Das Schirmabschlussverfahren

Von der Fakultät für Elektrotechnik, Informationstechnik, Physik
der Technischen Universität Carolo-Wilhelmina zu Braunschweig

zur Erlangung der Würde

eines Doktor-Ingenieurs (Dr.-Ing.)

genehmigte Dissertation

von: Dipl.-Ing. Nicolai Lescow
aus: Osnabrück

eingereicht am: 7. April 2011
mündliche Prüfung am: 23. Juni 2011

Referenten: Prof. Dr.-Ing. W.-R. Canders
Prof. Dr. rer. nat. habil. A. Enders
Vorsitzender: Prof. Dr.-Ing. J. Meins

Bibliografische Information der Deutschen Nationalbibliothek

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

1. Aufl. - Göttingen: Cuvillier, 2011

Zugl.: (TU) Braunschweig, Diss., 2011

978-3-86955-807-3

© CUVILLIER VERLAG, Göttingen 2011

Nonnenstieg 8, 37075 Göttingen

Telefon: 0551-54724-0

Telefax: 0551-54724-21

www.cuvillier.de

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

1. Auflage, 2011

Gedruckt auf säurefreiem Papier

978-3-86955-807-3

Die vorliegende Arbeit entstand während meiner Tätigkeit am Institut für Elektrische Maschinen, Antriebe und Bahnen.

Mein besonderer Dank gilt Herrn Prof. Dr.-Ing. W.-R. Canders für die mir ermöglichte wissenschaftliche Tätigkeit, die stete Hilfsbereitschaft und insbesondere die große Freiheit, die ich während der ganzen Zeit in unserem Institut genoss.

Weiterhin möchte ich Herrn Prof. Dr. rer. nat. habil. A. Enders für die Übernahme der Mitberichterstattung sowie für sein Interesse an dieser Arbeit danken. Herrn Prof. Dr.-Ing. J. Meins danke ich für die Übernahme des Prüfungsvorsitzes.

Die teilweise Entlastung von anderen Aufgaben im Endstadium meiner Promotion waren mir aufgrund des harten zeitlichen Anschlages eine große Hilfe. Der Dank dafür gelten Herrn Dr.-Ing. Günter H. Tareilus und Herrn Dipl.-Ing. Peter Hoffmann, mit dem ich eine sehr angenehme Zeit in unserem Büro verbracht habe.

Erlangen, im Juli 2011

Nicolai Lescow

Kurzfassung

Ein guter Wirkungsgrad und eine hohe Antriebsqualität moderner Antriebsstränge wird heutzutage praktisch immer in Verbindung mit einem hochfrequent takten- den leistungselektronischen Stellglied, einem Umrichter, erreicht. Mit steigender Spannungsanstiegsgeschwindigkeit erfolgt eine weitere Steigerung des Umrichter- wirkungsgrades, zu Lasten der Beanspruchung sämtlicher Baugruppen infolge der steilen Spannungsflanken.

Auf die Einleitung folgend werden grundlegende Zusammenhänge der klassischen Leitungstheorie genannt, auf die zur Beschreibung wesentlicher Vorgänge an späterer Stelle zurückgegriffen wird. Dieser Abschnitt legt weniger Wert auf die Vollständigkeit der Leitungstheorie, sondern soll vielmehr eine gut nachvollziehbare Basis für nachfolgende Kapitel bilden.

Die Betrachtung der Auswirkungen steiler Schaltflanken auf diverse Baugruppen eines Antriebsstranges erfolgt in dem Kapitel drei. Zur näheren Untersuchung werden die physikalischen Ursachen der pulsmusterabhängigen Überspannungen, deren Amplituden oftmals der vielfachen Zwischenkreisspannung entsprechen, genannt. Die Unterteilung in hochfrequente Gleich- und Gegentaktanteile der Ausgangsspannungen und -ströme, wobei insbesondere Gleichtaktanteile unerwünscht sind, führt zu einer weiteren Gruppe von Problemen, die ihrerseits jedoch durch das unsymmetrische Spannungssystem herkömmlicher Umrichter hervorgerufen werden. Es folgt eine detaillierte Beschreibung diverser schädigender und störender Mechanismen, initiiert durch Überspannungen und Gleichtaktanteile.

Das vierte Kapitel widmet sich den möglichen Verfahren zur Minimierung der negativen Auswirkungen gepulster Spannungen. Dieses Kapitel erklärt den Stand der Technik. Die Ausführlichkeit mit der Gegenmaßnahmen und teilweise auch deren Auslegungskriterien vorgestellt werden, begründet sich darin, dass eine derart umfassende Literatur in Form eines geschlossenen Werkes schwer auffindbar ist. Die Strukturierung erfolgt anhand der Position der entsprechenden Baugruppe oder Systemänderung in umrichterseitig, leitungs- und motorseitig.

Die Dokumentation des innovativen Schirmabschlussverfahrens erfolgt anschließend. Sowohl die Berechnung der Spannungsverläufe an den Maschinenklemmen unter Anwendung des Verfahrens, wie auch die Erklärung der physikalischen Vorgänge erfordert zunächst ein leitungstheoretisches Modell, dessen Herleitung schrittweise erfolgt. Eine Berechnung der Spannungsverläufe zur sukzessiven Bestimmung der notwendigen Widerstandswerte kann anhand einer Simulation erfolgen, deren grundsätzliches Modell und zu erfüllende Randbedingungen aufgeführt werden. Unter nahezu idealen Voraussetzungen eines Labormodells mit variierbaren Leitungs-

konstanten werden die ersten praktischen Untersuchungen durchgeführt sowie eine weitere Auslegungsmethode der Widerstände vorgestellt und im Versuch überprüft. Die Verifikation der Funktionalität des Schirmabschlussverfahrens erfolgt an einem Prüfstand mit verschiedenen langen dreiphasig gebündelten einzeln geschirmten Leitungen, deren Verlegeweise stark von den idealen Bedingungen abweicht. Die Leitungen verbinden eine Asynchronmaschine mit einem herkömmlichen 120 kVA Umrichter. Die Distanzierung zu einem RC-Abschlussnetzwerk, mit dem die das Schirmabschlussverfahren fälschlicherweise assoziiert werden könnte, wird neben der erklärten physikalischen Abgrenzung durch eine ausführliche vergleichende Verlustmessung bekräftigt.

Die Untersuchungen technischer sowie wirtschaftlicher Vor- und Nachteile des Schirmabschlussverfahrens werden im sechsten Kapitel anhand eines Vergleiches mit anderen häufig verwendeten Gegenmaßnahmen vorgestellt.

Abstract

Today a good efficiency and a high quality of motion of modern drive powertrain is reached by a high frequency clocking inverter. Increasing voltage rate of rise is a further increase of the inverter efficiency to the detriment of all components due to steep voltage slopes.

Following the introduction are called some basic relationships of the classic line theory. They are referenced later for the description of essential contexts. This section puts less emphasis on the integrity of line theory, but should rather form a well-understandable basis for following chapters.

A consideration of the effects of steep switching slopes to various components of a powertrain is done in chapter three. To further study the physical causes of the pulse pattern dependent overvoltages, often reaching amplitudes of the multiple DC link voltage are mentioned. For further explanation of the effects a division into common-mode and differential-mode is performed. In particular the common-mode parts are unwanted and lead to bad effects. They are caused by the unsymmetrical system of a conventional inverter, but not by the high voltage rate of rise. The following is a detailed description of various harmful and disruptive mechanisms initiated by high voltage rate of rise and common-mode voltages.

The fourth chapter is devoted to the existing methods to minimize the negative effects of pulsed voltages. This chapter explains the state of art. The level of detail of the explanation of methods and their design criterias is justified by the fact that such an extensive literature in form of a closed work is hard to find. The structure of this chapter is based on the dependence of the position of the corresponding module or system change.

The documentation of the invention the Schirmabschlussverfahren is following. A model based on the classical line theory for the calculation of the voltage trend on the terminals of the machine using the invention is derived stepwise. A detailed explication of the physical background is carried out by this model. Through a simulation the ideal or nearly ideal resistance are also found successively. The basic model and important boundary conditions are mentioned. Under nearly ideal conditions of a laboratory model with variable line constants the first practical tests are carried out. Also another design method of the resistors is presented and verified experimentally. The verification of the functionality of the Schirmabschlussverfahren on a real powertrain is carried out on a test stand with different lengths of three-phase bundled separately shielded cables, that way of laying is very different from the ideal conditions. The cables connect an asynchronous machine with a conventional 120 kVA inverter. The opposition to the RC cable terminator net-

work, carried out by the detailed physical explanation of the procedure, is affirmed by a detailed evaluation of the power losses of both systems.

In the sixth chapter follows a comparison between the invention and other frequently used methods pointing out the advantages and disadvantages concerning technical and economical aspects.

Inhaltsverzeichnis

1	Einleitung	13
2	Grundlagen der Leitungstheorie	17
2.1	Die Doppelleitung	18
2.1.1	Lösung im Zeitbereich	19
2.1.2	Lösung im Frequenzbereich	21
2.2	Mehrfachleiter	24
2.2.1	Lösung im Frequenzbereich	24
2.3	Moden	27
2.3.1	TEM-Moden	27
2.3.2	Quasi-TEM-Moden	28
2.4	Reflexion	28
2.5	Kopplung	30
2.5.1	Leitungsgebundene Kopplung	30
2.5.2	Modenkopplung	30
2.5.3	Ermittlung der Anregungsfunktion	31
2.6	Dispersion	32
2.7	Kettenleiter	33
3	Folgen steiler Schaltflanken	35
3.1	Gleich- und Gegentaktanteile	37
3.2	Überspannungen durch steile Schaltflanken	38
3.2.1	Überspannungen der doppelten Zwischenkreisspannung	38
3.2.2	Überspannungen der drei- und vierfachen Zwischenkreisspannung	40
3.3	Auswirkungen auf den Umrichter und die Leitung	43
3.4	Auswirkungen auf die Maschine	44
3.4.1	Ersatzschaltbilder der Maschine	44
3.4.2	Effektive Spannungsabfälle	46
3.4.3	Teilentladungen in elektrischen Maschinen	47
3.4.4	Lagerströme	50
3.4.5	Weitere Probleme	52
3.5	Elektromagnetische Störungen	53
4	Verfahren zur Minimierung der negativen Auswirkungen gepulster Spannungen	55
4.1	Umrichterseitige Filtermaßnahmen	56
4.1.1	Motordrossel	57
4.1.2	du/dt -Filter	60
4.1.3	Sinusfilter	63

4.1.4	Stromkompensierte Drossel	64
4.1.5	Kombination von Gleich- und Gegentaktfilter	71
4.1.6	Zwischenkreisfilter	73
4.2	Umrichterstrukturelle Maßnahmen	74
4.2.1	Mehrlevelumrichter	74
4.2.2	Weich schaltende Umrichter	75
4.2.3	Stromzwischenkreisumrichter	76
4.2.4	Gleichtaktunterdrückung durch modifizierte Topologien . .	76
4.2.5	Algorithmen zur Überspannungs- und Gleichtaktreduktion .	78
4.2.6	Trenntransformator	81
4.3	Motorleitungen	82
4.4	Motorseitige Maßnahmen	83
4.4.1	Anpassnetzwerke	83
4.4.2	Spannungsbegrenzung mit Varistoren	86
4.4.3	Modifikationen der Maschine	86
4.4.4	Weitere Möglichkeiten	88
5	Das Schirmabschlussverfahren	91
5.1	Berechnung der Leitung nach der analytischen Lösung	94
5.1.1	Berechnung der Spannungsverläufe im Originalbereich . . .	96
5.1.2	Berücksichtigung der Modendispersion und leitungsgebunde- ner Kopplung	97
5.1.3	Berücksichtigung der Moden- und chromatischer Dispersion	100
5.1.4	Bewertung von Widerstands- und Leitwertbelag	103
5.1.5	Ermittlung der oberen Grenzfrequenz	104
5.1.6	Einschränkungen und Fehler	105
5.2	Berechnung der Leitung durch Netzwerkanalyse	107
5.3	Ermittlung der Leitungskonstanten	108
5.3.1	Vermessung der Leitung	108
5.3.2	Berechnung der Leitungskonstanten	110
5.4	Die einphasige koaxiale Leitung	111
5.4.1	Identifikation der Leitung	111
5.4.2	Messungen und Vergleiche mit Berechnungen	116
5.5	Näherungsweise Auslegung des Schirmabschlusswiderstandes . . .	119
5.6	Die dreiphasige koaxiale Leitung	121
5.6.1	Identifikation der Leitung	121
5.6.2	Messungen und Vergleiche mit Berechnungen	122
5.7	Untersuchung der Verluste unter direktem Vergleich mit einem RC- Anpassnetzwerk	129
5.7.1	Verluste des RC-Anpassnetzwerkes	130
5.7.2	Verluste des Schirmabschlussverfahrens	133
5.8	Zusammenfassung	136

6	Gegenüberstellung ausgewählter Verfahren	139
7	Zusammenfassung und Aussicht	147
8	Anhang	151
8.1	Verwendete Konstanten	151
8.2	Formelzeichen	151
8.3	Indices	152
8.4	Abkürzungen	154
8.5	Konventionen	155
	Abbildungsverzeichnis	157
	Tabellenverzeichnis	161
	Literaturverzeichnis	163
	Index	177

1 Einleitung

Klassische Antriebsstränge bestehen aus hart am Netz betriebenen elektrischen Maschinen, einem System, das nur geringfügige Stelleingriffe erlaubt oder, sofern eine Regelung notwendig ist, aus der elektromechanischen Verkopplung mehrerer Maschinen besteht. Als Beispiel sei hier der Leonard-Umformer genannt. Kurz nach der Entwicklung des Bipolartransistors wurde 1957 der Thyristor von General Electric unter dem Namen *silicon controlled rectifier (SCR)* als erstes steuerbares Leistungshalbleiterbauelement auf den Markt gebracht. Vergleichbar zu der raschen Entwicklung der Anwendungen von Transistoren in der Nachrichtentechnik führten die Thyristoren zu einer revolutionären Entwicklung in der Leistungselektronik. Elektrische Maschinen wurden zunehmend von Stromrichtern gespeist, so dass relativ kostengünstig ein drehzahlvariabler Antrieb mit gutem Wirkungsgrad und geringerem Aufwand als bisher zur Verfügung stand. Der *insulated-gate bipolar transistor (IGBT)*, 1979 erfunden, etablierte sich bald wegen seiner guten Eigenschaften, insbesondere bezüglich des Abschaltverhaltens und der geringen Ansteuerleistung als das maßgebliche Leistungshalbleiterbauelement für Antriebe geringer bis mittlerer Leistung. Aufgrund der genannten und weiteren positiven Eigenschaften bestand fortan die Möglichkeit hochfrequent taktende Pulsumrichter zu konstruieren, die durch entsprechende Regelungen ausgestattet und Asynchronmaschinen speisend, heutzutage die Antriebsqualität von Systemen mit Gleichstrommaschinen erreichen. Während die Schaltzeiten der Thyristoren eher im μs -Bereich angesiedelt sind, wurden die Schaltzeiten der IGBT kontinuierlich kürzer und liegen heutzutage bei 100 - 200 ns, wobei die Anstiegszeiten, als kritische Größe, noch geringer sind. Zwar kommt diese Eigenschaft der Verringerung von Schaltverlusten zu Gute, wodurch eine Bauraumverkleinerung und Schaltfrequenzerhöhung ermöglicht wird, doch treten beachtliche parasitäre Effekte auf, die die Lebensdauererwartung der Maschine drastisch verringern können und die zunächst unterschätzt wurden. Das durch die steilen Schaltflanken hervorgerufene hohe Oberschwingungsspektrum führt, sofern die Motorleitung eine bestimmte Ausdehnung, eine kritische Länge, erreicht oder überschreitet dazu, dass die Motorleitung selber als elektrisch ausgedehntes System nicht mehr durch ein einfaches Netzwerk konzentrierter Elemente oder gar als ideale elektrisch leitende Verbindung zwischen Wechselrichter und Motor dargestellt werden kann. Vergleichbare Umstände liegen in der Maschine, seitens der Maschinenwicklung vor. Zur Beschreibung der transienten Vorgänge müssen gemäß eines verteilten elektrischen Systems, bei dem die elektrischen Größen eine Ortsabhängigkeit erhalten, leitungs- oder feldtheoretische Ansätze verfolgt werden. Dabei zeigt sich, dass an der Maschine Spannungen auftreten, deren Amplituden ein vielfaches der Zwischenkreisspannung des Umrichters entsprechen. In der Maschinenwicklung erfolgt zusätzlich eine unsymmetrische Spannungsverteilung, die lokale elektrische Feldüberhöhungen zur Folge haben kann und somit das

Problem durch die äußere Überspannung weiter verschärft. Herkömmliche Maschinen, die für den Betrieb am 50 Hz oder 60 Hz Drehstromsystem ausgelegt waren, hielten diesen Belastungen nicht stand. Ein Wicklungsschaden durch einen Totaldurchschlag erfolgte unverzüglich oder infolge von Teilentladungen nach einer bestimmten Betriebsdauer. Daraufhin wurde die maximal zulässige Spannungsanstiegsgeschwindigkeit für Niederspannungsmotoren international auf $500 \text{ V}/\mu\text{s}$ festgelegt, ein Wert der in der Literatur und auch sehr häufig bei Produktbeschreibungen zu Motorfiltern wiederzufinden ist. In der DIN EN 60034 wurde dieser Wert durch eine Grenzkennlinie der maximalen Spannung über der Anstiegszeit ersetzt, nach der höhere Spannungsanstiegsgeschwindigkeiten als $500 \text{ V}/\mu\text{s}$ zulässig sind. Für Motoren, die speziell für den Umrichterbetrieb konstruiert wurden, existiert mittlerweile eine eigene Norm, die ebenfalls Grenzkennlinien enthält, nach denen solche elektrische Maschinen noch belastbarer seitens Überspannungen und Spannungsanstiegsgeschwindigkeiten sind.

Die Weiterentwicklung der Maschinenisolationssysteme hat zu deutlich robusteren Motoren geführt, stellt jedoch keine absolute Lösung der Überspannungsproblematik dar. Nach wie vor werden kostenintensive und geometrisch große Systeme, die in der Regel aus Filterschaltungen bestehen, verwendet um die zulässigen Grenzwerte einzuhalten. Die Initiierung der Forschungsaktivitäten auf diesem Gebiet beruhte auf diversen Anfragen bezüglich der Möglichkeiten Überspannungen zu reduzieren. Auch zeigte sich in zahlreichen Gesprächen, dass zum Einen sehr viel Unkenntnis auf diesem Gebiet besteht und zum Anderen nach wie vor kostengünstige Lösungen gesucht werden. Dies gilt auch für Mittelspannungsantriebe, bei denen man meinen möchte, dass die zusätzlichen Kosten etablierter Gegenmaßnahmen verschwindend gering im Vergleich zu den Gesamtsystemkosten sind. Den Forschungsanstrengungen folgte die Entwicklung des sogenannten Schirmabschlussverfahrens, dessen Dokumentation in dieser Arbeit ausführlich durchgeführt wird. Es stellt wegen einiger besonderer Eigenschaften nicht nur eine Alternative zu den üblich verwendeten Verfahren dar. Hervorstechend sind die unerhebliche zusätzliche maschinenseitige Masse, der kleine notwendige Bauraum und die geringen Verluste, die das Verfahren besonders für die nachträgliche Integration in einen bestehenden Antriebsstrang, unter der Verwendung geschirmter Leitungen, favorisieren. Auch in bewegten Systemen, deren Trägheitsmoment möglichst gering bleiben sollte, bietet sich der Einsatz des Schirmabschlussverfahrens an.

Das vorwiegende Ziel dieser Arbeit sei die Dokumentation des Schirmabschlussverfahrens hinsichtlich der Wirkungsweise, der Auslegung und der Analyse an Beispielsystemen zur Erlangung greifbarer Eigenschaften zum direkten Vergleich mit anderen Verfahren. Des Weiteren werden existierende Technologien und Systeme zur Reduktion der transienten schädlichen Wirkungen an wechselrichtergespeisten Maschinen zusammengestellt und detailliert beschrieben. Die Ausführlichkeit die-

ses Kapitels, das als „Stand der Technik“ definiert werden könnte, begründet sich in der zu diesem Thema sehr raren und häufig unvollständigen Fachliteratur.

Die Vorgehensweise sieht zunächst eine kurze Einführung in die Leitungstheorie vor, die so strukturiert ist, dass wesentliche, für die Beschreibung des Schirmabschlussverfahrens notwendige Aussagen behandelt werden. Der Beschreibung des eigentlichen Problems und seinen Auswirkungen folgt die Zusammenstellung bekannter Gegenmaßnahmen. Der darauf folgende Beweis der Funktionalität des Schirmabschlussverfahrens und seinen Messungen an Beispielsystemen geschieht unter bewusster Abgrenzung zu einem RC-Anpassnetzwerk, mit dem das Schirmabschlussverfahren zwar verwandt ist, jedoch nicht von diesem abgeleitet werden kann. Ein Vergleich stellt am Ende der Arbeit ausgewählte gängige Verfahren in Relation, vorwiegend um eine Abwägung zwischen jeweils diesen und dem Schirmabschlussverfahren durchführen zu können.

2 Grundlagen der Leitungstheorie

Erreicht die Länge einer elektrischen Leitung in Relation zur Betriebsfrequenz einen bestimmten kritischen Wert, so muss diese als elektrische Komponente in einer Gesamtschaltung berücksichtigt werden. In Abhängigkeit der Geometrie und der betrachteten Frequenz treten folgende Effekte auf [1]:

- Laufzeit,
- Reflexion,
- Resonanz,
- Dispersion,
- Kopplung,
- Abstrahlung.

Allgemein lässt sich das System Leitung durch die Lösung der Maxwell'schen Gleichungen beschreiben. Die analytische Lösung ist aufgrund komplizierter Randwertprobleme häufig mit großen Schwierigkeiten verbunden, so dass eine numerische rechenaufwändige Lösung verbleibt. Bei der Betrachtung im Zeitbereich wird unter der Berücksichtigung von drei Raumdimensionen und der Zeit die Lösung angegeben. Wird die Anzahl der Dimensionen reduziert, gestaltet sich die Berechnung wesentlich einfacher. Entfallen im Extremfall alle drei Raumdimensionen, so verbleibt nur noch die zeitliche Abhängigkeit und ein n -Pol. Doch die Reduktion von Dimensionen führt unweigerlich zu einem Informationsverlust. Bei dem oben genannten Extremfall, einer quasistationären Beschreibung, finden Zustandsänderungen unverzüglich statt. Die genannten Effekte können dadurch nicht beschrieben werden.

Erfolgt die Reduktion bis auf die Zeit und die zur Ausbreitungsrichtung normale Dimension, so kann die Leitung durch eine Folge infinitesimal kurzer n -Pole dargestellt werden. Die das System beschreibenden Differentialgleichungen sind dadurch in Ausbreitungsrichtung noch vom Wellentyp. Hierdurch wurde eine für die weitere Betrachtung wesentliche Randbedingung impliziert. Sowohl das elektrische wie auch das magnetische Feld hat in Ausbreitungsrichtung keine Feldanteile. Wellen dieser Eigenschaft werden als *Transversalelektromagnetische Wellen*, kurz *TEM-Wellen*, bezeichnet. Bedingt durch den nicht idealen Leiter ist jedoch bei einem Stromfluss ein Spannungsabfall längs der Leitung messbar. Unter der Annahme, dass dieser wesentlich geringer als die Spannung zwischen den Leitern ist, dominiert der TEM-Wellencharakter, woraus sich die Bezeichnung quasi TEM-Wellen

ableitet, auf denen die klassische Leitungstheorie aufbaut [2; 3]. Abhängig von der Geometrie und den Stoffeigenschaften des Raumes zwischen den Leitern existiert eine untere Grenzfrequenz, die cut-off-Frequenz, ab deren Überschreitung auch Moden mit Feldanteilen in Ausbreitungsrichtung auftreten. Da diese für die im Folgenden untersuchten Systeme jedoch eher im GHz-Bereich angesiedelt ist, erfolgt diesbezüglich keine weitere Betrachtung [4].

Trotz der umfangreichen Literatur zu den Leitungsgleichungen, wird der Vollständigkeit halber auf die wesentlichen Grundzüge der Leitungstheorie eingegangen. Wichtige Gleichungen, die im Rahmen dieser Arbeit Verwendung finden, werden zunächst genannt und teilweise anhand der Doppelleitung hergeleitet. Darauf aufbauend erfolgt die Verallgemeinerung der Gleichungen für die Mehrfachleitung. Generell wird eine n -fach-Leitung durch ein System von $n - 1$ Gleichungen beschrieben, die miteinander gekoppelt sein können. Der Lösungsweg beinhaltet eine Entkopplung der Gleichungen, die durch eine Diagonalisierung der Systemmatrix erreicht wird. Dafür erfolgt zunächst die Ermittlung der Abbildungsfunktion, die die Diagonalisierung herbeiführt. Die nun freien zeit- und ortsabhängigen Gleichungen können unabhängig voneinander gelöst und wieder zu einem Vektor zusammengestellt werden, auf den zur Transformation in den Originalbereich die inverse Abbildungsfunktion angewendet wird. Die im Bildbereich freien Spannungs- und Stromwellen werden als *Eigenwellen* oder *Eigenmoden* der Leitung bezeichnet. Dementsprechend trägt der Bildbereich den Namen *Modalraum* [2]. Sämtliche Spannungsconfigurationen auf der Leitung können durch eine Linearkombination der Eigenmoden dargestellt werden.

2.1 Die Doppelleitung

Die Doppelleitung hat eine den geometrischen Abmessungen und den magnetischen und elektrischen Eigenschaften des sie umgebenden Mediums entsprechende Eigeninduktivität L_1 und Kapazität C_1 . Da jeder elektrische Leiter einen von Null verschiedenen spezifischen Widerstand¹⁾ und jedes Dielektrikum eine von Null verschiedene spezifische Leitfähigkeit hat, kann über die Geometrie der Längswiderstand R_1 und der Querleitwert G_1 bestimmt werden. Die oben definierten Eigenschaften sind zunächst integrale Größen einer bestimmten Leitungslänge l . Die Beschreibung der realen Leitung erfolgt jedoch nicht durch konzentrierte, sondern verteilte Elemente. Daraus folgt, dass unabhängig von der Länge, die Doppelleitung durch einen Vierpol, wie z. B. in Abbildung 2.1, für ein infinitesimal kurzes Leitungsstück dl beschrieben werden kann. Die Leitungseigenschaften, die aus der Normierung der integralen Größen auf die Länge der Leitung folgen, werden als *Leitungsbeläge* oder *primäre Leitungskonstanten* bezeichnet:

¹⁾Supraleiter seien von der Betrachtung ausgeschlossen.

2.1 Die Doppelleitung

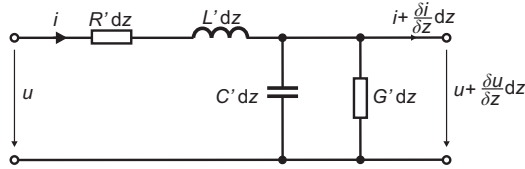


Abbildung 2.1: Ersatzschaltbild des infinitesimal kurzen Doppelleiters

$L' = L_1/l$	Induktivitätsbelag,
$C' = C_1/l$	Kapazitätsbelag,
$R' = R_1/l$	Widerstandsbelag,
$G' = G_1/l$	Leitwertsbelag.

Ist die Längshomogenität der Leitung nicht gegeben, müssen die Leitungsbeläge durch eine Funktion der Ausbreitungsrichtung z dargestellt werden.

2.1.1 Lösung im Zeitbereich

Unter Anwendung der Kirchhoff'schen Regeln lassen sich aus dem in Abbildung 2.1 dargestellten Ersatzschaltbild des infinitesimal kurzen Leitungsstückes folgende Gleichungen aufstellen [5]:

$$u(t) = R'dz \cdot i(t) + L'dz \frac{\partial i(t)}{\partial t} + u(t) + \frac{\partial u(t)}{\partial z} dz, \quad (2.1)$$

$$i(t) = G'dz \cdot u(t) + C'dz \frac{\partial u(t)}{\partial t} + i(t) + \frac{\partial i(t)}{\partial z} dz. \quad (2.2)$$

Aus der Differentiation von (2.1) und (2.2) nach dz folgt

$$\frac{\partial u(t)}{\partial z} = - \left(R' + L' \frac{\partial}{\partial t} \right) \cdot i(t) \quad (2.3)$$

$$\frac{\partial i(t)}{\partial z} = - \left(G' + C' \frac{\partial}{\partial t} \right) \cdot u(t) \quad (2.4)$$

Es handelt sich um ein partielles Differentialgleichungssystem erster Ordnung. Die partielle Differentiation von (2.3) nach dem Weg führt nach der Substitution der vom Strom abhängigen Terme durch Einsetzen von (2.4) auf Gleichung (2.5). Für den Strom erfolgt die Berechnung analog.

$$\frac{\partial^2 u(t)}{\partial z^2} = L' C' \cdot \frac{\partial^2 u(t)}{\partial t^2} + (R' C' + L' G') \cdot \frac{\partial u(t)}{\partial t} + R' G' \cdot u(t) \quad (2.5)$$

$$\frac{\partial^2 i(t)}{\partial z^2} = C' L' \cdot \frac{\partial^2 i(t)}{\partial t^2} + (C' R' + G' L') \cdot \frac{\partial i(t)}{\partial t} + G' R' \cdot u(t) \quad (2.6)$$

(2.5) und (2.6) werden als *Telegraphengleichungen* bezeichnet [6]. Die Leitungsgleichungen für den verlustlosen Fall ($R' = 0$, $G' = 0$) sind die Grundgleichungen der Wellenausbreitung:

$$\frac{\partial^2 u(t)}{\partial z^2} = L' C' \cdot \frac{\partial^2 u(t)}{\partial t^2}, \quad (2.7)$$

$$\frac{\partial^2 i(t)}{\partial z^2} = C' L' \cdot \frac{\partial^2 i(t)}{\partial t^2}. \quad (2.8)$$

Ihre allgemeine Lösung lautet

$$y(z, t) = w(x, t) + f_1(z - vt) + f_2(z + vt) \quad (2.9)$$

und wird auch als d'Alembertsche Lösung bezeichnet [7]. $w(x, t)$ beschreibt die inhomogene Lösung und kann zu Null gesetzt werden, da es sich hier um homogene partielle DGL handelt [8]. Die hin- und rücklaufende Welle bewegt sich auf der Leitung mit der *Wellengeschwindigkeit*

$$v = \frac{1}{\sqrt{L' C'}}. \quad (2.10)$$

Das Verhältnis zwischen der Amplitude der hinlaufenden Spannungswelle und der der hinlaufenden Stromwelle, sowie das Verhältnis der rücklaufenden Komponenten zueinander wird durch die *Leitungswellenimpedanz*²⁾

$$Z_c = \sqrt{\frac{L'}{C'}}, \quad (2.11)$$

beschrieben [5], der hier zunächst noch eine reelle Größe ist. Damit folgt für die Spannung $u(z, t)$ und den Strom $i(z, t)$ nach [6] aus der allgemeinen Lösung (2.9)

$$u(z, t) = f_1(z - vt) + f_2(z + vt), \quad (2.12)$$

$$i(z, t) = \frac{1}{Z_c} f_1(z - vt) - \frac{1}{Z_c} f_2(z + vt). \quad (2.13)$$

²⁾Das Verhältnis von E- zu H-Feld in einem Wellenleiter, bzw. einer Übertragungsleitung wird nach DIN EN 60027-2 [9] als *Leitungswellenimpedanz* festgelegt. Umgangssprachlich wird auch der Begriff *Wellenwiderstand* verwendet, dessen Gebrauch im verlustbehafteten Fall eigentlich falsch ist, da die Leitungswellenimpedanz dann eine komplexe Größe ist.

2.1 Die Doppelleitung

Werden (2.12) und (2.13) nach $f_1(z-vt)$ und nach $f_2(z+vt)$ umgestellt, ineinander eingesetzt und angenommen, dass die Spannung und der Strom zum Zeitpunkt $t_0 = 0$ über dem Ort z bekannt sind, folgt

$$f_1(z) = \frac{1}{2}u_0(z) + Z_c \cdot i_0(z), \quad (2.14)$$

$$f_2(z) = \frac{1}{2}u_0(z) - Z_c \cdot i_0(z). \quad (2.15)$$

$f_1(z)$ und $f_2(z)$ in (2.12) und (2.13) eingesetzt, führt auf den zeit- und ortsabhängigen Spannungs- und Stromverlauf der Leitung

$$\begin{aligned} u(z, t) = & \frac{1}{2} [u_0(z - vt) + Z_c \cdot i_0(z - vt)] \\ & + \frac{1}{2} [u_0(z + vt) - Z_c \cdot i_0(z + vt)], \end{aligned} \quad (2.16)$$

$$\begin{aligned} i(z, t) = & \frac{1}{2Z_c} [u_0(z - vt) + Z_c \cdot i_0(z - vt)] \\ & - \frac{1}{2Z_c} [u_0(z + vt) - Z_c \cdot i_0(z + vt)]. \end{aligned} \quad (2.17)$$

2.1.2 Lösung im Frequenzbereich

Durch die Transformation in den Frequenzbereich wird in den partiellen Differentialgleichungen (2.3) und (2.4) der Differentiationsoperator $\partial/\partial t$ durch eine Multiplikation mit $j\omega$ ersetzt [10]:

$$\frac{d\mathbf{U}}{dz} + (R' + j\omega L') \cdot \mathbf{I} = 0, \quad (2.18)$$

$$\frac{d\mathbf{I}}{dz} + (G' + j\omega C') \cdot \mathbf{U} = 0. \quad (2.19)$$

Wird eine der Gleichungen des gekoppelten Differentialgleichungssystems 1. Ordnung nach dz differenziert und in die andere eingesetzt, so ergibt sich jeweils eine entkoppelte Differentialgleichung 2. Ordnung:

$$\frac{d^2 \mathbf{U}}{dz^2} = (R' + j\omega L') \cdot (G' + j\omega C') \cdot \mathbf{U}, \quad (2.20)$$

$$\frac{d^2 \mathbf{I}}{dz^2} = (G' + j\omega C') \cdot (R' + j\omega L') \cdot \mathbf{I}, \quad (2.21)$$

mit dem Faktor

$$\gamma^2 = (R' + j\omega L') \cdot (G' + j\omega C'), \quad (2.22)$$

der als *Ausbreitungskonstante* bezeichnet wird [5]. Die Zerlegung in Real- und Imaginärteil führt auf

$$\gamma = \alpha + j\beta, \quad (2.23)$$

mit α , der *Dämpfungskonstante* und β , der *Phasenkonstante*. Die Telegraphengleichung für die Spannung der verlustbehafteten Leitung (2.5) lässt sich im Frequenzbereich durch den Ansatz

$$U(z) = U_1 e^{-\gamma z} + U_2 e^{+\gamma z} = U_{\text{hin}}(z) + U_{\text{rück}}(z) \quad (2.24)$$

lösen [6]. Die Gleichung für den Strom ergibt sich durch Umstellung von (2.18) und Einsetzen von (2.24) zu

$$I(z) = \frac{\gamma}{R' + j\omega L'} \cdot (U_1 e^{-\gamma z} - U_2 e^{+\gamma z}). \quad (2.25)$$

mit dem Ausdruck

$$\frac{R' + j\omega L'}{\gamma} = \sqrt{\frac{R' + j\omega L'}{G' + j\omega C'}} = Z_c, \quad (2.26)$$

der *Leitungswellenimpedanz*, oder der *charakteristischen Impedanz* der Leitung, die in dieser Form für die Doppelleitung vollständig definiert und möglicherweise eine komplexe Größe ist. Wird (2.26) in (2.25) eingesetzt, folgt für den Strom

$$I(z) = \frac{1}{Z_c} \cdot (U_1 e^{-\gamma z} - U_2 e^{+\gamma z}) = \frac{1}{Z_c} (U_{\text{hin}} + U_{\text{rück}}). \quad (2.27)$$

Werden die Randbedingung zu $U(z = 0) = U_a$ und $I(z = 0) = I_a$ definiert, so lassen sich mit (2.24) und (2.27) für die Integrationskonstanten U_1 und U_2 folgende Ausdrücke finden:

$$U_1 = \frac{1}{2} (U_a + Z_c \cdot I_a), \quad (2.28)$$

$$U_2 = \frac{1}{2} (U_a - Z_c \cdot I_a). \quad (2.29)$$

Das Einsetzen in (2.24) und (2.27) führt auf die Leitungsgleichungen in ihrer physikalischen Form [5]:

$$U(z) = \frac{1}{2} (U_a + Z_c \cdot I_a) e^{-\gamma z} + \frac{1}{2} (U_a - Z_c \cdot I_a) e^{+\gamma z}, \quad (2.30)$$

$$I(z) = \frac{1}{2} \left(\frac{U_a}{Z_c} + I_a \right) e^{-\gamma z} - \frac{1}{2} \left(\frac{U_a}{Z_c} - I_a \right) e^{+\gamma z}. \quad (2.31)$$

2.1 Die Doppelleitung

Die mathematische Form der Leitungsgleichung wird durch Umstellen und Zusammenfassen der Exponentialfunktionen gebildet. Sie lauten dann

$$U(z) = U_a \cdot \cosh(\gamma z) - Z_c \cdot I_a \cdot \sinh(\gamma z), \quad (2.32)$$

$$I(z) = I_a \cdot \cosh(\gamma z) - \frac{U_a}{Z_c} \cdot \sinh(\gamma z). \quad (2.33)$$

Der zeitliche Verlauf der Spannung und des Stromes für die Welle mit der Kreisfrequenz ω folgt aus der Realteilbildung des Produktes des entsprechenden Phasors mit der komplexen Kreisfunktion $e^{j\omega t}$ [5]

$$\begin{aligned} u(z, t) &= \sqrt{2} \operatorname{Re} \left[U(z) e^{j\omega t} \right] \\ \Leftrightarrow u(z, t) &= \frac{1}{2} (U_a + Z_c \cdot I_a) e^{-\alpha z} e^{j(\omega t - \beta z)} \\ &\quad + \frac{1}{2} (U_a - Z_c \cdot I_a) e^{\alpha z} e^{j(\omega t + \beta z)} \end{aligned} \quad (2.34)$$

Läuft ein Beobachter entlang der Leitung mit der gleichen Geschwindigkeit wie die hinlaufende Welle, so ändert sich ihre Amplitude nur durch den Einfluss des Dämpfungstermes $e^{\alpha z}$. Das Argument von $e^{j(\omega t + \beta z)}$ ist jedoch ein konstanter Wert zwischen 0 und 2π und wird hier gleich Null gesetzt. Daraus folgt

$$\begin{aligned} \omega t &= \beta z, \\ \Leftrightarrow \frac{z}{t} &= \frac{\omega}{\beta} = v_{\text{ph}}, \end{aligned} \quad (2.35)$$

mit v_{ph} , der *Phasengeschwindigkeit*. Sie ist die Ausbreitungsgeschwindigkeit der Welle, die im verlustbehafteten Fall eine Frequenzabhängigkeit aufweist. Breitet sich eine Gruppe von Wellen, deren Frequenzen in einem schmalen Band liegen, auf der Leitung aus, so ist die Geschwindigkeit der Wellengruppe der Differentialquotient

$$\frac{d\omega}{d\beta} = v_g, \quad (2.36)$$

der als *Gruppengeschwindigkeit* bezeichnet wird [5].

Erfolgt am Anfang einer verlustbehafteten Leitung eine sprung- oder impulsförmige Anregung, so kann diese nach Fourier durch eine Gruppe von Wellen verschiedener Frequenzen beschrieben werden. Wegen der unterschiedlichen Ausbreitungsgeschwindigkeiten wird sich nun entlang der Leitung die ursprüngliche Kurvenform der Anregungsfunktion ändern. Dieser Vorgang wird als *chromatische Dispersion* bezeichnet (vgl. Kapitel 2.6).

2.2 Mehrfachleiter

Der einfachste Fall der auf quasi-TEM-Moden beschränkten Leitungstheorie stellt die Zweifachleitung dar. Die Variablen sämtlicher Gleichungen sind skalar. Es existiert nur eine Leitungswellenimpedanz und eine Ausbreitungskonstante. Sowohl die Bestimmung der primären Leitungsparameter wie auch die Berechnung der sekundären Leitungsparameter gestaltet sich in der Regel sehr einfach. In vielen Fällen, setzt sich die Leitung jedoch aus mehr als zwei Einzelleitern zusammen, so dass das skalare Modell auf mehrere Dimensionen erweitert werden muss. Die Berechnung des in Abbildung 2.2 dargestellten Mehrfachleiters wird im Folgenden nur im Frequenzbereich durchgeführt³⁾.

2.2.1 Lösung im Frequenzbereich

In dem in Abbildung 2.2 dargestellten Mehrfachleitersystem wird ein Leiter als Bezugsleiter definiert. Dieser ist hier als Ebene, der *Groundplane*, eine hinreichend große Fläche hoher Leitfähigkeit, so dass das Randwertproblem deutlich vereinfacht wird, ausgeführt. Es ist jedoch auch möglich einen Leiter des Bündels als Bezugsleiter zu wählen [5]. Für den Impedanzbelag des Leiterpaares (0,n) gilt

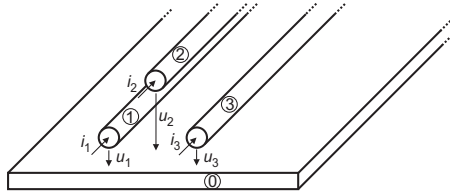


Abbildung 2.2: Mehrfachleitersystem über einer Groundplane

$$Z'_{nn} = R'_n + j\omega L'_n. \quad (2.37)$$

Ein Strom durch das Leiterpaar (0,k) induziert eine Spannung im Leiterpaar (0,n) entsprechend der Kopplungsimpedanz

$$Z'_{nk} = j\omega M'_{nk}. \quad (2.38)$$

³⁾Der Vollständigkeit halber sei hier erwähnt, dass auch die Lösung im Zeitbereich existiert [6], die an dieser Stelle jedoch nicht vorgestellt wird, da weiterführende Betrachtungen nicht darauf aufbauen.

2.2 Mehrfachleiter

Zwischen dem Leiterpaar (0,n) besteht der Queradmittanzbelag

$$\mathbf{Y}'_n = G'_n + j\omega C'_n \quad (2.39)$$

und der Queradmittanzbelag zwischen dem Leiterpaar (i,k) sei

$$-\mathbf{Y}'_{nk} = G'_{nk} + j\omega C'_{nk}. \quad (2.40)$$

Um an späterer Stelle mit positiven Werten rechnen zu können, wird hier das negative Vorzeichen eingeführt. Damit können die Impedanz- und Admittanzmatrix aufgestellt werden, wobei

$$\mathbf{Y}'_{nn} = \mathbf{Y}'_n - \sum_{n \neq k} \mathbf{Y}'_{nk} \quad (2.41)$$

gilt. Die in Real- und Imaginärteil zerlegte *Impedanzbelags-* und *Admittanzbelagsmatrix* lautet

$$\underline{\underline{\mathbf{Z}'}} = \underline{\underline{\mathbf{R}'}} + j\omega \underline{\underline{\mathbf{L}'}} \quad (2.42)$$

$$\underline{\underline{\mathbf{Y}'}} = \underline{\underline{\mathbf{G}'}} + j\omega \underline{\underline{\mathbf{C}'}} \quad (2.43)$$

Damit können Gleichung (2.18) und (2.19) auf den allgemeinen n -dimensionalen Fall des Mehrfachleitersystems zu

$$\frac{d\underline{\underline{\mathbf{U}}}}{dz} + \left(\underline{\underline{\mathbf{R}'}} + j\omega \underline{\underline{\mathbf{L}'}} \right) \cdot \underline{\underline{\mathbf{I}}} = \underline{\underline{\mathbf{0}}}, \quad (2.44)$$

$$\frac{d\underline{\underline{\mathbf{I}}}}{dz} + \left(\underline{\underline{\mathbf{G}'}} + j\omega \underline{\underline{\mathbf{C}'}} \right) \cdot \underline{\underline{\mathbf{U}}} = \underline{\underline{\mathbf{0}}}, \quad (2.45)$$

erweitert werden, wie auch die Gleichungen (2.20) und (2.21):

$$\frac{d^2 \underline{\underline{\mathbf{U}}}}{dz^2} = \left(\underline{\underline{\mathbf{R}'}} + j\omega \underline{\underline{\mathbf{L}'}} \right) \cdot \left(\underline{\underline{\mathbf{G}'}} + j\omega \underline{\underline{\mathbf{C}'}} \right) \cdot \underline{\underline{\mathbf{U}}}, \quad (2.46)$$

$$\frac{d^2 \underline{\underline{\mathbf{I}}}}{dz^2} = \left(\underline{\underline{\mathbf{G}'}} + j\omega \underline{\underline{\mathbf{C}'}} \right) \cdot \left(\underline{\underline{\mathbf{R}'}} + j\omega \underline{\underline{\mathbf{L}'}} \right) \cdot \underline{\underline{\mathbf{I}}}. \quad (2.47)$$

Das Produkt aus $\underline{\underline{\mathbf{Z}'}}$ und $\underline{\underline{\mathbf{Y}'}}$, wie in (2.46),

$$\underline{\underline{\mathbf{Z}'}} \cdot \underline{\underline{\mathbf{Y}'}} = \left(\underline{\underline{\mathbf{R}'}} + j\omega \underline{\underline{\mathbf{L}'}} \right) \cdot \left(\underline{\underline{\mathbf{G}'}} + j\omega \underline{\underline{\mathbf{C}'}} \right) = \underline{\underline{\mathbf{A}}} \quad (2.48)$$

wird als *Ausbreitungsmatrix* bezeichnet. Da es sich bei $\underline{\underline{\mathbf{A}}}$ in der Regel nicht um eine Diagonalmatrix handelt, sind die Gleichungen verschiedener Zeilen von (2.46) und (2.47) jeweils miteinander verkoppelt. Die physikalische Deutung wäre, dass eine Anregung, hervorgerufen z. B. durch die Änderung eines Leiterpotentials, ei-

ne Wanderwelle auf dieser aber auch auf den anderen Leitungen zur Folge haben kann. Um das System hinreichend analysieren zu können, muss eine Entkopplung der Lösungen herbeigeführt werden, so dass die Anregung einer *Eigengleichung*, die anderen nicht beeinflusst. Aus dieser als *Modaltransformation* bezeichneten Entkopplung gehen die Eigengleichungen im Bildbereich hervor, deren Lösungen jedoch erst nach der Rücktransformation in den Originalbereich zu physikalisch messbaren Größen führen. Mit der Einführung des Spannungsvektors $\underline{U}_w$, der in den Modalraum transformierten Spannung $\underline{U}$ und der dazugehörigen Transformationsmatrix $\underline{V}$ folgt

$$\underline{U} = \underline{V} \cdot \underline{U}_w. \quad (2.49)$$

Wird (2.49) in (2.46) eingesetzt, folgt aus der Linksmultiplikation mit $\underline{V}^{-1}$

$$\frac{d^2 \underline{U}_w}{dz^2} = \underbrace{\underline{V}^{-1} \cdot \underline{A} \cdot \underline{V}}_{\underline{M}_1} \cdot \underline{U}_w. \quad (2.50)$$

Dieses Gleichungssystem ist genau dann entkoppelt, wenn die Matrix $\underline{M}_1$ eine Diagonalmatrix⁴⁾ ist. Da die Hauptachseneinträge jeder Diagonalmatrix der Dimension n gleich ihrer *Eigenwerte* $\lambda_1 \dots \lambda_n$ sind, folgt

$$\underline{A} \cdot \underline{V}_n = \lambda_n \cdot \underline{V}_n, \quad (2.51)$$

mit $\underline{V}_n$ als den *Eigenvektoren* zu den Eigenwerten λ_n . Gleichung (2.51) wird als *Eigengleichung* zur Matrix $\underline{A}$ bezeichnet [11], wobei $\underline{V}_1 \dots \underline{V}_n$ die Eigenvektoren zu den Eigenwerten λ_n sind. Für die Eigenwertmatrix gilt nach [12]

$$\underline{\lambda} = \underline{\gamma}^2 \quad (2.52)$$

mit den $\gamma_1 \dots \gamma_n$ als den Hauptachseneinträgen der diagonalen Ausbreitungskoeffizientenmatrix. Auf der n -fach Leitung breiten sich somit $n-1$ verschiedene Eigenwellen, mit möglicherweise voneinander verschiedenen Ausbreitungskoeffizienten aus. Physikalisch lassen sich die Spalten der Eigenvektormatrix $\underline{V}$ als die Spannungsverteilungen der einzelnen Moden im Urbildbereich deuten. Gleichung (2.24) lautet für den mehrdimensionalen Fall

$$\underline{U}(z) = e^{-\underline{\gamma}z} \cdot \underline{U}_1 + e^{+\underline{\gamma}z} \cdot \underline{U}_2 = \underline{U}_{\text{hin}}(z) + \underline{U}_{\text{rück}}(z) \quad (2.53)$$

und beschreibt auch die Wellenausbreitung im Modalraum sofern die Spannungsvektoren durch die Linksmultiplikation mit $\underline{V}^{-1}$ transformiert werden. Nach (2.50) gilt für die hinlaufenden Wellen im Modalraum

⁴⁾Auf die notwendigen Kriterien zur Diagonalisierbarkeit einer Matrix wird hier nicht näher eingegangen, statt dessen auf [2] verwiesen.

2.3 Moden

$$\frac{d\underline{U}_{w,\text{hin}}(z)}{dz} = -\underline{\underline{\gamma}} \cdot \underline{U}_{w,\text{hin}}(z). \quad (2.54)$$

(2.54) in (2.44) eingesetzt führt mit der Transformation (2.49) auf

$$\begin{aligned} -\underline{\underline{V}} \cdot \underline{\underline{\gamma}} \cdot \underline{U}_{w,\text{hin}} &= \underline{\underline{Z}}' \cdot \underline{I}_{\text{hin}} \\ \Leftrightarrow \underline{U}_{\text{hin}} &= -\underbrace{\underline{\underline{V}} \cdot \underline{\underline{\gamma}}^{-1} \cdot \underline{\underline{V}}^{-1}}_{\underline{\underline{Z}}_c} \cdot \underline{\underline{Z}}' \cdot \underline{I}_{\text{hin}} \end{aligned} \quad (2.55)$$

wobei

$$\underline{\underline{Z}}_c = \underline{\underline{V}} \cdot \underline{\underline{\gamma}}^{-1} \cdot \underline{\underline{V}}^{-1} \cdot \underline{\underline{Z}}' \quad (2.56)$$

die charakteristische Wellenimpedanzmatrix ist.

2.3 Moden

Der Begriff *TEM-Mode* wurde bereits zu Kapitelbeginn definiert. Es existiert eine Vielzahl von Randbedingungen, die eine Einschränkung des idealen Charakters der TEM-Mode herbeiführen können. Da in der Regel die verwendeten Kabelmaterialien keine bedeutenden magnetischen Eigenschaften aufweisen, gilt $\mu_r = 1$. Somit verbleibt die Betrachtung der Kombinationen zwischen verlustfreiem und verlustbehaftetem, homogenem und inhomogenem Dielektrikum, sowie einem realen und idealen Leiter.

2.3.1 TEM-Moden

Alle Feldgrößen der TEM-Moden sind in Ausbreitungsrichtung identisch Null. Diese Bedingung wird unter der Annahme idealer elektrischer Leiter und einem homogenen Dielektrikum erfüllt. Das Dielektrikum kann dabei verlustbehaftet sein, da ein Querstrom zwischen den Leitern keine Feldanteile in Ausbreitungsrichtung zur Folge hat [2]. Aus den Telegraphengleichungen für die Spannung und den Strom folgt die Beziehung

$$\underline{\underline{L}}' \cdot \underline{\underline{C}}' = \underline{\underline{C}}' \cdot \underline{\underline{L}}' = \underline{\underline{E}} \cdot \mu\epsilon, \quad (2.57)$$

die als *Maxwell'sche Äquivalenz* oder *Maxwell'sche Relation* bezeichnet wird [2; 13]. Die Ausbreitungsmatrix $\underline{\underline{A}}$ hat bereits Diagonalgestalt und die Ausbreitungs-

konstanten aller Moden sind identisch. Das Gleichungssystem ist dadurch bereits entkoppelt, so dass die Lösung für jeden Leiter, unabhängig der Spannungen und Strömen anderer Leiter, angegeben werden kann. Zwischen dem Leitwert- und Kapazitätsbelag besteht bei einer bestimmten Querleitfähigkeit κ die Beziehung

$$\underline{\underline{G}}' = \frac{\kappa}{\epsilon} \cdot \underline{\underline{C}}', \quad (2.58)$$

die mit der Maxwell'schen Äquivalenz auch auf eine Relation zwischen dem Induktivitäts- und Leitwertbelag erweitert werden kann [2].

2.3.2 Quasi-TEM-Moden

Bei der realen Leitung, die aus verlustbehafteten Leitern und inhomogenen Dielektrika besteht, können obige Randbedingungen nicht eingehalten werden. Es treten Feldanteile in Ausbreitungsrichtung auf, die jedoch so gering sind, dass der TEM-Wellencharakter weiterhin bestehen bleibt. Doch wird die Lösung des nun verkoppelten Gleichungssystems mit den frequenzabhängigen Ausbreitungskonstanten durch die Notwendigkeit der nachträglichen Diagonalisierung wesentlich komplizierter. Die ohmschen Verluste werden durch die Einführung einer Widerstandsmatrix $\underline{\underline{R}}'$ berücksichtigt. Es treten Feldanteile in Ausbreitungsrichtung auf und die Matrizenprodukte mit $\underline{\underline{R}}'$ kommutieren nicht, so dass die Maxwell'sche Äquivalenz nicht erfüllt wird [2]. Auch ein inhomogenes Dielektrikum, das durch eine effektive Dielektrizität beschrieben werden kann, erfüllt nicht die Maxwell'sche Äquivalenz. Insofern haben die Moden nur einen Quasi-TEM-Charakter, woraus die Bezeichnung *Quasi-TEM-Mode* folgt. Bisher wurden frequenzinvariante primäre Leitungsbeläge vorausgesetzt. Jedoch zeichnet sich die reale Leitung durch mit der Frequenz veränderliche primäre Leitungskonstanten aus. Daher muss die Diagonalisierung für jede betrachtete Frequenz durchgeführt werden, so dass auch die Eigenmoden eine Frequenzabhängigkeit aufweisen können.

2.4 Reflexion

Eine *Reflexion* tritt grundsätzlich an einer Diskontinuität einer Leitung auf, die aus einer Änderung der charakteristischen Impedanz folgt. Praktisch tritt dies an Verbindungsstellen zweier Leitungen unterschiedlicher charakteristischen Impedanzen, an Störstellen einer Leitung oder bei dem Abschluss einer Leitung mit der Impedanz $Z_{e,a}$, die ungleich der charakteristischen Impedanz der Leitung Z_c sind, auf. Auch bei Längsinhomogenitäten, bedingt durch eine in Ausbreitungsrichtung abhängige Leitergeometrie oder ein zwischen den Leitern befindliches Medium mit

2.4 Reflexion

in Ausbreitungsrichtung veränderlichen elektrischen Stoffeigenschaften⁵⁾, werden Reflexionen hervorgerufen. Bei Abschluss der Leitung mit der Impedanz $\underline{Z}_e$ und der Randbedingung $\underline{U}_e = \underline{Z}_e \cdot \underline{I}_e$ kann mit (2.30) für das Leitungsende

$$\underline{U}(z) = \frac{1}{2} (\underline{Z}_e + \underline{Z}_c) \cdot \underline{I}_e \cdot e^{\gamma \cdot (l-z)} + \frac{1}{2} (\underline{Z}_e - \underline{Z}_c) \cdot \underline{I}_e \cdot e^{-\gamma \cdot (l-z)} \quad (2.59)$$

definiert werden. Das Verhältnis von rücklaufender zu hinlaufender Welle wird als *Reflexionsfaktor* Γ bezeichnet. An der Stelle $z = l$ ist das Argument der e-Funktion identisch Null, so dass

$$\Gamma_e = \frac{\underline{U}_{\text{rück}}}{\underline{U}_{\text{hin}}} = \frac{\underline{Z}_e - \underline{Z}_c}{\underline{Z}_e + \underline{Z}_c} \quad (2.60)$$

folgt. Die Berechnung erfolgt analog für das Verhältnis von rücklaufender zu hinlaufender Stromwelle [5].

Bei offener Leitung gilt $\underline{Z}_e \rightarrow \infty$, woraus $\lim_{\underline{Z}_e \rightarrow \infty} \Gamma_e = 1$ folgt. Der andere Extremfall tritt bei kurzgeschlossener Leitung ein, $\underline{Z}_e = 0$ und $\Gamma = -1$. Der dritte wichtige Sonderfall ist der Abschluss der Leitung mit ihrer charakteristischen Impedanz $\underline{Z}_e = \underline{Z}_c$, der als *Anpassung* bezeichnet wird. Wegen $\Gamma_e = 0$ erfolgt keine Reflexion.

Für die Mehrfachleitung existiert eine Reflexionsmatrix der Form [12]

$$\underline{\underline{\Gamma}} = \left(\underline{\underline{Z}} - \underline{\underline{Z}}_c \right) \cdot \left(\underline{\underline{Z}} + \underline{\underline{Z}}_c \right)^{-1}, \quad (2.61)$$

mit $\underline{Z}$ als der jeweiligen Impedanzmatrix des betrachteten Abschlussnetzwerkes. Für den reflektierten Spannungsvektor, der hin- oder rücklaufenden Komponente gilt

$$\underline{U}_{\text{rück,hin}} = \underline{\underline{\Gamma}}_{e,a} \cdot \underline{U}_{\text{hin,rück}} \quad (2.62)$$

Vorteilhaft kann die Charakterisierung des Abschlussnetzwerkes durch seine Admittanzmatrix sein, sofern keine Kurzschlüsse zwischen Knoten des Abschlussnetzwerkes bestehen, jedoch einige Knoten nicht verbunden sind. Die äquivalente Umformung von Gleichung (2.61) führt auf

$$\underline{\underline{\Gamma}} = \left(\underline{\underline{E}} - \underline{\underline{Z}}_c \cdot \underline{\underline{Y}} \right) \cdot \left(\underline{\underline{E}} + \underline{\underline{Z}}_c \cdot \underline{\underline{Y}} \right)^{-1}. \quad (2.63)$$

⁵⁾Das gilt auch für veränderliche magnetische Stoffeigenschaften, wobei für die meisten Leitungen $\mu_r = 1$ ist.

2.5 Kopplung

In einer Mehrfachleitung kann zwischen den Leitern eine gegenseitige Beeinflussung auftreten. Physikalisch lässt sich die kontinuierliche Beeinflussung der Leiter untereinander entlang des Leitungsverlaufes durch die induktiven und kapazitiven Kopplungen, die *leitungsgebundene Kopplung*, erklären und an den Leitungsenden durch die von dem Abschlussnetzwerk beeinflusste Spannungsverteilung, *Modenkopplung* genannt.

2.5.1 Leitungsgebundene Kopplung

Werden am Leitungsanfang durch eine beliebige Kombination von Leiterspannungen mehrere Eigenwellen angeregt und breiten diese sich mit verschiedenen Geschwindigkeiten aus, so haben nach einer bestimmten Laufzeit die schnelleren Eigenwellen einen längeren Weg zurückgelegt als die langsameren. Die Rücktransformation in den Urbildbereich des modalen Spannungsvektors des Ortes, an dem die Wellengruppe nach der betrachteten Laufzeit entsprechend der Wellengruppengeschwindigkeit angelangt ist, wird unter Vernachlässigung der Dämpfung nicht gleich dem anregenden Spannungsvektor im Originalbereich zum Zeitpunkt $t = 0$ am Leitungsanfang sein. Dabei besteht die Möglichkeit, dass Spannungen auf Leitern gegen den Bezugsleiter messbar sind, deren Potential zu Beginn am Leitungsanfang zu Null eingepreßt wurde [2].

2.5.2 Modenkopplung

Eine von außen erzwungene Spannungsverteilung auf einer Mehrfachleitung wird durch die Transformation in den Modalbereich durch eine bestimmte Kombination von Eigenwellen beschrieben. Treffen die Eigenwellen gleichzeitig oder nacheinander an dem Ende der Leitung ein, das durch ein Netzwerk abgeschlossen ist, so können nicht nur die einfallenden Eigenwellen reflektiert werden, sondern durch die dem Abschlussnetzwerk entsprechende Spannungsverteilung auch andere rücklaufende Eigenwellen. Die modale Reflexionsmatrix $\underline{\underline{\Gamma}}_{\text{w}}$ hat in diesem Fall also keine Diagonalgestalt und das Netzwerk wird als *modenkoppelnd* bezeichnet. Ein Sonderfall stellt die Erfüllung der in Kapitel 2.4 genannten Anpassbedingung dar. Besteht Leitungsanpassung, so findet keine Reflexion statt. Als weiterer Sonderfall kann die ausschließliche Reflexion der einfallenden Eigenwellen betrachtet werden. Die modale Reflexionsmatrix $\underline{\underline{\Gamma}}_{\text{w}}$ hat in diesem Fall ebenso wie die in den Modalraum transformierte Impedanzmatrix des Abschlussnetzwerkes $\underline{\underline{Z}}_{\text{nw}}$ Diagonalgestalt [2].

2.5.3 Ermittlung der Anregungsfunktion

Die Wellenanregung auf einem Mehrfachleitersystem kann allgemein durch eine oder mehrere Spannungs- oder Stromquellen erfolgen, wobei einige Leiter auch offen, kurzgeschlossen oder durch ein Widerstandsnetzwerk abgeschlossen sein können. Die sich einstellende Spannungs- und Stromverteilung am Leitungsanfang wird durch die Impedanzmatrix des bekannten Abschlussnetzwerkes aus konzentrierten Elementen und durch die charakteristische Impedanzmatrix der Mehrfachleitung bestimmt. Bei dem in Abbildung 2.3 dargestellten Beispiel erfolgt die Anregung durch Spannungsquellen, deren Innenwiderstände in das Abschlussnetzwerk verschoben sind [2]. Es verbleiben die idealen Quellen, die eine Spannung entsprechend der leiterbezogenen Anregungsfunktion einprägen. Kurzschluss und Leerlauf

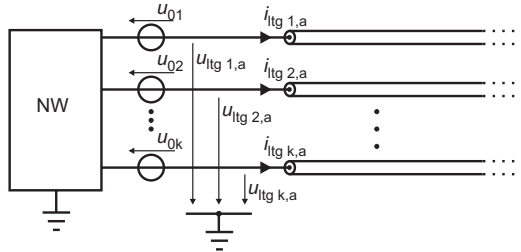


Abbildung 2.3: Anregung der Mehrfachleitung bei Kopplung am Leitungsanfang

einzelner Leiter können als Extremwerte durch eine entsprechende Wahl der Impedanzen oder Admittanzen des Abschlussnetzwerkes definiert werden, so dass das dargestellte Problem Allgemeingültigkeit erlangt. Mit den charakteristischen Admittanzmatrizen des Netzwerkes und der Leitung lassen sich für den Stromvektor am Leitungsanfang zwei Gleichungssysteme aufstellen. Die Berechnung erfolgt im Frequenzbereich, gekennzeichnet durch die fettgedruckten komplexwertigen Phasoren:

$$\underline{\mathbf{I}}_{\text{nw}} = \underline{\mathbf{Y}}_{\text{nw}} \cdot (\underline{\mathbf{U}}_{\text{ltg,a}} - \underline{\mathbf{U}}_0), \quad (2.64)$$

$$\underline{\mathbf{I}}_{\text{ltg,a}} = \underline{\mathbf{Y}}_{\text{c}} \cdot \underline{\mathbf{U}}_{\text{ltg,a}}. \quad (2.65)$$

Werden (2.64) und (2.65) gleichgesetzt und nach $\underline{\mathbf{U}}_{\text{ltg,a}}$ aufgelöst, folgt

$$\underline{\mathbf{U}}_{\text{ltg,a}} = - \left(\underline{\mathbf{Y}}_{\text{c}} - \underline{\mathbf{Y}}_{\text{nw}} \right)^{-1} \cdot \underline{\mathbf{Y}}_{\text{nw}} \cdot \underline{\mathbf{U}}_0. \quad (2.66)$$

2.6 Dispersion

Dispersion bezeichnet grundsätzlich die laufzeitabhängige Veränderung einer oder mehrerer Spannungen, die sich in Form von Verzerrungen bemerkbar macht.

Gemäß Gleichung (2.35) ist die Phasengeschwindigkeit der verlustbehafteten Leitung eine Funktion der Frequenz. Folglich werden sich die Wellen einer Wellengruppe des Frequenzspektrums der Breite $\Delta\omega$ mit verschiedenen Geschwindigkeiten ausbreiten. Wird eine beliebige zeitlich veränderliche Spannung, die sich in Form einer Wanderwelle auf einer Leitung ausbreitet mittels der Transformation in den Frequenzbereich durch ihr Spektrum oder durch eine Fourierreihe dargestellt, so können die frequenzabhängigen Ausbreitungsgeschwindigkeiten berücksichtigt werden. Mit steigendem Abstand vom Leitungsanfang weicht der zeitliche Spannungsverlauf zunehmend vom ursprünglichen des anregenden Signales ab, die *chromatische Dispersion*. Dabei werde angenommen, dass auf einer hinreichend langen Leitung in dem Betrachtungszeitraum nur hinlaufende Wellen existieren. Jedoch kann auch die Dämpfung eine Funktion der Frequenz sein, wodurch ebenfalls eine Verzerrung des zeitlichen Verlaufes der ursprünglichen Anregungsfunktion stattfindet. In [14] erfolgt die Unterscheidung anhand des Spektrums. Demnach verändert chromatische Dispersion das Phasenspektrum und frequenzabhängige Dämpfung das Amplitudenspektrum. Chromatische Dispersion tritt bei jeder verlustbehafteten Leitung dadurch auf, dass sowohl die Impedanz- wie auch die Admittanzbeläge komplexwertige Funktionen sind, deren Argument, die Frequenz, sich nach der Bestimmung der Ausbreitungskonstanten wegen der Realteile nicht herauskürzt. Darüberhinaus können jedoch auch frequenzabhängige Materialeigenschaften zu Dispersion, der *Materialdispersion* führen. Da zumeist $\mu_{r,ltg} = 1$ gilt, hat vorwiegend die Frequenzabhängigkeit des Dielektrikums Einfluss [15]. Ein weiterer Fall chromatischer Dispersion, der hier schon wegen der Leiterstruktur und der sich darauf ausbreitenden Moden nicht relevant ist, ist die *Wellenleiterdispersion* [4]. Sofern auf der Leitung mehrere Moden mit verschiedenen Geschwindigkeiten ausbreitungsfähig sind und diese angeregt werden, führen die in Kapitel 2.2.1 hergeleiteten Unterschiede der Ausbreitungsgeschwindigkeiten verschiedener Eigenwellen zu der *Modendispersion* [5]. Die von chromatischer Dispersion unabhängige Beobachtung der Modendispersion kann durch die Anregung mit einem äußerst schmalbandigen Signal erfolgen.

Die Verzerrung einer ursprünglichen Anregungsfunktion nimmt mit steigender Laufzeit kontinuierlich zu bis die an einem Ort eintreffenden Wanderwellen diskreter Frequenzen oder Moden so weit auseinandergelaufen sind, dass sie sich örtlich und zeitlich nicht mehr überschneiden. Danach treten im Originalbereich transiente Vorgänge entsprechend der Anzahl von Wellen auf, deren Abstände voneinander der Zeitdifferenz des Eintreffens der jeweiligen Frequenzkomponente oder Mode entsprechen.

2.7 Kettenleiter

Eine Leitung gilt als elektrisch lang, wenn ihre geometrische Länge den Bereich der Wellenlänge, der sich auf ihr ausbreitenden Welle, erreicht. Eine Leitung kann nach [5] genau dann quasistationär durch einen n -Pol beschrieben werden, wenn ihre Länge nur kurz genug gegenüber der Wellenlänge, der sich auf ihr ausbreitenden Welle, ist.

$$|\gamma \cdot l| \ll 1 \quad (2.67)$$

Jede Leitung der Länge l kann in n Teilstücke der jeweiligen Länge Δl unterteilt werden, so dass

$$l = n \cdot \Delta l \quad (2.68)$$

gilt. Erreicht dabei die jeweilige Leitungslänge Δl einen Bereich in dem $|\gamma \cdot \Delta l| \ll 1$ gilt, so sind die Leitungsstücke elektrisch kurz [5] und können wiederum durch einen n -Pol angenähert werden. Folglich kann die Leitung durch die Reihenschaltung von n T- oder Π -Ersatzschaltbildern mit konzentrierten Elementen, wie in Abbildung 2.4 für die Doppelleitung dargestellt, beschrieben werden. Die Beziehungen zwi-

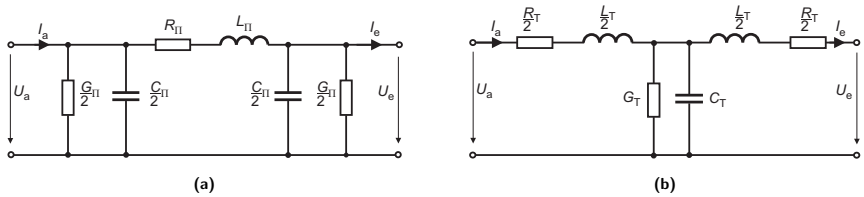


Abbildung 2.4: Π -ESB (a) und T-ESB (b) einer Leitung

schen den Spannungen und Strömen der Π -Ersatzschaltung lauten

$$U_a = U_e \cdot \left(1 + \frac{1}{2} Z_{\Pi} \cdot Y_{\Pi}\right) + I_e \cdot Z_{\Pi} \quad \text{und} \quad (2.69)$$

$$I_a = I_e \cdot \left(1 + \frac{1}{2} Z_{\Pi} \cdot Y_{\Pi}\right) + U_e \cdot Y_{\Pi} \cdot \left(1 + \frac{Z_{\Pi} \cdot Y_{\Pi}}{4}\right), \quad (2.70)$$

mit

$$Z_{\Pi} = R_{\Pi} + j\omega L_{\Pi} \quad \text{und} \quad (2.71)$$

$$Y_{\Pi} = \frac{1}{2} \cdot (G_{\Pi} + C_{\Pi}). \quad (2.72)$$

Der Koeffizientenvergleich zwischen (2.69), (2.70) und der auf das Leitungsende bezogenen mathematischen Form der Leitungsgleichungen (2.32) und (2.33) führt auf folgende Beziehungen:

$$\cosh(\gamma \cdot \Delta l) = 1 + \frac{\mathbf{Z}_{\Pi} \cdot \mathbf{Y}_{\Pi}}{2}, \quad (2.73)$$

$$\mathbf{Z}_c \cdot \sinh(\gamma \cdot \Delta l) = \mathbf{Z}_{\Pi}, \quad (2.74)$$

$$\frac{1}{\mathbf{Z}_c} \cdot \sinh(\gamma \cdot \Delta l) = \mathbf{Y}_{\Pi} \cdot \left(1 + \frac{\mathbf{Z}_{\Pi} \cdot \mathbf{Y}_{\Pi}}{4}\right). \quad (2.75)$$

Daraus folgt für die Elemente der Π -Ersatzschaltung

$$\mathbf{Z}_{\Pi} = \mathbf{Z}_c \cdot \sinh(\gamma \cdot \Delta l), \quad (2.76)$$

$$\mathbf{Y}_{\Pi} = \frac{2}{\mathbf{Z}_c} \cdot \tanh\left(\frac{\gamma \cdot \Delta l}{2}\right) \quad (2.77)$$

und für die Wellenimpedanz

$$\mathbf{Z}_c = \sqrt{\frac{\mathbf{Z}_{\Pi}}{\mathbf{Y}_{\Pi}}} \cdot \frac{1}{1 + \frac{\mathbf{Z}_{\Pi} \cdot \mathbf{Y}_{\Pi}}{4}}. \quad (2.78)$$

Für $n \rightarrow \infty$ folgt

$$\lim_{n \rightarrow \infty} \mathbf{Z}_{\Pi} \cdot \mathbf{Y}_{\Pi} = 0$$

und damit

$$\lim_{n \rightarrow \infty} \mathbf{Z}_c = \sqrt{\frac{\mathbf{Z}_{\Pi}}{\mathbf{Y}_{\Pi}}} = \sqrt{\frac{\mathbf{R}' + j\omega \mathbf{L}'}{\mathbf{G}' + j\omega \mathbf{C}'}} = \sqrt{\frac{\mathbf{Z}'}{\mathbf{Y}'}}.$$

Der Übergang zu infinitesimal kurzen Leitungsstücken führt wieder auf das Ergebnis der analytischen Herleitung der charakteristischen Leitungsgrößen.

3 Folgen steiler Schaltflanken

Während die Drehzahl des klassischen Antriebsstranges durch Polumschaltung oder bei Schleifringläufermotoren durch Vergrößerung des Schlupfs mittels veränderlicher Rotorvorwiderstände, durch Energierückführung aus dem Läufer oder durch das bloße Absenken der Speisespannung [16] grob eingestellt werden kann, bietet die Steuer- bzw. Regelbarkeit der umrichterbetriebenen Drehfeldmaschine wesentliche Vorteile.

Mit umrichterbetriebenen Drehstromasynchronantrieben lassen sich Reaktionszeiten auf eine Drehmomentanforderung von 2 ms erreichen [17]. Neben der Verbesserung der Antriebsqualität, wird der Betrieb vieler Maschinentypen durch Umrichter erst ermöglicht. Die Regelbarkeit der Kurvenform der Spannung oder des Stromes kann zu einer Wirkungsgradverbesserung und einer erhöhten Ausnutzung der Maschine führen.

Die Ansteuerung der leistungselektronischen Stellglieder, deren Topologien hier nicht näher beschrieben werden, statt dessen auf [18] verwiesen wird, erfolgt im Block- oder Pulsbetrieb. Der Blockbetrieb findet vorwiegend bei selbst- und lastgeführten Stromzwischenkreisumrichtern, z. B. Stromrichtermotor [19; 18], oder bei netzzeitigen Mehrlevel-Umrichtern mit Spannungszwischenkreis Verwendung. Die Schalter werden mit der Grundfrequenz angesteuert¹⁾. Entsprechend des Aussteuerungsgrades wird der Einschaltzeitpunkt variiert [20]. Zu einem guten Steuer- und Regelverhalten führt der Pulsbetrieb selbstgeführter Umrichter mit Spannungs- und Stromzwischenkreis. Die Halbleiterschalter werden mit einer Schaltfrequenz, die ein Vielfaches der Grundfrequenz betragen kann, angesteuert. Der gewünschte zeitliche Verlauf von Strom und Spannung, sowie der Aussteuerungsgrad werden ebenfalls über das Verhältnis von Ein- zu Ausschaltzeit erreicht. Es existieren eine Vielzahl von Modulationsverfahren um die Oberschwingungsbelastung, die Gleichtakteile und die Umrichterverluste zu verringern [20]. Doch führen die Schaltvorgänge, wie an späterer Stelle ausführlich beschrieben, zu außerordentlichen Belastungen von Maschine, Umrichter und Umgebung. Der Pulsbetrieb, der unweigerlich eine hohe Anzahl an Schaltvorgängen pro Zeitintervall zur Folge hat, führt zu einer Intensivierung der problematischen Wirkungen.

Die ersten leistungselektronischen Stellglieder wurden in den 50er Jahren mit Thyristoren ausgestattet. Auf den Antrieb wirkten keine hohen Schaltfrequenzen und keine hohen Spannungsanstiegsgeschwindigkeiten. Die kritische Spannungsanstiegsgeschwindigkeit eines Thyristors liegt bei etwa $50 \text{ V}/\mu\text{s}$, während Inverterthyristoren etwas höhere Werte erreichen [21; 22]. Die Spannungsanstiegszeiten t_{rise} für abschaltbare Thyristoren (engl. *gate turn off thyristor*, kurz *GTO-Thyristor*) sind vergleichbar mit denen von nicht abschaltbaren Thyristoren [23]. Der 1979 in den

¹⁾Bei Mehrlevelumrichtern kann sich jedoch ein geringerer zeitlicher Abstand der Stufen als die Periodendauer der Grundfrequenz einstellen.

USA von Frank Wheatley und Hans Becke erfundene Bipolartransistor mit isolierter Gate-Elektrode (engl. *insulated-gate bipolar transistor*, kurz *IGBT*) wurde seit der 80er Jahre zunehmend als Leistungsschalter in Umrichtern eingesetzt. Die Spannungsanstiegszeit der IGBT der ersten Generation betrug etwa $0,25\ \mu\text{s}$. Mit einer Zwischenkreisspannung von 560 V führte dies zu einer Spannungsanstiegsgeschwindigkeit von $2,24\text{ kV}/\mu\text{s}$. Elektrisch lange Leitungen führen wegen Wanderwellenreflexionen, später detailliert beschrieben, zu Überspannungen an den Maschinenklemmen. Einflussnehmende Parameter sind neben der Leitungslänge die Anstiegsgeschwindigkeit der Schaltflanke, die schon bei IGBT der ersten Generation etwa 50 mal höher als die von Thyristoren oder GTO war. Dementsprechend ist die kritische Leitungslänge eines Antriebsstranges mit IGBT-Umrichter etwa 50 mal kürzer als die eines Thyristor- oder GTO-Umrichters. Das hohe du/dt führt auch in Wicklungssystemen, ohne das Einwirken einer äußeren Überspannung, zu Problemen durch eine unsymmetrische Spannungsverteilung. Die Wicklungsisololation von Maschinen, die ursprünglich für den Netzbetrieb ausgelegt war und auch der bisherigen Belastung durch Umrichterbetrieb standhielt, wurde durch IGBT-Umrichter geschädigt. Zunächst wurde 1991 in einem Beiblatt der DIN VDE 0530-17 eine Grenzkurve der maximalen Leiter-Leiterspannung über der Anstiegszeit, die eine höchste Spannungsanstiegsgeschwindigkeit von $500\text{ V}/\mu\text{s}$ für Motoren einer Nennspannung von 400 V erlaubt, angegeben. Im Jahr 1998 wurde im Rahmen einer Aktualisierung die in dem Beiblatt angegebene Grenzkennlinie angehoben, so dass weitaus höhere Spannungsanstiegsgeschwindigkeiten erlaubt waren [24; 25]. Das Beiblatt wurde 2007 durch die neue Norm DIN VDE 0530-17 [26], die identisch mit der DIN EN 60034-17 ist, ersetzt. Die speziell für Umrichterbetrieb ausgelegten Motoren haben die eigene Norm DIN EN 60034-25 [27] erhalten.

Umrichterverluste werden in Durchlass- und Schaltverluste eingeteilt. Eine Beschleunigung des Schaltvorganges führt unmittelbar zu einer Schaltverlustreduktion und damit zu einem besseren Wirkungsgrad und verringerten thermischen Problemen. Zur guten Regelbarkeit und verringerten Geräuschbelastung ist eine hohe Taktfrequenz wünschenswert. Die Anstrengungen der Chiphersteller gehen folglich dahin, die Schaltgeschwindigkeiten stetig zu erhöhen. Die Anstiegszeiten von derzeit am Markt erhältlichen IGBT der vierten Generation liegen zwischen 29 ns^2 [28] und 90 ns^3 [29] für Bauelemente bis etwa 1 kA und den herstellereitig spezifizierten Gatewiderständen. Mit Leistungshalbleitern auf Basis von *Siliziumkarbid* (engl. *silicon carbide*, kurz *SiC*), deren Entwicklung für den industriellen Einsatz derzeit aktueller Forschungsgegenstand ist, können noch wesentlich geringere Schaltzeiten erreicht werden. In [30] wird für den SiC-JFET (engl. *junction field effect transistor*, kurz *JFET*) eine mögliche Spannungsanstiegsgeschwindigkeit von $45\text{ kV}/\mu\text{s}$ angegeben.

²⁾Semikron SKM50GB12T4, 1200 V, 81 A

³⁾Semikron SKM600GA12T4, 1200 V, 916 A

3.1 Gleich- und Gegentaktanteile

Die Lösung der Eigengleichung eines z. B. dreiphasigen Systems führt auf drei Eigenwerte und drei Eigenvektoren, die leitungstheoretisch als die Eigenwellen des Systems gedeutet werden können. Sie werden als Mit- Gegen- und Nullsystem bezeichnet und entsprechen je nach Konvention einem rechtsdrehenden und einem linksdrehenden Drehstromsystem. Das Nullsystem entspricht einer auf allen Leitern überlagerten identischen Schwingung gegen das Bezugssystem [5]. Während die Spannungs- und Stromsumme des Mit- und Gegensystems Null ist, muss für die Existenz eines Stromes des Nullsystems ein Sternpunktleiterstrom zugelassen werden⁴⁾. Dementsprechend werden die phasengleichen Anteile als *Gleichtaktanteile* bezeichnet, während die, deren Summe Null ist, *Gegentaktanteile* genannt werden.

Für die weitere Untersuchung der Gleich- und Gegentaktanteile umrichter gespeister Antriebe wird die Verwendung eines dreiphasigen Zweilevel-Pulswechselrichters mit Gleichspannungszwischenkreis vorausgesetzt. Während sich die Gegentaktspannungen aus den Differenzen der Klemmenspannungen gegen einen idealen Sternpunkt berechnen lassen, wird die Gleichtaktspannung aus dem arithmetischen Mittel aller Phasenspannungen gegen den idealen Sternpunkt bestimmt [31; 32; 33]. Das Potential des idealen Sternpunktes entspricht dem geerdeten Zwischenkreismittenpotential:

$$u_s(t) = \frac{u_u(t) + u_v(t) + u_w(t)}{3}. \quad (3.1)$$

In Abbildung 3.1 oben sind mögliche Schaltzustände einer PWM-Periode dargestellt⁵⁾ und unten die nach Gleichung (3.1) resultierenden Gleichtaktspannungen. Die Amplituden der Gleichtaktspannungen gegen die Zwischenkreismitte betragen somit $\pm \frac{1}{2}U_{zw}$ und $\pm \frac{1}{6}U_{zw}$. Die Wirkungsintensität des Gleichtaktanteiles ist neben der Amplitude auch von seiner Dauer abhängig. Da die Gleichtaktspannungsamplitude des Nullvektors am höchsten ist, tritt die größte Gleichtaktbelastung des Systems bei einem kleinen Aussteuerungsgrad auf, der durch einen langanhaltenden Nullvektor gekennzeichnet ist [34]. Dies ist bei geringer Belastung oder Leerlauf der Fall.

⁴⁾ Der Sternpunktleiterstrom repräsentiert hier den Summenstrom aller Phasen. Dieser kann bei jeder denkbaren Verschaltung der Last (z. B. Dreieckschaltung) auftreten, sofern Impedanzen zwischen den Phasen und einem elektrisch leitenden, den Strom zurückführenden System (definierter Rückleiter oder Bezugsmasse), existieren.

⁵⁾ Bei dem angenommenen System existieren acht verschiedene Zustände [20], von denen hier jedoch nur sechs aufgeführt werden. Der Betrag der Gleichtaktspannung der beiden fehlenden Fälle entspricht den Beträgen der Fälle 2,3,5,6

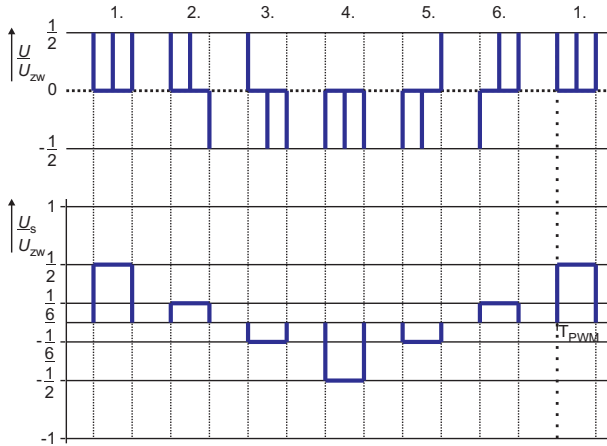


Abbildung 3.1: oben: diverse Schaltzustände einer beispielhaften PWM-Periode (symbolische Darstellung der Schaltung der einzelnen Maschinenstränge auf positives oder negatives Zwischenkreispotential)
unten: zugehörige Gleichtaktspannungen nach Gleichung (3.1)

Durch die stellvertretend genannte Wechselrichtertopologie lässt sich folglich kein reines Gegentaktsystem erzeugen. Erst durch Filtermaßnahmen (vgl. Kapitel 4.1), modifizierte Wechselrichtertopologien (vgl. Kapitel 4.2), sowie entsprechender Steuerungsverfahren (vgl. Kapitel 4.2.5), lassen sich Gleichtaktspannungen und -ströme minimieren.

3.2 Überspannungen durch steile Schaltflanken

3.2.1 Überspannungen der doppelten Zwischenkreisspannung

Die bei der Verwendung eines Umrichters mit Spannungszwischenkreis zwischen den Anschlussklemmen der Maschine auftretenden hohen Überspannungen betragen maximal die doppelte, dreifache oder auch vierfache Zwischenkreisspannung. Die Entstehung der Überspannungen lässt sich mit Hilfe des Wanderwellenmodells einer Leitung beschreiben. Dazu müssen zunächst die Randbedingungen definiert werden. Während umrichterseitig die Leitung durch die Zwischenkreiskapazität für hohe Frequenzen näherungsweise kurzgeschlossen ist, liegt an der Maschine durch die hohe Induktivität und die näherungsweise vernachlässigbaren parasitären Kapazitäten ein Leerlauf vor. Unter diesen Bedingungen beträgt der Reflektionskoeffizient am Leitungsanfang nach Gleichung (2.60) für eine beliebige Leitungswellen-

3.2 Überspannungen durch steile Schaltflanken

impedanz $\Gamma_a \geq -1$ und am Leitungsende $\Gamma_e \leq +1$. Die durch einen Schaltvorgang hervorgerufene hinlaufende Wanderwelle einer bestimmten Anstiegszeit, deren Amplitude der Zwischenkreisspannung entspricht⁶⁾, wird motorseitig positiv reflektiert, so dass durch diesen Vorgang an den Motorklemmen maximal eine Spannung der doppelten Amplitude der hinlaufenden Wanderwelle auftritt. Die nun rücklaufende Wanderwelle wird wechselrichterseitig negativ reflektiert und interferiert an den Motorklemmen nach der doppelten Laufzeit, absolut nach der dreifachen Laufzeit, destruktiv mit der ersten Reflexion. Die Bedingung für das Auftreten der maximalen Spannung durch diesen Effekt ist folglich dadurch gegeben, dass die doppelte Laufzeit der Wanderwelle auf der Leitung wenigstens so groß wie die Anstiegszeit der Spannungsflanke ist. Äquivalent kann definiert werden, dass eine Reduktion der Spannung durch destruktive Interferenz der Wanderwellen erst dann stattfindet, wenn

$$t_{\text{lauf}} < \frac{1}{2} t_{\text{rise}} \quad (3.2)$$

ist. Mit bekannter Ausbreitungsgeschwindigkeit und gegebener Anstiegszeit kann aus Gleichung (3.2) die kritische Leitungslänge berechnet werden, ab deren Länge sich definitionsgemäß die maximale Überspannung an den Maschinenklemmen aufbauen kann [35]. In [36] wird durch eine Simulation die relative Spannung an den Maschinenklemmen in Abhängigkeit des Verhältnisses von $t_{\text{rise}}/t_{\text{lauf}}$ in einem Diagramm aufgetragen. Diese Berechnung wird mit einer *Matlab*®-Routine wiederholt und für verschiedene Reflexionskoeffizienten am Leitungsende als Kurvenschar in Abbildung 3.2 dargestellt. Der Reflexionskoeffizient am Leitungsanfang beträgt $\Gamma_a = -1$. Die Spannungen werden nur durch die Multiplikation mit den Reflexionskoeffizienten ermittelt, weitere Effekte bleiben unberücksichtigt. Je nach Betrag des Reflektionskoeffizienten treten in einer Umgebung der Verhältnisse von $t_{\text{rise}}/t_{\text{lauf}} = 4, 8, 12, \dots$ keine Überspannungen auf. Folglich können auch bei Leitungslängen, die wesentlich kürzer als die kritische Länge sind, geringe Spannungsüberhöhungen auftreten. Für $t_{\text{rise}}/t_{\text{lauf}} < 2$ gilt

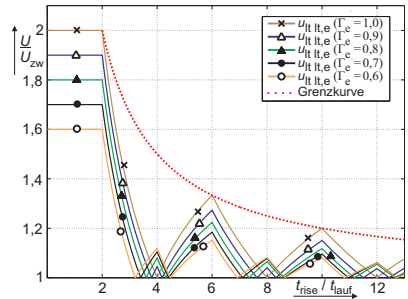


Abbildung 3.2: Relative maximale Klemmenspannung für verschiedene Verhältnisse von Anstiegs- zu Laufzeit und verschiedene Reflexionskoeffizienten am Leitungsende

⁶⁾Die Spannungsabfälle an den Halbleiterschaltern werden vernachlässigt.

$$U_{\text{peak}} = U_{\text{zw}} \cdot (1 + \Gamma_e). \quad (3.3)$$

Empirisch kann für das Verhältnis $t_{\text{rise}}/t_{\text{lauf}} = 2..4$ die Beziehung

$$U_{\text{peak}} \approx U_{\text{zw}} \cdot \frac{2 \cdot t_{\text{lauf}}}{t_{\text{rise}}} \cdot (1 + \Gamma_e) \quad (3.4)$$

aus dem Kurvenverlauf abgeleitet werden. Die in Abbildung 3.2 eingezeichnete Grenzkurve der Form

$$\frac{\hat{u}_{\text{lt,lt}}}{U_{\text{zw}}} = 1 + \frac{2 \cdot t_{\text{lauf}}}{t_{\text{rise}}} \quad (3.5)$$

kann als obere Abschätzung der möglichen Überspannung auch für $t_{\text{rise}}/t_{\text{lauf}} > 4$ angewendet werden. Während die Wellenimpedanz der Leitung sich in einem Bereich von $Z_{\text{ltg}} = 10..100 \Omega$ befindet, liegt die transiente Impedanz für kleine Motoren in einem Bereich von $Z_{\text{m}} = 2.000..5.000 \Omega$ und fällt bei großen Maschinen bis auf $Z_{\text{m}} = 400 \Omega$ ab [37], (vgl. Kapitel 3.4.1). Somit variiert der motorseitige Reflexionskoeffizient je nach Leitung und Motorgröße zwischen $\Gamma_e = 0,95$ und $\Gamma_e = 0,6$. Bei Antrieben großer Leistung tritt somit eine Verbesserung des Verhaltens gegenüber dem Auftreten von Spannungsspitzen ein, die jedoch durch abnehmende Leitungsdämpfung infolge des zunehmenden Querschnittes beschränkt wird.

3.2.2 Überspannungen der drei- und vierfachen Zwischenkreisspannung

Während Überspannungen kleiner als die doppelte Zwischenkreisspannung an den Maschinenklemmen aus dem einfachen Schaltvorgang folgen und bei gegebener Infrastruktur unvermeidlich sind, können auch Spannungen der maximal drei- und vierfachen Zwischenkreisspannung an den Maschinenklemmen auftreten. Deren Ursache liegt in einer unvorteilhaften Pulsfolge in Verbindung mit den Reflexions- und Laufzeiteigenschaften.

Dreifache Zwischenkreisspannung

Die Überspannung der dreifachen Zwischenkreisspannung entsteht durch einen Doppelpuls der in Abbildung 3.3 a dargestellten Form, die wie in Abbildung 3.3 b aus der Überlagerung hinlaufender positiver und negativer Wanderwellen dargestellt werden kann. Die Superposition der hin- und rücklaufenden Wanderwellen am Leitungsende über der Zeit führt auf die Verläufe, die in den Abbildungen 3.3 c

3.2 Überspannungen durch steile Schaltflanken

und d für zwei unterschiedliche Verhältnisse der Periodendauer des Doppelpulses zu der Laufzeit auf der Leitung T_1/t_{lauf} dargestellt sind. Bei der Berechnung, die ebenfalls mittels einer *Matlab*[®]-Routine erfolgt, wird wieder eine ideale Schaltflanke vorausgesetzt. Die Amplitude der Anregungsfunktion beträgt 550 V, der motorseitige Reflexionskoeffizient wird zu $\Gamma_e = 0,8$ angenommen und die Laufzeit beträgt 500 ns. Weitere Effekte, wie Dispersion und Leitungsdämpfung, werden nicht berücksichtigt. In einem zeitlichen Intervall von $t = 0.4 \cdot t_{\text{lauf}}$ tritt eine Span-

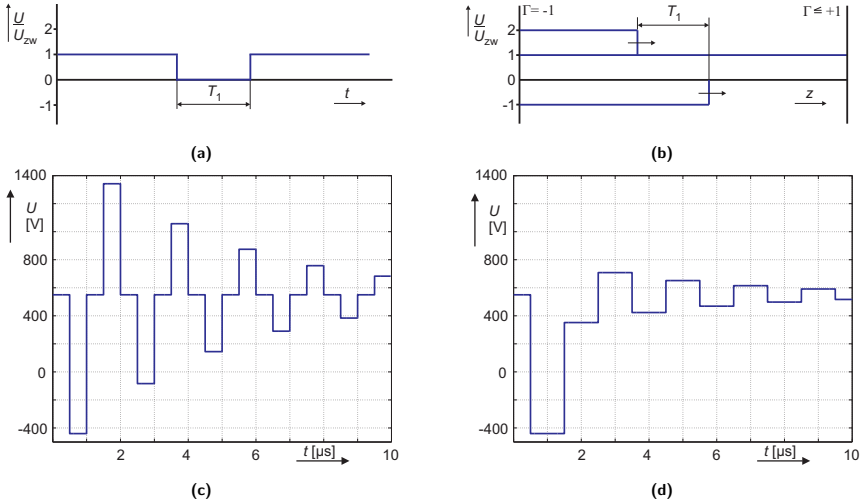


Abbildung 3.3: Kurvenform des idealen Doppelpulses (a), Beschreibung des Doppelpulses durch Wanderwellen (b) und Kurvenverläufe am Leitungsende bei $T_1/t_{\text{lauf}} = 1$ (c) und $T_1/t_{\text{lauf}} = 4$ (d)

nung der maximal dreifachen Zwischenkreisspannung auf, deren Amplitude über der Zeit wegen des motorseitigen Reflexionskoeffizientens kleiner Eins abnimmt. Die Variation von T_1/t_{lauf} hat sowohl Einfluss auf die Kurvenform, wie auch auf die Amplitude, die für ein Verhältnis von z. B. $T_1/t_{\text{lauf}} = 4$ ein Minimum annimmt. Wird die Zeit T_1 größer als $3\tau_{\text{tg}}$ gewählt, wobei τ_{tg} die Zeitkonstante der exponentiell abklingenden Schwingung auf der Leitung darstellt, können die beiden Wanderwellen als Folge einzelner Anregungen gewertet werden, deren transiente Vorgänge sich nicht überschneiden und kein Doppelpuls mehr vorliegt [35; 38]. In dem Zeitintervall $4t_{\text{lauf}} < T_1 < 3\tau_{\text{tg}}$ kann die maximale Amplitude jedoch Werte zwischen $2U_{zw}$ und $3U_{zw}$ annehmen.

Der zeitliche Verlauf, nicht jedoch das Vorzeichen, des zu Abbildung 3.3a komplementären Doppelpulses, entspricht der negativen Verschiebung der Anregungs-

funktion um die einfache Zwischenkreisspannung. Der zeitliche Verlauf der Klemmenspannung kann somit ebenfalls aus Abbildung 3.3 b unter Berücksichtigung der Verschiebung ermittelt werden. Dabei erreicht die Amplitude maximal die doppelte Zwischenkreisspannung. Somit kann ein Doppelpuls nur von dem eingeschalteten Zustand ausgehend zu der dreifachen Zwischenkreisspannung führen.

Vierfache Zwischenkreisspannung

Eine Polaritätsinversion, hervorgerufen durch gleichzeitiges, komplementäres Schalten zweier Halbbrückenzeige, kann in Verbindung mit einem vorausgehenden Sprung von der Spannung Null auf die Zwischenkreisspannung zu Klemmenspannungen der vierfachen Zwischenkreisspannung führen. Die entsprechende Kurven-

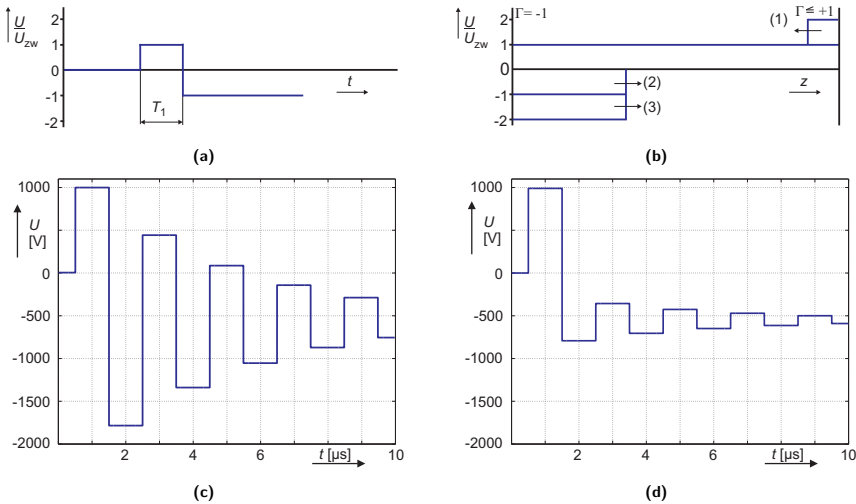


Abbildung 3.4: Notwendiger Kurvenverlauf (Puls mit anschließender Polaritätsinversion) zur Bildung der vierfachen Zwischenkreisspannung (a), Beschreibung des zeitlichen Verlaufes durch Wanderwellen (b) und Kurvenverläufe am Leitungsende bei $T_1/t_{lauf} = 2$ (c) und $T_1/t_{lauf} = 4$ (d)

form stellt Abbildung 3.4 a dar und die zugehörigen Verläufe der Wanderwellen Abbildung 3.4 b. Die erste Wanderwelle (1) wird nach der doppelten Laufzeit am Wechselrichter negativ reflektiert und superponiert an der Maschine in Summe mit den beiden negativen verzögert hinlaufenden Wanderwellen (2) und (3), die primäre Wellen sind und somit noch nicht reflektiert wurden, zu maximal $|-4 U_{zw}|$. Abbildung 3.4 c und d stellen für zwei verschiedene Verhältnisse von T_1/t_{lauf} die berech-

3.3 Auswirkungen auf den Umrichter und die Leitung

neten Spannungsverläufe dar. Die Randbedingungen entsprechen denen der vorherigen Berechnung. Die größte Anregung erfolgt bei einem Verhältnis von $T_1/t_{\text{lauf}} = 2$, während die Amplitude ein Minimum bei z. B. $T_1/t_{\text{lauf}} = 4$ annimmt. Analog zu dem Doppelpuls treten bei einer Variation des Verhältnisses von T_1/t_{lauf} periodisch Amplitudenmaxima und -minima mit dem Abstand von $4 t_{\text{lauf}}$ auf. Jedoch tritt die maximale Amplitude der vierfachen Zwischenkreisspannung nur zwischen den Motorklemmen auf. Zwischen der Motorklemme und dem virtuellen Sternpunkt oder dem Stator fällt die maximale Spannung deutlich geringer aus.

3.3 Auswirkungen auf den Umrichter und die Leitung

Sowohl für die elektrische Maschine wie auch für die Leitung lässt sich eine Gleichtaktimpedanz definieren. Eine Gleichtaktspannung hat somit einen Gleichtaktstrom zur Folge, der über den Kabelschirm oder das Massepotential und den netzseitigen Gleichrichter oder über Filterimpedanzen in den Zwischenkreis zurückfließt. Aus Schutzgründen kann eine wechsellrichter- oder netzseitige Summenstromüberwachung erfolgen, die in diesem Fall möglicherweise wirksam wird [39], obwohl kein Fehler in Form einer galvanischen Fehlverbindung vorliegt. Neben den transienten Einschwingvorgängen der Gegentaktströme reduzieren hochfrequente Gleichtaktströme die Qualität der Strommessung [40], sofern die Schwingung während der Messung noch nicht abgeklungen ist. Weitere häufig auftretende Probleme wie Überlastung der Halbleiter oder der Snubberkondensatoren lassen sich auf die hohen Ladeströme langer Leitungen zurückführen, die durch die Gleich- und Gegentaktkomponenten hervorgerufen werden [40].

Die Auswirkungen von Überspannungen auf die Leitung können durch eine Analyse der Teilentladungseinsetzspannung (vgl. Kapitel 3.4.3) erfolgen. In [37] werden dazu Messungen anhand diverser Leitungen mit einer Isolation aus PVC (*Polyvinylchlorid*, kurz *PVC*) und XLPE (engl. *cross-linked polyethylene*, kurz *XLPE*) durchgeführt. Bereits bei der 600 V_{eff}-Leitung mit PVC-Isolation lag die Teilentladungseinsetzspannung bei 2.723 V_{peak}. Noch höhere Werte wurden bei der Leitung mit XPLE-Isolation gemessen. Nach einer 48-stündigen Lagerung bei einer relativen Luftfeuchtigkeit von 90 % erfolgten Wiederholungsversuche, in denen sich zeigte, dass die TEE von XLPE nur um 5 % sank, während für PVC die TEE um 50 % auf 1.361 V sank. Damit liegt die TEE zwar immer noch über der doppelten Zwischenkreisspannung eines herkömmlichen 400 V Drehstromantriebssystems, doch können durch ungünstige Pulsfolgen auch höhere die TEE überschreitende Spannungen erreicht werden. Die auch im trockenen geringere TEE von PVC gegenüber XLPE kann auf die hohe relative Permittivität von PVC zurückgeführt werden. Bei einzelnen dicht gebündelten Motorleitungen stellt sich in dem luftgefüllten Motorleiterzwischenraum eine hohe elektrische Feldstärke ein. Die dadurch einsetzende

Koronaentladung in der Luft des Zwischenraumes, führt zu einer erhöhten Ozonproduktion, das wiederum das Isolationssystem schädigt, so dass eine Zerstörung einsetzen kann [41].

3.4 Auswirkungen auf die Maschine

Während die Auswirkungen gepulster Spannungen auf den Umrichter und die Leitung zumeist vernachlässigbar sind, können an der Maschine gravierende Schäden auftreten. Diese äußern sich in einer Überbeanspruchung der Wicklungsisolation infolge an den Klemmen anliegender Überspannungen und unsymmetrischer Spannungsverteilung in der Wicklung. Lagerschäden können infolge von Gleichtaktströmen entstehen. Die Ersatzschaltbilder der Maschine bezüglich ihres Gegen- und Gleichtaktverhaltens, sowie ein Ersatzschaltbild einer Wicklung erklären zunächst die elektrischen Eigenschaften, die für hohe Frequenzen stark von denen für tiefe Frequenzen abweichen.

3.4.1 Ersatzschaltbilder der Maschine

Die durch die Umrichterspeisung hervorgerufene Anregung der Gegen- und Gleichtaktkomponente bedingt die notwendige Analyse des Gegen- und Gleichtaktverhaltens der Maschine. Durch die Trennung der Anregungsfunktionen können dadurch voneinander unabhängige Ersatzschaltbilder des Gegen- und Gleichtaktverhaltens aufgestellt werden. Das die Spannungsabfälle von Klemme zu Klemme und von Klemme zu Masse beschreibende Modell muss keine Informationen über die Spannungsverteilung innerhalb der Wicklung liefern und kann daher aus wenigen konzentrierten Elementen bestehen. Beispielsweise werden in einem eigenen Versuch⁷⁾ die Gegen- und Gleichtaktimpedanzen über der Frequenz von 10 kHz bis 1 MHz für zwei Asynchronmaschinen⁸⁾ ermittelt. Die Maschinen sind dazu in Stern geschaltet. Die Gegentaktimpedanz wird zwischen den Phasen U und V ermittelt und die Gleichtaktimpedanz zwischen den beidseitig kurzgeschlossenen Eingangsklemmen der Maschine und dem Gehäuse. Die Messergebnisse sind in den Abbildungen 3.5 a und b dargestellt und decken sich qualitativ mit den Verläufen aus [42; 43; 44]. Diesen kann grundsätzlich entnommen werden, dass die frequenzabhängige Gegentaktimpedanz (Abbildung 3.5 a) durch einen gedämpften Schwingkreis zweiter Ordnung und die frequenzabhängige Gleichtaktimpedanz (Abbildung 3.5 b) durch

⁷⁾ Frequenzgenerator: M&R-Systems, WG1220, Oszilloskop: LeCroy, WaveSurfer, 44MXs-A, 2,5 GS/s, Tastköpfe: LeCroy, PP009, 10:1, 500 MHz, Shuntwiderstand: 100 Ω , 0,25 Watt, 0,1%, bedrahtet

⁸⁾ Maschine 1: Hans Weier - Eutin, 380 V in Sternschaltung, 50 Hz, 750 W
Maschine 2: Siemens, 1LA2 136, 380 V in Sternschaltung, 50 Hz, 22 kW, 1460 U/min

3.4 Auswirkungen auf die Maschine

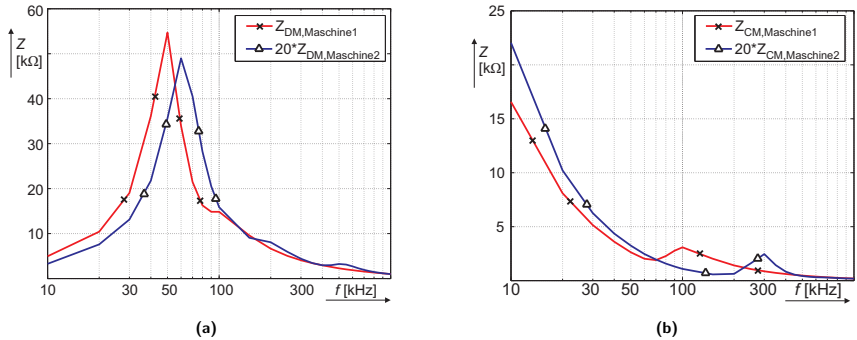


Abbildung 3.5: Gegentaktimpedanzen (a) und Gleichtaktimpedanzen (b) verschiedener Maschinen über der Frequenz

einen gedämpften Schwingkreis dritter Ordnung angenähert werden kann. Die Abbildungen 3.6 a und b stellen das in [42] vorgeschlagene Ersatzschaltbild für die Gegen- und Gleichtaktkomponente dar. Die ESB können zusammengefasst und um ein niederfrequentes Modell erweitert werden [43], so dass sie auch für die Grundfrequenz brauchbare Ergebnisse liefern. Eine Verringerung des Fehlers kann durch

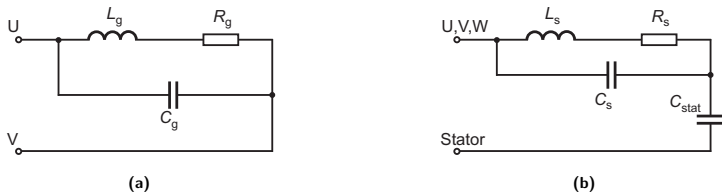


Abbildung 3.6: Allgemeines Gegentakt-ESB (a) und Gleichtakt-ESB (b) aus [42]

weitere Netzwerkelemente erfolgen, die die Ordnung des Gesamtsystems erhöhen [44].

Die Kenntnis über die Spannungsaufteilung in der Wicklung über der Zeit und über dem Ort liefert eine detaillierte Ersatzschaltung, die die Wicklung in Form eines Kettenleiters durch periodische Strukturen darstellt. Für die Entwicklung eines Ersatzschaltbildes einer Wicklung müssen sämtliche induktive und kapazitive Kopplungen bekannt sein. Die Annäherung der Wicklung durch ein einfaches Leitungsmodell erklärt zwar Laufzeiten, jedoch nicht die unsymmetrische Spannungsverteilung [45], die in [46] anhand einer Asynchronmaschine im Versuch ermittelt wird. Dazu wird eine Wicklung mit neun Anzapfungen gleichen Abstandes versehen.

Die maximale Spannungsdifferenz zwischen zwei unmittelbar aufeinanderfolgenden Spannungsmessstellen beträgt in dem Versuch 43% und wird zwischen den ersten beiden Stellen gemessen. Andere Autoren nennen weitaus höhere Spannungsabfälle über dem ersten Bereich einer Wicklung [47; 23; 48].

Die in [49] vorgeschlagene relativ einfache Kettenleiterstruktur ist in Abbildung 3.7 dargestellt. Jedes Kettenglied entspricht einer Windung. Die kapazitive Kopplung zwischen benachbarten Windungen beschreibt die parallele Kapazität ΔC_{wick} , in der sich das Modell zu einem Kettenleiter einer ausgedehnten elektrischen Leitung unterscheidet. Die Genauigkeit des Systems kann dadurch erhöht werden, dass an-

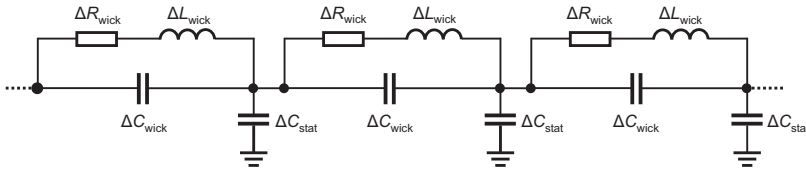


Abbildung 3.7: Wicklungsmodell nach [49]

einandergereichte Untermodelle für die einzelnen Spulengruppen aufgestellt werden. Die induktiven Kopplungen zwischen den Spulengruppen können vernachlässigt werden, während zwischen einzelnen Windungen die Kopplungen Berücksichtigung finden sollten [45; 50]. Sofern Stromverdrängungseffekte nicht vernachlässigt werden sollen, bietet sich eine Berechnung im Frequenzbereich für diskrete Frequenzen an.

3.4.2 Effektive Spannungsabfälle

Für eine Aussage über die Beanspruchung des Isolationssystems ist das elektrische Feld zwischen zwei sich direkt gegenüberstehenden Leitern von Interesse. Ein hoher messbarer Spannungsabfall zwischen zwei Maschinenklemmen muss folglich nicht eine hohe Belastung des Isolationssystems zur Folge haben. Der einfache Schaltvorgang und der Doppelpuls führen zu Spannungsamplituden der doppelten und dreifachen Zwischenkreisspannung zwischen den Maschinenklemmen. Die Polarisitätsinversion kann eine Amplitude der vierfachen Zwischenkreisspannung zur Folge haben. Ein kritischer Zustand könnte dann erreicht werden, wenn die Maschine z. B. im Dreieck geschaltet ist und über eine *Wilde Wicklung* verfügt, deren erste und letzte Windung nahe beieinander liegen [51; 48]. Unabhängig davon wird das Isolationssystem im Bereich der ersten Windungen entsprechend des parasitären kapazitiven Spannungsteilers bis zur dreifachen Zwischenkreisspannung belastet.

3.4 Auswirkungen auf die Maschine

Die Belastung des Isolationssystems zwischen der Wicklung und dem Stator beläuft sich bei einem gut geerdeten Zwischenkreismittelpunkt, auf dessen Potential das Statorgehäuse liegt, auf $1,5 \cdot U_{zw}$ bei Amplituden der doppelten Zwischenkreisspannung [48]. Bei Amplituden der dreifachen Zwischenkreisspannung beträgt die Leiter-Statorspannung maximal $2,5 \cdot U_{zw}$.

3.4.3 Teilentladungen in elektrischen Maschinen

Die lokale Überschreitung der Durchschlagfeldstärke in einem Medium führt zu *Teilentladungen* (TE), die sich dadurch auszeichnen, dass sie nur in einem beschränkten Gebiet, dessen Länge in Feldrichtung kleiner als der Elektrodenabstand ist, stattfinden. Der Teilentladungsvorgang wird durch wenigstens ein Startelektron, das durch äußere Einflüsse, wie z. B. Strahlung, aus seiner Bindung befreit wird, eingeleitet. Das im elektrischen Feld beschleunigte Elektron befreit infolge eines Lawineneffektes weitere Elektronen, so dass sich eine zur Anode hin beschleunigte Elektronenwolke [52] bildet. Durch photoionisierende Strahlung, durch die Elektronenwolke emittiert, kann an der Kathode wenigstens ein weiteres Startelektron aus seiner Bindung befreit werden, der *Streamer-Mechanismus*. Durch den *Townsend-Mechanismus* werden an der Kathode Startelektronen durch eintreffende positive Ionen befreit [53].

Teilentladungen führen in Isolationssystemen zu einem vorzeitigen Altern des Isolationsstoffes, das sich am Ende durch einen Grenzflächendurchschlag bemerkbar macht. Der Begriff *Altern* wird im Zusammenhang mit Teilentladungen in [52] als die Veränderung des Isoliermaterials durch reversible oder irreversible Wirkungen definiert. Es existieren drei Arten von Teilentladungen, die in *Korona-*, *Gleit-* und *Hohlraumentladungen* eingeteilt werden.

Bei der *Koronaentladung*, auch *äußere Teilentladung* genannt, bildet sich im freien gasgefüllten Raum an spitzen oder scharfkantigen Konturen einer Elektrode eine lokale elektrische Feldstärkeerhöhung aus. Die inhomogene Feldverteilung hat zur Folge, dass unmittelbar an der ungünstigsten Stelle ab einer bestimmten angelegten Spannung die Durchbruchfeldstärke des umgebenden Mediums überschritten wird, so dass eine lokale Ionisation erfolgt. Freie Ladungsträger driften dabei zu den entgegengesetzt geladenen Elektroden und führen zu einem Stromfluss [52].

Gleitentladungen treten an der Grenzschicht eines Mediums parallel zu dieser auf. Durch Partikel und eine poröse Oberfläche kommt es zu lokalen Feldstärkeüberhöhungen.

Die innerhalb eines Isolationssystems elektrischer Betriebsmittel auftretende *Hohlraumentladung*, *innere Teilentladung* genannt, erfolgt im Bereich von Inhomogenitäten des Isoliermediums, die in der Regel durch Gaseinschlüsse (Lunker) entstehen. Die geringere relative Permittivität des gasgefüllten Hohlraumes führt dort zu einer höheren elektrischen Feldstärke. Ist diese höher als die elektrische Durchschlagfestigkeit, erfolgen Teilentladungen [54]. Folglich wird die Qualität eines Isolationssystems vorwiegend durch die Verarbeitungsgüte bestimmt, da nicht verunreinigte, feste Isolierstoffe in der Regel sehr hohe elektrische Durchschlagfeldstärken haben [55]. Ein den Teilentladungsmechanismus und die zeitlichen Feldstärkeverläufe beschreibendes Ersatzschaltbild enthält wenigstens zwei in Reihe geschaltete Kapazitäten und eine Funkenstrecke, parallel zu der Kapazität geringeren Wertes. Die Inhomogenität führt zu einer lokalen Kapazitätsverringerung und die Funkenstrecke beschreibt die in diesem Bereich einsetzende Teilentladung, wodurch die Kapazität bei Erreichen der Funkenstreckenzündspannung entladen und nach dem Unterschreiten der Löschspannung wieder geladen wird [55]. Erhöht sich die zeitlich veränderliche an den Elektroden anliegende Spannung das erste Mal auf ihre Amplitude, die über dem *Teilentladungseinsatz* (TEE) liegt, der Spannung ab der Teilentladungen zu erwarten sind, können mehrere Teilentladungen auftreten. Diese führen zu einer Ladungstrennung und damit zu einer Verschiebung der Spannung über der Fehlstelle gegenüber der von außen angelegten Gesamtspannung, wodurch Teilentladungen dann auch bei einer geringeren Amplitude der Gesamtwechselspannung auftreten können. Nach [55] liegt der *Teilentladungsaustritt* (TEA), der Spannung ab der keine Teilentladungen mehr zu erwarten sind, bei 10..35% unter dem TEE. Dementsprechend sollte das Wicklungssystem elektrischer Maschinen so ausgelegt werden, dass der einmal eingesetzte Teilentladungsprozess in dem Bereich zulässiger Spannungen wieder verlöscht. Bei Gleichspannungseinwirkung erfolgt der erneute Aufbau des elektrischen Feldes, in dem Bereich der Fehlstelle, durch die äußerst geringe Leitfähigkeit des Isolierstoffes, wodurch die TE-Belastung wesentlich geringer als bei Wechselspannung ist [55]. Die durch Teilentladungen hervorgerufene Ladungstrennung und Verschiebung kann wegen der Isolierstoffbarriere messtechnisch nicht direkt erfasst werden. Daher erfolgt die Ermittlung der Teilentladungsaktivität eines Isolationssystems über die Messung der an den äußeren Elektroden influenzierten scheinbaren Ladung [52]. Das gemessene Teilentladungsprofil über der Zeit ist ein komplexer Vorgang, dessen TE-Aktivität bis zum Durchschlag, der vollkommenen Zerstörung des Isolationssystems, mehrmals ansteigt und abfällt. Somit kann rein über die Messung der TE-Aktivität keine Aussage über den Zustand eines Isolationssystems getroffen werden.

Besonders organische Isolierstoffe werden durch Teilentladungen geschädigt. Die Ursachen liegen nach [56] in:

3.4 Auswirkungen auf die Maschine

- Bindungsaufbrüchen durch UV-Strahlung,
- Bindungsaufbrüchen durch schnelle Elektronen,
- Materialschädigungen durch Temperaturerhöhung,
- chemischen Reaktionen durch Ionen und Radikale.

Bis zum endgültigen Durchschlag eines bestimmten Isolationssystems ist eine bestimmte Anzahl an Teilentladungen notwendig. Daraus lässt sich ableiten, dass die statistische Lebensdauer eines Isolationssystems das Produkt der inversen Schaltfrequenz und der Anzahl an Teilentladungen einer Periode ist. Des Weiteren ist die TE-Aktivität eine Funktion der Amplitude der angelegten Spannung, für die drei Bereiche definiert werden. Bis zu einer bestimmten Spannung setzen keine Teilentladungen ein. Überhalb können Teilentladungen einsetzen, deren Auftretenswahrscheinlichkeit bis zur zweiten Grenze spannungsabhängig ist. Überschreitet die Spannung den zweiten Grenzwert, treten grundsätzlich Teilentladungen auf [51]. Die Lebensdauer eines unter dem Einsatz von Teilentladungen betriebenen Isolationssystems lässt sich durch das *Inverse Power Model* (3.6) oder das *Exponential Model* (3.7) beschreiben, wobei $K_1..K_4$ system- und bedingungsabhängige Konstanten sind, E sei die Betriebsfeldstärke [51].

$$t_{\text{life}} = K_1 \cdot E^{-K_2} \quad (3.6)$$

$$t_{\text{life}} = K_3 \cdot e^{-K_4 \cdot E} \quad (3.7)$$

Generell ist es möglich ein Isolationssystem binnen weniger Stunden durch die Einwirkung von Teilentladungen zu zerstören [52].

Die unsymmetrische Spannungsverteilung über einer Wicklung als Folge eines transienten Vorganges führt zu hohen Spannungen an und zwischen den ersten Windungen (vgl. Kapitel 3.4.1). In kritischen Fällen sollte daher insbesondere das Isolationssystem der ersten Windungen mit spezieller Sorgfalt verarbeitet werden. Die mit einem Schutzlack überzogenen Leiter können dazu mit zusätzlichem Isolationsmaterial umwickelt werden. Darauf erfolgt eine Tränkung mit Gießharz, das sowohl die elektrische wie auch die mechanische Festigkeit erhöht. Die Auswahl des Gießharzes und des zusätzlichen Isoliermaterials richtet sich nach der Wärmeklasse und den elektrischen Anforderungen. Feste Isolierstoffe lassen sich in organische, wie z. B. Aramide (Nomex®), Polyimide (Kapton®) und anorganische, wie z. B. Porzellan, Glas, Glimmer (im engl. Mica von lat. micare - funkeln), einteilen [55]. Für Isolationsmaterialien bestimmter Eigenschaften werden Stoffe beider Gruppen miteinander vermengt. Den Untersuchungen aus [57] zufolge widerstehen sowohl anorganische Stoffe wie auch deren Mischungen mit organischen Füllstoffen, Teilentladungen am längsten bis zum finalen Durchschlag.

3.4.4 Lagerströme

Neben Unsymmetrien im magnetischen Kreis der Maschine, die Zirkularflüsse und als Folge induzierte Wellenspannungen hervorrufen, können auch die Wechselrichterbetrieb bedingten Gleichtaktkomponenten zu Spannungsabfällen über den Lagern führen und *Lagerströme* hervorrufen. Nach DIN 0530-17 [26] wird ein Spannungsabfall größer als 500 mV über einem Lager bereits als kritisch definiert um schädliche Entladungsströme hervorzurufen. Überschreitet die Stromdichte des Lagerstromes einen Wert von $0,4 A_{\text{eff}}/\text{mm}^2$ kann der Durchschlag zu Pittingbildung, einem Materialausbruch, der auch Grübchenbildung genannt wird, führen. Dadurch tritt je nach Intensität eine drastische Lebensdauerverkürzung des Lagers auf. Weiterhin erklärt sich darin die Abkürzung *EDM*-Strom (engl. *electric discharge machining*, kurz *EDM*), auf deutsch als *Funkenerosion* bezeichnet. Während Lager des industriellen Bereiches auf Lebensdauern von etwa 40.000..60.000 Stunden ausgelegt sind, kann diese durch eine Entladungsstromdichte von $1 A_{\text{eff}}/\text{mm}^2$ auf etwa 1.000 Stunden herabgesetzt werden [58].

Die Ursache gleichtaktspannungsbedingter Lagerströme lässt sich durch drei Mechanismen erklären. Davon können zwei auf Grundlage des sich ergebenden Spannungsteilers des in Abbildung 3.8 dargestellten kapazitiven Ersatzschaltbildes beschrieben werden. Die elektrischen Eigenschaften des Lagers, die durch eine nichtlineare *Lagerimpedanz* dargestellt werden, sind neben der Bauart und dem verwendeten Schmiermittel von der Winkelgeschwindigkeit abhängig. Während bei geringen Geschwindigkeiten ein quasi permanenter elektrisch leitender Kontakt zwischen beiden Lagerschalen besteht, bildet sich ab etwa 100 U/min zwischen den Lagerlaufflächen und den Wälzkörpern ein Schmierfilm einer temperaturabhängigen Dicke von $0,2..2 \mu\text{m}$. Dadurch weist das Lager gegen das Gehäuse kapazitives Verhalten auf, das durch die Lagerkapazität C_{lag} beschrieben wird. In zeitlichen Abständen entstehen durch kurzfristigen direkten Kontakt zwischen den Wälzkörpern und den nichtidealen rauen Lagerlaufflächen Kurzschlüsse, bzw. Durchbrüche infolge des äußerst geringen Abstandes zwischen zwei Äquipotentialflächen [58; 59].

Weiterhin kann, wie in Abbildung 3.8 dargestellt, eine Rotor-Wicklungskapazität $C_{\text{rot,wick}}$ und eine Rotor-Statorkapazität $C_{\text{rot,stat}}$ definiert werden. Die Zusammenfassung zu einem einsträngigen ESB zeigt, dass nur Gleichtaktspannungen entsprechend des aus dem ESB resultierenden Teilverhältnisses zu Spannungsabfällen über dem Lager führen

$$U_{\text{lag}} = \frac{C_{\text{rot,wick}}}{C_{\text{rot,wick}} + C_{\text{rot,stat}} + C_{\text{lag}}} \cdot U_{\text{s}}. \quad (3.8)$$

Die Kapazitäten liegen in einer Größenordnung von $C_{\text{lag}} \approx 200 \text{ pF}$, $C_{\text{rot,wick}} \approx 11 \text{ nF}$ und $C_{\text{rot,stat}} \approx 1 \text{ nF}$ [59].

3.4 Auswirkungen auf die Maschine

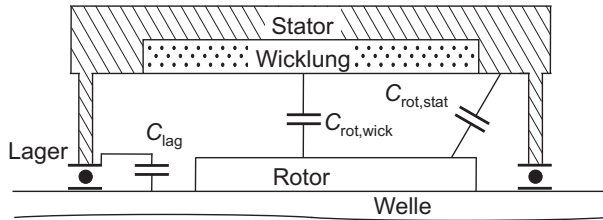


Abbildung 3.8: Effektive Kapazitäten zwischen Rotor, Wicklung, Stator und Gehäuse

Lagerströme durch Entladung der Lagerkapazität (EDM-Ströme)

Lagerströme infolge einer Entladung der Lagerkapazität treten bei Umlaufgeschwindigkeiten höher als 100 U/min auf. Während kein elektrischer Kontakt zwischen den Lagerschalen besteht, wird entsprechend des Pulsmusters die Lagerkapazität aufgeladen, bis ein Durchbruch durch eine zu geringe Schmierfilmdicke oder ein direkter elektrischer Kontakt die Entladung einleitet. Die Lagerspannung kann dabei auf bis zu 35 V ansteigen, wodurch die Entladungsströme bis zu $i_{\max} \approx 3 \text{ A}$ erreichen [59; 58; 60]. Hochqualitative Lager, die unter Normalbedingungen aufgrund der geringeren Rauigkeit eine längere Lebensdauer erreichen, weisen während des Betriebes zu etwa 80% kapazitives Verhalten auf. Die Lagerkapazität wird ständig auf kritische Spannungswerte geladen und es treten häufig starke Entladungsströme auf, die letzten Endes die Lebensdauer entgegen der ursprünglichen Erwartung verkürzen. Da aufgrund der häufigen lang anhaltenden niederohmigen elektrischen Kontakte beider Lagerschalen durch die Wälzkörper, eines Lagers minderer Qualität, die Lagerkapazität nur selten geladen wird, ist deren Lebensdauererwartung höher [59; 58].

Der Entladevorgang des Lagers wird nicht durch die Spannungsanstiegsgeschwindigkeit bestimmt, sondern nur durch die Amplitude der Gleichtaktspannung. Die Einleitung des Vorganges ist überwiegend von mechanischen Parametern abhängig. Insofern kann durch weiches Schalten diesbezüglich kein vorteilhaftes Verhalten erzielt werden [60].

Lagerströme durch die Anstiegsgeschwindigkeit der Gleichtaktspannung

Das du/dt der Gleichtaktspannung führt im Lager nur bei direkter Kontaktierung zu Strömen, die eine lokale Stromdichteüberhöhung aufweisen. Das bedeutet, dass

diese Art des Lagerstromes nur bei geringen Umlaufgeschwindigkeiten auftritt, wenn das Lager elektrisch niederimpedantes Verhalten aufweist. Die durch das du/dt hervorgerufenen Lagerströme erreichen Amplituden bis zu 500 mA und sind somit wesentlich geringer und unschädlicher als EDM-Ströme [60; 59; 61]. Die Reduktion der Spannungsanstiegsgeschwindigkeit der Gleichtaktspannung führt zwar zu einer weiteren Verbesserung des Verhaltens. Es sollte dabei jedoch berücksichtigt werden, dass die primäre Quelle lagerschädlicher Ströme EDM-Ströme sind.

Wellenspannung durch Gleichtaktanteile

Durch mechanische Unsymmetrien hervorgerufene unsymmetrische Flussverteilungen führen zu einem Nettofluss in senkrechter Ausrichtung zur Rotorachse. Als Folge wird in der Welle eine *Wellenspannung* induziert, die sofern keines der Lager isoliert ausgeführt ist, einen Kreisstrom zur Folge hat. Diese „klassische“ Wellenspannung zwischen den Wellenenden kann jedoch auch durch Gleichtaktanteile hervorgerufen werden. Bedingt durch die Kopplungskapazitäten der Wicklungen mit dem Stator und den damit verbundenen kapazitiven Kopplungen der Wicklungen untereinander, treten Verschiebungsströme entlang der Leiter im Stator auf. Folglich kann die Stromsumme aus herein- und herausfließenden Strömen einer Wicklung ungleich Null sein. Die gesamte Stromsumme über alle Phasen enthält nur die Gleichtaktanteile, die über die Wicklungslänge als Verschiebungsstrom in den Stator fließen. Daraus kann ein über den gesamten Statorumfang verteilter Gleichtaktstrom in axialer Richtung definiert werden, der einen magnetischen Zirkularfluss und weiterhin eine induzierte Wellenspannung zur Folge hat. Deren Amplitude ist jedoch so gering, dass durch sie kein signifikanter, schädigender Strom hervorgerufen wird [60; 62].

Ein generelles Folgeproblem einer Spannung der Maschinenwelle gegenüber dem Erdpotential ist die mögliche Beschädigung weiterer mit der Welle verbundener Bauteile, wie z. B. Drehzahlgeber [63].

3.4.5 Weitere Probleme

Durch steile Schaltflanken können in einem bestimmten Frequenzband Anregungen der mechanischen Eigenfrequenzen des Stators erfolgen, die in der Regel einige Kilohertz betragen. Die Folge ist eine erhöhte *Geräuschemission* im hörbaren Bereich [64]. Durch Ausgangsfilter, die die Anstiegsgeschwindigkeit der Schaltflanken vermindern, wird auch die mechanische Anregung verringert. Der im Idealfall verwendete Sinusfilter (vgl. Kapitel 4.1.3) glättet das Anregungssignal soweit, dass Geräusche bestenfalls nicht mehr wahrgenommen werden [65].

3.5 Elektromagnetische Störungen

Mehrfach reflektierte Wanderwellen führen zu wechselrichterseitigen hochfrequenten transienten Schwingungen des Stromes, die sich der Stromgrundwelle überlagern. Sofern eine regelungsrelevante Strommessung erfolgt, sollte dies nicht während oder unmittelbar nach dem Schaltvorgang geschehen [40; 31]. Optimal ist die Durchführung der Messung im *Symmetriepunkt* [66], nicht zuletzt weil zu diesem Zeitpunkt auch der zeitliche Istwert dem Strommittelwert aufgrund des näherungsweise integrierenden Verhaltens der Motorinduktivität an einer konstanten Spannung entspricht.

3.5 Elektromagnetische Störungen

Der Frequenzbereich der durch den Einsatz eines umrichterbetriebenen Antriebsstranges hervorgerufenen elektromagnetischen Störungen reicht von der Taktfrequenz einiger Kilohertz bis hin zu mehreren Megahertz infolge des ausgeprägten Oberschwingungsspektrums der steilen Schaltflanken. Die Störungen treten in Form von Gegen- und Gleichtaktanteilen auf und lassen sich in *leitungs-* und *feldgebundene Störungen* klassifizieren [67]. Einzuhaltende Grenzwerte sind in der DIN EN 61800-3 [68] für verschiedene Systeme der Kategorien C1..C4 definiert, die den Aufstellort und indirekt die Größe des Gerätes bezeichnen. In industrieller Umgebung sind die Grenzwerte der Kategorien C3 und C4 maßgebend. Das betrachtete Frequenzband für leitungsgebundene Störemissionen reicht bis 30 MHz und für feldgebundene Störemissionen bis 1 GHz.

Die Motorleiter sind die primären Quellen feldgebundener Störungen. In der Regel werden sie als Einzelleiter eng beieinander, oder in einer Leitung gebündelt, verlegt. Über die Motorleiter zwischen Wechselrichter und Motor geführte Gleichtaktströme können sich über sämtliche elektrisch leitfähige Strecken schließen, wodurch die Leiterschleife beliebige Größe annehmen kann, sofern keine besonderen Maßnahmen getroffen werden [67; 69]. Ein zusätzlicher Erdungsleiter mit einer niederimpedanten Anbindung des Maschinengehäuses an den Umrichter, der so dicht wie möglich zu den Motorleitern verlegt ist, reduziert den geometrisch ausgedehnten Gleichtaktstrompfad. Gute Störunterdrückung erzielt die Verwendung geschirmter Leitungen, deren Schirme beidseitig aufgelegt werden. Die Kopplungsinduktivitäten einzelner coaxialer Leitungen verringern die Impedanz des Gleichtaktpfades zwischen Motorleiter und Schirm, wodurch die Ausbreitung über diesen Pfad begünstigt wird [70]. Die Impedanz anderer Strompfade kann durch eine Gleichtaktdrossel erhöht werden. Sie umschließt dabei sämtliche Leitungen, über die sich definiert Gegen- und Gleichtaktkomponenten ausbreiten sollen (vgl. Kapitel 4.1.4). Der Gleichtaktstrom schließt sich über die möglicherweise geerdete Zwischenkreismitte oder über entsprechende Filterkondensatoren (z.B. Y-Kondensatoren). Sofern der beschriebene Strompfad nicht hinreichend niederimpedant ist, wird der Anteil

des sich über das speisende Netz schließenden Gleichtaktstromes größer, woraus unmittelbar eine erhöhte Störemission in das speisende Netz resultiert. Die netzseitigen Störemissionen durch die Gegentaktkomponente kann durch entsprechende Auslegung der Zwischenkreiskapazität begrenzt werden [71].

4 Verfahren zur Minimierung der negativen Auswirkungen gepulster Spannungen

Es existiert eine Vielzahl an Maßnahmen um die schädlichen Folgen durch steile Spannungsflanken und Gleichtakteile gepulster Spannungen zu verringern. Jedes Verfahren birgt jedoch auch Nachteile. Zur Optimierung ist eine Kombination mehrerer Verfahren denkbar. In Tabelle 4.1 werden dem Stand der Technik entsprechende Verfahren unter Berücksichtigung ihrer topologischen Anordnung und Wirkung kategorisiert¹⁾.

Ort	Art		Wirkung		
	Gruppe	Verfahren	$\hat{u}$	du/dt	CM
umrichter-seitig	Filter	Drossel	(x)	x	–
		CMC / CMT	–	–	x
		Aktiv	–	–	x
		du/dt	x	x	–
		Sinus	x	x	–
		Zwischenkreis	–	–	x
	Umrichter- struktur/ -steuerung	Mehrlevel	x	–	x
		Stromzw.	x	x	–
		Hilfsphase	–	–	x
		Resonant	x	x	–
		Algorithmen	x	–	x
		komplement. Systeme	–	–	x
	Netzanbindung	Trenntrafo	–	–	x
leitungs-seitig		Schirmung	–	–	(x)
		Dielektrikum	(x)	–	(x)
motor-seitig	Abschluss	RC-Anpass-Nw.	x	–	(x)
		Schirmabschl.	x	–	(x)
	Clamping	Dioden	x	–	–
		Varistoren	x	–	(x)
	Filter	Drossel	(x)	(x)	–
	Maschinen- modifikation	Rotorerdung	–	–	x
		isolierte Lager	–	–	x
		leitende Fette	–	–	x
		Rotorschirmung	–	–	x

Tabelle 4.1: Kategorisierung diverser Gegenmaßnahmen zur Verringerung des schädlichen Einflusses getakteter Spannungen

¹⁾Die eingeklammerten Kreuze bezeichnen einen geringfügigen oder eingeschränkten Einfluss der Maßnahme oder des Verfahrens auf die Wirkung.

Keines der vorgestellten Verfahren lässt sich als das vorteilhafteste favorisieren. Folglich muss eine Abwägung zwischen den Kosten, der Baugröße, des Aufstellortes und den physikalischen Anforderungen erfolgen. Ein ausführlicher Vergleich zwischen den Verfahren wird in der einschlägigen Literatur nur beschränkt durchgeführt. Daher erfolgt zunächst eine umfassende Untersuchung der Wirkungsweisen der Verfahren. Darauf folgen Kriterien, nach denen eine Auswahl der Gegenmaßnahmen erfolgen kann. Der Vollständigkeit halber wird das Schirmabschlussverfahren hier aufgeführt, die ausführliche Behandlung geschieht jedoch in dem folgenden Kapitel 5.

Die Grenzwerte der Spannungsanstiegsgeschwindigkeiten und Spitzenspannungen wechselrichtergespeister Maschinen werden in den Normen DIN VDE 0530-17 [26] und DIN VDE 0530-25 [27] reguliert. Die in der DIN EN 61800-3 [68] definierten Grenzwerte für die leitungs- und feldgebundene Störabstrahlung können neben eingangsseitig verwendeten Filtern bedingt durch entsprechende Gegenmaßnahmen im Antriebsstrang eingehalten werden [70; 67].

Die Verwendung eines Filters führt immer zu zusätzlichen Verlusten. Jedoch ist eine Verbesserung des Gesamtwirkungsgrades durch eine Verringerung von Oberschwingungen möglich [27]. Eine Unterscheidung der Störungsart, Gleich- oder Gegentakt, ist bei der Auswahl und Dimensionierung eines Filters unumgänglich. So ist es z. B. möglich, dass an den Ausgangsklemmen eines Sinusfilters, dessen Leiter-Leiterspannung am Ausgang unwesentlich von einem sinusförmigen Verlauf abweichen, nahezu die gleichen Gleichtaktspannungen wie am Filtereingang anliegen [69; 72]. Folglich können in diesem Fall geschirmte Leitungen nach wie vor notwendig sein.

4.1 Umrichterseitige Filtermaßnahmen

Die umrichterseitig ergriffenen Maßnahmen lassen sich in die Untergruppen Filterschaltungen, Wechselrichtertopologien und Ansteueralgorithmen sowie netzseitige Entkopplungen, durch z. B. Trenntransformatoren, einteilen. Sämtliche Filter beeinflussen die Anstiegszeit der Spannung, ihre Amplitude und dämpfen damit Gleich- und Gegentaktkomponenten, wobei die Wirkungen in unterschiedlicher Intensität einzeln oder kombiniert auftreten. Filterschaltungen werden an den Ausgangsklemmen des Umrichters oder im Zwischenkreis positioniert. Die Wahl und Größe der elektrischen Bauelemente bestimmen die Eigenschaften und Zeitkonstanten, nach denen eine Klassifizierung des Filters, beispielsweise in du/dt - oder Sinusfilter, erfolgen kann. Neben den zusätzlichen Kosten und dem Bauvolumen führen Filterschaltungen, deren Elemente teilweise in dem laststromführenden Stromkreis liegen, zu einer Verringerung der Spannungsamplitude und einer Veränderung des Phasen-

4.1 Umrichterseitige Filtermaßnahmen

ganges. Das hat wiederum eine Verminderung des Maximalmomentes und einen vorzeitigen Einsatz des Feldschwächbereiches zur Folge, während ein veränderter Phasengang Probleme der Regelbarkeit des Antriebes hervorruft. Durch die übliche Struktur des Umrichters mit Spannungszwischenkreis laufen Schaltflanken mit einer Amplitude der vollen Zwischenkreisspannung auf der Leitung. Durch eine spezielle Umrichterstopologie lässt sich die Amplitude des Spannungssprunges verringern oder die Anstiegsgeschwindigkeiten drastisch reduzieren. Nachteilig sind jedoch ein höherer Bauteilaufwand und ein höherer Steuerungsaufwand [65]. Algorithmen erkennen und unterbinden unvorteilhafte Pulsmusterfolgen, die zu sehr hohen Spannungen führen können (vgl. Kapitel 3.2).

4.1.1 Motordrossel

Eine konventionelle Möglichkeit die Anstiegszeit der Spannungsflanken unmittelbar hinter dem Umrichterausgang zu minimieren, ist der Einsatz einer Drossel. Die von diversen Herstellern angebotenen Produkte werden unter dem Namen *Motordrossel* oder auch *du/dt-Drossel* vertrieben, wobei mit der zweiten Bezeichnung nicht das du/dt -Filter gemeint ist, das nach DIN VDE 0530-25 neben der eigentlichen Induktivität weitere Elemente enthält und daher gesondert untersucht wird.

Die Induktivitäten der Motordrossel können aus einzelnen, bewickelten Kernen oder aus einem Kern gebildet werden. Im dreiphasigen Fall findet üblicherweise ein Dreischenkelnkern mit den Phasen R, S und T Verwendung. Die Motordrossel wird durch folgendes Gleichungssystem beschrieben [73]

$$U_R = +j\omega \cdot L_f \cdot I_R - j\omega \cdot M_f \cdot I_S - j\omega \cdot M_f \cdot I_T, \quad (4.1)$$

$$U_S = -j\omega \cdot M_f \cdot I_R + j\omega \cdot L_f \cdot I_S - j\omega \cdot M_f \cdot I_T, \quad (4.2)$$

$$U_T = -j\omega \cdot M_f \cdot I_R - j\omega \cdot M_f \cdot I_S + j\omega \cdot L_f \cdot I_T. \quad (4.3)$$

Der im Kern durch den Strom einer Wicklung hervorgerufene magnetische Fluss Φ teilt sich bei vernachlässigbar geringer Streuung und einem vernachlässigbar geringen magnetischen Widerstand R_{FE} des Eisenkreises jeweils zur Hälfte auf die beiden anderen Schenkel auf. Daraus kann für die Kopplungsinduktivitäten

$$M_f = \frac{1}{2} L_f \quad (4.4)$$

abgeleitet werden.

Ein Gleichtaktstrom I_s , der sich definitionsgemäß durch auf allen Phasen identischen zeitdiskreten Werten auszeichnet (vgl. Kapitel 3.1), kann die Drossel ungehindert passieren, da nach den Gleichungen (4.1), (4.2), (4.3) und (4.4) folgt, dass in jeder Phase die induzierte Gegenspannung bezüglich der Gleichtaktkomponente

identisch Null ist. Durch die streuungsbedingte Reduktion der Kopplungen wird jedoch eine geringe Dämpfung der Gleichtaktströme erfolgen. Anders verhält sich die Wirkung der Drossel auf die Gegentaktströme $\mathbf{I}_g$. Während auf der direkt angeregten Phase der Gegentaktstrom $\mathbf{I}_g$ fließt, beträgt der Rückstrom auf den anderen Phasen $-\mathbf{I}_g/2$ (vgl. Kapitel 3.1), [32]. Für diesen Fall lässt sich die induzierte Gegenspannung gegen einen virtuellen Sternpunkt aus den Gleichungen (4.1), (4.2), (4.3) und (4.4) unter der Annahme idealer Kopplungen zu

$$\mathbf{U}_{R,S,T} = j\omega \cdot \frac{3}{2} L_f \cdot \mathbf{I}_{R,S,T} \quad (4.5)$$

ableiten.

Die Motordrossel dämpft folglich nur die Gegentaktanteile effektiv. Es werden sowohl die Spannungsanstiegsgeschwindigkeiten der Schaltflanken, wie auch die Amplituden der kapazitiven Ladeströme langer Motorzuleitungen reduziert. Die Ladeströme steigen treppenförmig infolge mehrerer Reflexionen an. Insofern können die eigentlich verteilten Leitungskapazitäten durch konzentrierte Elemente in Form einer Sternschaltung, die mit der Motordrossel Reihenschwingkreise bildet, angenähert werden [40]. Die Resonanzfrequenz lässt aus der effektiven Induktivität und Kapazität jeweils eines Stranges aus Gleichung (4.5) berechnen

$$f_0 = \frac{1}{2\pi \cdot \sqrt{\frac{3}{2} L_f \cdot C_{lfg}}} . \quad (4.6)$$

Die Auslegungsregeln können einfach hergeleitet werden. Nach [31] gilt für die charakteristische Impedanz des Schwingkreises

$$Z_0 = \sqrt{\frac{L_f}{C_{lfg}}} , \quad (4.7)$$

woraus bei bekannter Spannung bereits die kapazitive Ladestromamplitude bzw. die notwendige Induktivität für eine maximale Ladestromamplitude bestimmt werden kann. Soll die Spannungsanstiegsgeschwindigkeit einen bestimmten Wert nicht überschreiten, so muss diese zu den Bauteilgrößen und der Anregung in Relation gesetzt werden:

4.1 Umrichterseitige Filtermaßnahmen

$$\begin{aligned}
 i(t) &= \frac{U_{\text{anr}}}{Z_0} \cdot \sin(\omega_0 t) \\
 \text{mit} \quad \omega_0 &= \frac{1}{\sqrt{\frac{3}{2} L_f \cdot C_{\text{ltg}}}} \quad \text{und} \quad i(t) = C_{\text{ltg}} \cdot \frac{du(t)}{dt} \\
 \Rightarrow \frac{du(t)}{dt} &= \frac{U_{\text{anr}}}{\sqrt{\frac{3}{2} L_f \cdot C_{\text{ltg}}}} \cdot e^{j\omega_0 t}.
 \end{aligned} \tag{4.8}$$

Physikalisch einschränkender Parameter bei der Wahl der Induktivität ist die über der Drossel abfallende Spannung der Grundwelle, die 5% der Nennspannung nicht überschreiten sollte [40; 65]. Der Spannungsabfall führt zu einer reduzierten Klemmenspannung an der Maschine, die sich durch einen Abfall des maximalen Drehmomentes und einen früheren Einsatz des Feldschwächbereiches bemerkbar macht. Für die 400 V Spannungsebene folgt damit bei einer angenommenen Grundfrequenz von 50 Hz eine maximale laststromabhängige Induktivität von $L \cdot I = 36,3 \text{ mH} \cdot \text{A}$. Speist beispielsweise ein 400 V, 100 kVA-Umrichter über drei einzeln geschirmte 100 m lange Leitungen²⁾ mit einem Kapazitätsbelag von etwa 450 pF/m eine Maschine, so beträgt der Phasenstrom 145 A und die maximale effektive Induktivität der Drossel $250 \mu\text{H}$. In diesem Fall kann die Ladestromamplitude auf 7 A und die Spannungsanstiegsgeschwindigkeit auf $164 \text{ V}/\mu\text{s}$ begrenzt werden. Allerdings beträgt die Resonanzfrequenz 47,4 kHz, die a priori weit über der Taktfrequenz des Umrichters liegt. Daraus folgt unmittelbar ein Nachteil der einfachen Motordrossel. Es sind Schwingungen weitaus höherer Amplitude als der Anregungsspannung zu erwarten [65]. Sollten kritische Spannungswerte erreicht werden, kommt erschwerend hinzu, dass die Verweildauer bei den hohen Spannungen länger als ohne den Einsatz der Drossel ist.

Die Verifikation der theoretischen Überlegungen bezüglich der Gleich- und Gegenakteigenschaften einer Motordrossel wird an einem Versuchsstand durchgeführt. Dazu wird ein kleiner Antriebsstrang, bestehend aus einem Umrichter³⁾, einer zuschaltbaren Motordrossel⁴⁾, einer 10 m langen dreiphasigen geschirmten Motorleitung⁵⁾, deren Schirm jedoch nicht aufgelegt wird, und einer Asynchronmaschine⁶⁾ aufgebaut. Die Asynchronmaschine wird mit der Erdungsschiene des Umrichters elektrisch leitend verbunden. Die Strommessung erfolgt mit einem Oszilloskop⁷⁾

²⁾z. B. Kabelschlepp, LifeLine700C, 70 mm²

³⁾Danfoss VLT2800, 3 · 400 V, 1,1 kVA

⁴⁾Block, 3 · 1, 17 mH, 25 A

⁵⁾3 · 1, 5 mm²

⁶⁾Hans Weier - Eutin, 380 V in Sternschaltung, 750 W, 50 Hz

⁷⁾LeCroy, WaveRunner 64Xi, 10Gs/s

und einer Strommesszange⁸⁾. Nur die hochfrequenten transienten Stromänderungen werden oszillographiert, so dass die Stromanteile der Grundwelle, näherungsweise als Gleichstrom-Offset betrachtet, herausgefiltert werden. Es erfolgen vier Messungen. Jeweils ohne und mit Filter können die Gleichtaktströme durch Umfassen der dreiphasigen Motorleitung mit der Strommesszange direkt gemessen werden. Die Gegentaktströme können nicht direkt gemessen werden, statt dessen jedoch der transiente Stromverlauf in einer Phase. Aus Abbildung 4.1 a geht deutlich hervor,

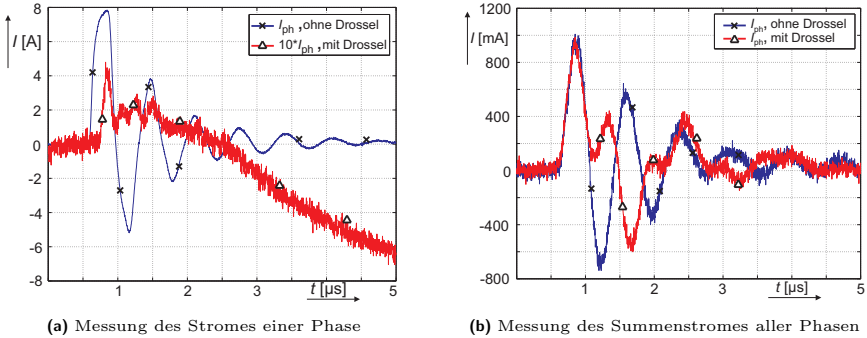


Abbildung 4.1: Vergleich des Stromes einer Phase und des Summenstromes mit und ohne Motorfilter

dass der Phasenstrom zum Schaltzeitpunkt besonders in der Amplitude stark reduziert wird. Abbildung 4.1 b zeigt den Summenstrom, bzw. Gleichtaktstrom, dessen Form und Amplitude des ersten Maximums nur geringfügig durch den Einsatz der Drossel beeinflusst wird, so wie es zuvor theoretisch vorhergesagt wurde. Auffällig ist, dass der Phasenstrom unter Verwendung der Drossel mit 400 mA etwa einem Drittel des Gleichtaktstromes entspricht. Das bedeutet, dass der Gegentaktanteil des Stromes wesentlich reduziert wurde.

4.1.2 du/dt -Filter

Werden der in Kapitel 4.1.1 untersuchten Motordrossel RC-Glieder unmittelbar nachgeschaltet, so ergibt sich ein Filter zweiter Ordnung aus konzentrierten Bauelementen. Die Leiter-Leiterkapazitäten können im Folgenden unberücksichtigt bleiben, sofern die Kapazitäten der RC-Glieder wesentlich größer sind. Nach Gleichung (4.8) kann zwar durch die Erhöhung der Ausgangskapazität die Drosselinduktivität verringert werden, so dass die Spannungsanstiegsgeschwindigkeit unverändert

⁸⁾LeCroy, AP015, DC-50 MHz, 30 A

4.1 Umrichterseitige Filtermaßnahmen

bleibt, jedoch sinkt dadurch die charakteristische Impedanz (Gleichung (4.7)), wodurch die Amplituden der Ströme steigen. Da die Eigenfrequenz eines du/dt -Filters über oder nahe der Schaltfrequenz f_{takt} liegt, kann durch entsprechende Auslegung der Widerstände die Dämpfung des Filters so eingestellt werden, dass nur geringfügige oder keine Überschwinger auftreten. Die in Abbildung 4.2 aufgeführten Topologien stellen mögliche Anordnungen der Filterelemente dar [65; 74]. Die

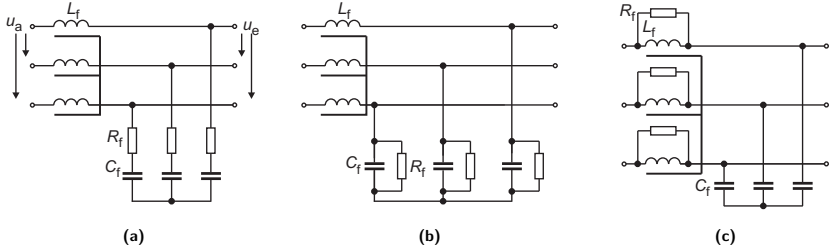


Abbildung 4.2: Topologien eines du/dt -Filters aus [65] und [74]

Übertragungsfunktion $\mathbf{H}(s)$ der in Abbildung 4.2a dargestellten Filtertopologie lautet [75; 76]

$$\mathbf{H}(s) = \frac{U_e(s)}{U_a(s)} = \frac{1 + s C_f R_f}{s^2 L_{f,\text{eff}} C_f + s C_f R_f + 1}, \quad (4.9)$$

mit $L_{f,\text{eff}}$ als der effektiven Filterinduktivität pro Phase. Die Dämpfung wird allgemein als

$$A(s) = 20 \cdot \log \left| \frac{1}{\mathbf{H}(s)} \right| \quad (4.10)$$

definiert. Um Schwingungen zu vermeiden, sollte der aperiodische Grenzfall

$$R_f = \sqrt{\frac{4 L_{f,\text{eff}}}{C_f}} \quad (4.11)$$

nicht unterschritten werden [13]. In Abhängigkeit von der Leitungslänge l , des motorseitigen Reflexionskoeffizienten Γ_e , der Gruppengeschwindigkeit v_{gruppe} und der relativen maximal zulässigen Spannung $\hat{u}_{\text{rel}}$ gilt für die minimale Anstiegszeit $t_{\text{rise,min}}$ [76]

$$t_{\text{rise,min}} = \frac{3 \cdot l \cdot \Gamma_e}{v_{\text{gruppe}} \cdot (\hat{u}_{\text{rel}} - 1)}. \quad (4.12)$$

Die 3 dB-Frequenz des Filters $f_{3\text{dB}}$ wird als

$$T_{3\text{dB}} = 2 \cdot t_{\text{rise},\text{min}} \quad (4.13)$$

definiert, wodurch eine hinreichende Dämpfung hochfrequenter Anteile des Spektrums der Anregungsfunktion gewährleistet wird, so dass die Anstiegsgeschwindigkeit der Filters Ausgangsspannung geringer als der maximal zugelassene Wert $\hat{u}/t_{\text{rise},\text{min}}$ ist [76; 75]. Nach den Auslegungsregeln lässt sich das Filter so berechnen, dass sowohl die an den Maschinenklemmen auftretende Überspannung, wie auch die maximale Spannungsanstiegsgeschwindigkeit auf zuvor definierte maximale Werte beschränkt werden. Bei großen Lastströmen führt die Forderung nach hohen Induktivitäten zu kostenintensiven und großen Filterdrosseln, so dass bei der praktischen Realisierbarkeit des Filters Einschränkungen auftreten können. Die Verlustleistung des Filters wird in [77] zu

$$P_v = \hat{u}^2 \cdot C_f \cdot f_{\text{takt}} . \quad (4.14)$$

angegeben.

Verwendung von Clampingdioden

Der Spannungsüberschwinger eines wechselrichterseitig positionierten Filters kann durch nachgeschaltete Diodenbrücken vermieden werden. In [65] wird diese Topologie für einen dreiphasigen LC-Filter ohne Dämpfungswiderstände untersucht. Die Sechspuls-Diodenbrückenschaltung besteht dabei aus Fast-Recovery-Dioden. Die 3 dB-Frequenz des Filters wird bei kurzen Leitungen aus der für den Motor maximal zulässigen Spannungsanstiegsgeschwindigkeit berechnet. Ab einer gewissen Leitungslänge ist jedoch die längenabhängige Laufzeit maßgebend, sofern Überspannungen durch Reflexionen maschinenseitig auf einen Maximalwert reduziert werden sollen. Daher ist eine Verkleinerung der Drosselinduktivität oder der Filterkapazitäten nur solange sinnvoll, wie die Leitung relativ zur Spannungsanstiegszeit unterhalb der kritischen Länge bleibt. Der Vorteil dieser Topologie sind die stark reduzierten Verluste, die nur noch in den parasitären ohmschen Widerständen der Bauelemente infolge des hohen Blindstromes auftreten, sowie das reduzierte Bauvolumen durch die nicht vorhandenen Dämpfungswiderstände. Von Nachteil ist jedoch der hohe vom Wechselrichter zu tragende Blindstrom. Generell sollte bei allen Maßnahmen, die einen elektrischen Rückpfad in den Zwischenkreis ermöglichen, beachtet werden, dass eine wechselrichterseitig installierte Fehlerstromüberwachung neben einem Phasenkurzschluss auch einen Erdschluss detektiert und zur Notabschaltung führt. Da der Rückstrom durch die Clampingdioden eine Stromsumme ungleich Null der Phasenausgänge des Wechselrichters zur Folge hat, wird dieser als Erdschluss detektiert, wodurch das Verfahren nur eingeschränkt nutzbar ist.

4.1.3 Sinusfilter

Eine drastische Verringerung der Resonanzfrequenz des du/dt -Filters, so dass diese zwischen der Grund- und der Schaltfrequenz liegt, führt auf das *Sinusfilter*. Eine zusätzliche Dämpfung ist nicht mehr notwendig, wodurch die Widerstände der Filtertopologien aus Abbildung 4.2 entfallen können. Weitere Kombinationen der Elemente sind denkbar und werden in [78] behandelt. Die Kapazitäten der Filterkondensatoren werden nach [79] so ausgelegt, dass idealerweise sowohl die Blindleistung des Motors, wie auch die der Filterinduktivitäten bei der Grundfrequenz f_0 kompensiert werden:

$$C_f = \frac{Q_{\text{str}}}{U_{\text{str}}^2 \cdot 2\pi \cdot f_0} . \quad (4.15)$$

Der Sternpunkt, der in Sternschaltung verschalteten Statorinduktivitäten, kann bezüglich der Gegentaktanteile virtuell mit dem Erdpotential verbunden werden. Die effektiven Filterinduktivitäten $L_{f,\text{eff}} = \frac{3}{2} L_f$ sind somit den Statorinduktivitäten L_{stat} parallel geschaltet. Für die Resonanzfrequenz des Antriebsstranges folgt somit

$$f_0 = \frac{1}{2\pi} \cdot \frac{1}{\sqrt{C_f \cdot \left(\frac{L_{f,\text{eff}} \cdot L_{\text{stat}}}{L_{f,\text{eff}} + L_{\text{stat}}} \right)}} . \quad (4.16)$$

Durch Umstellen von Gleichung (4.16) nach der Filterinduktivität $L_{f,\text{eff}}$

$$L_{f,\text{eff}} = \frac{L_{\text{stat}}}{(2\pi \cdot f_0)^2 \cdot C_f L_{\text{stat}} - 1} \quad (4.17)$$

kann die notwendige Filterinduktivität berechnet werden. In der Übertragungsfunktion wird der ohmsche Wicklungswiderstand als R_f berücksichtigt

$$H(s) = \frac{U_e(s)}{U_a(s)} = \frac{1}{s^2 L_{f,\text{eff}} C_f + s R_f C_f + 1} . \quad (4.18)$$

Aus einem beispielhaften 90 kW-Antriebsstrang⁹⁾ ergibt sich nach den Auslegungskriterien eine Kapazität von $C_f = 1,43 \text{ mF}$. Die Motorinduktivität beträgt pro Strang $L_{\text{str}} = 7,1 \text{ mH}$, woraus sich bei einer gewählten Resonanzfrequenz von $f_0 = 300 \text{ Hz}$ eine effektive Drosselinduktivität von $203 \text{ } \mu\text{H}$ pro Strang ergibt. Die relative Kurzschlussspannung beträgt 4,6% und liegt damit im empfohlenen Bereich. Das Bodediagramm ist in Abbildung 4.3 unter der Annahme eines Drosselwiderstandes von $R_f = 10 \text{ m}\Omega$ dargestellt. Die Eigenschaft des Sinusfilters nur noch die Grundwel-

⁹⁾Umrichter: $3 \times 400 \text{ V}$, $f_{\text{takt}} = 1 \text{ kHz}$, $S = 120 \text{ kVA}$, Motor: $3 \times 400 \text{ V}$, $f = 50 \text{ Hz}$ $P = 90 \text{ kW}$, $\cos \phi = 0,8$, $\eta = 0,95$

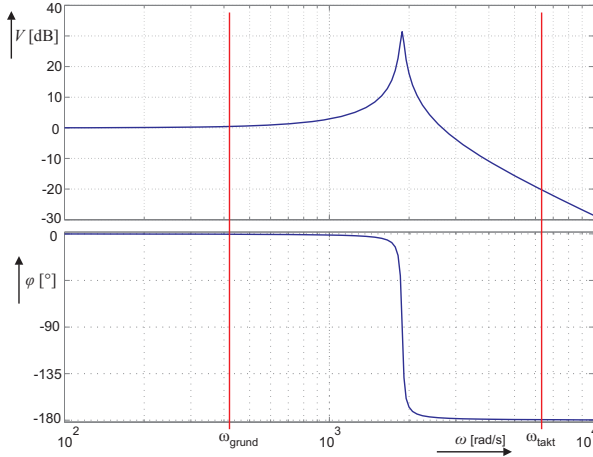


Abbildung 4.3: Bodediagramm des beispielhaften Sinusfilters

le passieren zu lassen, hat unter anderem den Vorteil einer geringeren Störemission. An den Maschinenklemmen treten keine Überspannungen durch die steilen Spannungsflanken der Gegentaktkomponente auf, jedoch kann die Gleichtaktkomponente nahezu ungehindert das Filter passieren, sofern die übliche Gegentaktdrossel mit einem Dreischenkelkern verwendet wird [78]. Durch die Streuinduktivitäten wird eine geringe Dämpfung der Gleichtaktkomponente auftreten. Aus dem Bodediagramm des beispielhaften Sinusfilters in Abbildung 4.3 geht hervor, dass die Phasendrehung nach der Resonanzfrequenz etwa 180° beträgt. Da die Resonanzfrequenz tief gewählt wird, ist eine dynamische Regelung des Antriebsstranges somit nicht mehr möglich [79].

4.1.4 Stromkompensierte Drossel

Vielen der in Kapitel 3 genannten Probleme wie Lagerströme, Umrichterüberlastung und EMV Störungen liegen ursächlich Gleichtaktspannungen zugrunde, die Gleichtaktströme hervorrufen. Diese können durch *stromkompensierte Drosseln* reduziert werden. Die stromkompensierte Drossel zeichnet sich durch gleichen Wickelsinn sämtlicher Wicklungen auf einen Kern mit einem magnetischen Pfad aus. Sonderbauformen können jedoch über zusätzliche Streupfade verfügen [39]. Gleichtaktanteilen wirkt somit eine Induktivität entgegen, während Gegentaktanteile im Fall idealer Kopplungen ungehindert passieren können, da sich deren magnetische

4.1 Umrichterseitige Filtermaßnahmen

Flüsse kompensieren. Bei Antrieben großer Leistungen sind aufgrund der hohen Ströme und der damit verbundenen großen Leitungsquerschnitte Wicklungen unerwünscht. In diesem Fall wird die Windungszahl auf Eins reduziert, so dass die Drossel nur noch aus einem in der Regel ringförmigen Kern besteht, durch den die Leitungen durchgeführt werden.

Die Gruppe lässt sich weiterhin in *Gleichtaktdrosseln* (engl. *common mode choke*, kurz *CMC*), deren Anzahl der Wicklungen gleich der Anzahl an Phasen des Systems entspricht und in *Gleichtakttransformatoren* (engl. *common mode transformer*, kurz *CMT*), die über eine zusätzliche Wicklung mit ebenfalls identischem Wickelsinn verfügen, einteilen. Die zusätzliche Beschaltung, bei Gleichtaktdrosseln optional, während sie bei Gleichakttransformatoren unumgänglich ist, führt zu Systemen verschiedener Komplexitäten aber auch verschiedener Effektivitäten. Mit Gleichtaktdrosseln lassen sich nur die Spitzenströme der Gleichtaktanteile reduzieren, der Einfluss auf die Mittel- und Effektivwerte ist eher gering [31]. Mit *aktiven Gleichakttransformatoren* können bei geringer Umrichterbelastung Gleichtaktanteile effektiv und frequenzselektiv [80] gedämpft werden. Eine gezielte Dimensionierung des Drosselkerns wird dadurch ermöglicht um Platz und Gewicht einzusparen.

Die generellen Anforderungen an stromkompensierte Drosseln sind sich auch sehr hochfrequenten Gleichtaktanteilen gegenüber induktiv zu verhalten, die Gegentaktanteile so gering wie möglich zu beeinflussen und nicht in die Sättigung zu geraten. Dazu sollte die Permeabilität des Kernmaterials über einen weiten Frequenzbereich möglichst konstant sein. Dadurch wird zum einen die Streuinduktivität und damit der Einfluss auf die Gegentaktkomponente minimiert. Weiterhin gerät der Kern bedingt durch die verminderte Vormagnetisierung durch Gegentaktströme erst bei höherem gleichtaktanteilbedingten Fluss in die Sättigung. Zum anderen werden hinreichend hohe Induktivitäten mit geringerer Windungszahl erreicht, so dass der parasitäre kapazitive Anteil minimiert wird [33]. Daraus folgt unmittelbar seitens der Auslegung des magnetischen Kreises der Unterschied zu einer Gegentaktdrossel, deren magnetischer Fluss vom Laststrom abhängig ist. Der relevante Frequenzbereich erstreckt sich von der Grund- bzw. Schaltfrequenz bis hin zu einigen MHz [81; 34]. Bei der Auswahl des Materials muss die Frequenzabhängigkeit der in diesem Fall komplexen Permeabilität berücksichtigt werden. Ferrite lassen sich in die Gruppen der Nickel-Zink Ferrite und Mangan-Zink Ferrite einteilen, wobei letztere aufgrund der höheren Anfangspermeabilität von $\mu_{r,MN-Zn} \approx 800..15.000$ gegenüber $\mu_{r,Ni-Zn} \approx 20..800$ [82] favorisiert werden. Nachteilig bei diesem Material ist die relativ schnelle Verringerung der Anfangspermeabilität bei hohen Frequenzen ab etwa 20 kHz [81; 83]. Als Kernmaterial besonders geeignet sind amorphe Metalle (metallische Gläser). Diese weisen im Gegensatz zu kristallinen Metallen in allen Richtungen die gleichen magnetischen Eigenschaften auf, was sich energetisch gerade bei dem Wechsel der Magnetfeldrichtung bemerkbar macht. Tempern

metallischer Gläser führt zu nanokristallinen Strukturen, deren Kornabmessungen etwa 10..15 nm betragen. Die Legierungen sind nicht mehr absolut amorph und verfügen teilweise über noch bessere magnetische Eigenschaften [84]. Die Auslegung des magnetischen Kreises erfolgt entsprechend der Induktivität unter Berücksichtigung der Kernsättigung. In [34] werden zwei weitere Ursachen der Sättigung genannt. Zum einen führt der Betrieb bei einer Schaltfrequenz in einem Bereich um die Resonanzfrequenz des Filters zu Spannungsüberschwingern. Die vergrößerte Amplitude der Gleichtaktkomponente hat einen höheren magnetischen Fluss im Kern zur Folge. Ebenfalls führt der Betrieb des Antriebsstranges bei einem kleinen Modulationsgrad zu einer erhöhten Belastung der Drossel. Durch den zeitlich lang anhaltenden Nullvektor steigt der magnetische Fluss im Kern konform dem Integral der Gleichtaktspannung über der Zeit an. Sofern keine Überdimensionierung vorgesehen ist, müssen diese Kriterien bei der Auslegung des magnetischen Kreises berücksichtigt werden.

Gleichtaktdrossel

Die Auslegung einer einfachen *Gleichtaktdrossel*, deren Wicklungsanzahl gleich der Anzahl an Phasen des Systems ist, bedingt zunächst eine Analyse des Gleichtaktverhaltens ohne Filter, das grundsätzlich durch einen einphasigen RLC-Reihenschwingkreis beschrieben werden kann. In [31] werden die dominierenden Elemente, in der Regel verteilte Größen, ermittelt. Danach hat die Motorinduktivität einen vernachlässigbaren Einfluss auf den Schwingkreis. Das Ersatzschaltbild einer Motorwicklung berücksichtigt die Windungs-Windungs- und Windungs-Statorkapazitäten, so dass bei hinreichend hohen Frequenzen die Motorwicklung kapazitives Verhalten aufweist. Ohmsche Verluste treten ebenfalls überwiegend in der Maschine auf, während die Schwingkreisinduktivität durch die Motorleitungen und den Erdpfad gebildet wird. Dieses Modell wird in [33] um einen parallelen Pfad erweitert, der eine niederfrequente Komponente berücksichtigt, die durch die Motorinduktivität und den Wicklungswiderstand sowie der Wicklungskapazität hervorgerufen wird. Sind die Motorleitungen hinreichend lang, gewinnt die Leiter-Erdkapazität zunehmend an Einfluss und muss mit berücksichtigt werden [40]. Mit den gewonnenen Ersatzschaltbilddaten lassen sich die Resonanzfrequenz, der Dämpfungsfaktor und die charakteristische Impedanz des Schwingkreises berechnen, sowie die Amplitude und der zeitliche Verlauf des Gleichtaktstromes¹⁰⁾ [31]

¹⁰⁾Die das Gleichtaktverhalten beschreibenden elektrischen Ersatzschaltbildelemente werden mit dem Index „s“ (symmetrisch, Gleichtakt) versehen. Da sie sich aus mehreren teilweise verteilten Elementen zusammensetzen, lassen sie sich nicht einem bestimmten Bauteil zuordnen.

4.1 Umrichterseitige Filtermaßnahmen

$$i_s(t) = \frac{U_s}{Z_0 \cdot \sqrt{1 - D^2}} \cdot e^{-D\omega_0 t} \cdot \sin(\omega_0 \sqrt{1 - D^2} \cdot t) \quad (4.19)$$

$$\text{mit } \omega_0 = \frac{1}{\sqrt{L_s \cdot C_s}}, \quad D = \frac{R_s}{2} \cdot \sqrt{\frac{C_s}{L_s}} \quad \text{und} \quad Z_0 = \sqrt{\frac{L_s}{C_s}}.$$

Abbildung 4.4 stellt das Schaltsymbol und das einphasige Ersatzschaltbild einer dreiphasigen Gleichtakt-drossel nach [33] dar. Die der Induktivität parallel geschal-

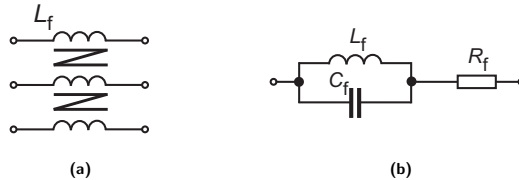


Abbildung 4.4: Schaltsymbol (a) und einphasiges ESB (b) der dreiphasigen Gleichtakt-drossel nach [33]

tete Kapazität C_f resultiert aus den Windungs-Windungskapazitäten, während der ohmsche Widerstand R_f sämtliche Verlustmechanismen zusammenfasst. Die Berechnung der Induktivität und der Verluste wird in [83] anhand eines Mn-Zn Ferrit CM-Chokes durchgeführt. Die oben genannte Forderung nach einem hochpermalen Material zur Reduktion der Windungsanzahl und damit der effektiven Windungskapazität wird dadurch plausibel, denn die Grenzfrequenz, ab der sich die Gleichtakt-drossel kapazitiv verhält, steigt mit zunehmender Windungsanzahl und abnehmender Permeabilität. Die Integration der Drossel in das System führt zu einer Erhöhung der Induktivität und des Widerstandes in dem Reihenschwingkreis des einfachen Ersatzschaltbildes des Gleichtaktverhaltens. Aus Gleichung (4.19) folgt, dass eine Erhöhung der Induktivität eine Verringerung der Amplitude des Gleichtaktstromes und eine Erhöhung der Resonanzfrequenz zur Folge hat. Sofern der zusätzliche ohmsche Anteil vernachlässigbar gering ist, erfolgt keine Änderung des effektiven Gleichtaktstromes wegen der weitaus längeren Abklingzeit der Schwingung [31]. Eine verbesserte Filterwirkung stellt die nach [39] in Abbildung 4.5 dargestellte Implementierung eines in Stern der Gleichtakt-drossel nachgeschalteten Kapazitätsnetzwerkes dar, dessen Sternpunkt mit dem Zwischenkreis verbunden wird. Mit welchem Potential des Zwischenkreises die Verbindung erfolgt, ist aufgrund der galvanischen Trennung durch die Kapazitäten frei wählbar. Durch

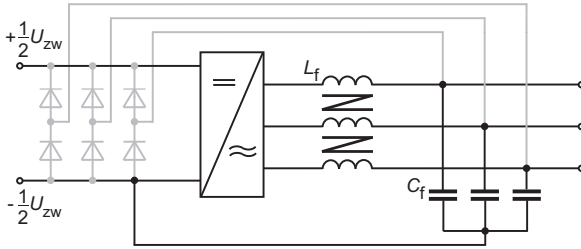


Abbildung 4.5: Gleichtaktfilter nach [39]

das symmetrische Kapazitätsnetzwerk wird der Sternpunkt der Maschine nachgebildet, der jedoch über eine wesentlich geringere Impedanz mit dem Zwischenkreis verbunden ist, so dass ein großer Anteil des Gleichtaktstromes unmittelbar in den Zwischenkreis zurückfließt. Ein wesentlicher Nachteil sind die extrem hohen Lasteströme, die durch die Gegentaktspannung hervorgerufen werden. Um diese zu verringern, wird in [39] ein modifizierter Ringkern für ein dreiphasiges System mit mittig integrierten Streustegen vorgeschlagen. Diese Variante steht jedoch durch die erhöhte Streuinduktivität im Gegensatz zu den bisherigen geforderten Eigenschaften einer Gleichtaktdrossel. Bei großen Lastströmen können Probleme durch einsetzende magnetische Sättigung des Kernes auftreten. Möglich ist folglich auch eine Kombination der in Abbildung 4.5 dargestellten Topologie mit einem vorgeschaltetem Filter zur Reduktion der Flankensteilheit der Gegentaktkomponente (vgl. Kapitel 4.1.5). Das in Abbildung 4.5 grau eingezeichnete Diodennetzwerk begrenzt die Ausgangsspannungen des Filters im Fall von Überschwängern.

Gleichtakttransformator

Die Erweiterung der in [31] genannten Varianten der einfachen Gleichtaktdrossel um eine Wicklung, an die der Widerstand R_d angeschlossen wird, bringt in das System transformatorisch eine zusätzliche Dämpfung ein. Zwar treten im Dämpfungswiderstand Verluste auf, doch kann diese Schaltung den Effektivwert des Gleichtaktstromes wesentlich reduzieren. In Abbildung 4.6 ist das Ersatzschaltbild der Gleichtaktkomponente dargestellt. Mit L_σ wird die Streuinduktivität und mit L_h die Hauptinduktivität des Transformators bezeichnet. L_s , C_s und R_s sind wie oben die das Gleichtaktverhalten bestimmenden Systemgrößen unabhängig von dem Transformator. Zur Wahl der Dämpfung kann bei bekannten Größen die Übertragungsfunktion des Systems aufgestellt und ein Wertebereich für R_d gefunden werden, in dem die Übertragungsfunktion asymptotisch stabil ist.

4.1 Umrichterseitige Filtermaßnahmen

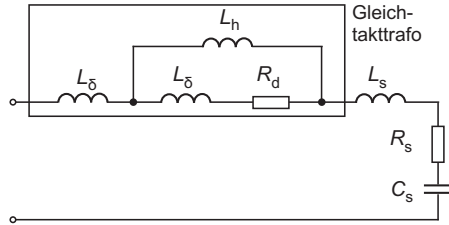


Abbildung 4.6: Ersatzschaltbild des Gleichtaktpfades mit integriertem Gleichtakttransformator mit Dämpfungswiderstand nach [31]

Eine andere Beschaltung des Gleichtakttransformators verzichtet auf den Widerstand R_d . Durch ein zusätzlichen Filter wird der Gleichtaktanteil ausgekoppelt und dessen Gleichtaktspannung an die zusätzliche Wicklung angelegt. Transformatorisch wird somit eine Gegenspannung in Höhe der Gleichtaktspannung in allen Strängen induziert [39]. Bei der in Abbildung 4.7a dargestellten zunächst sehr einfachen Beschaltung eines dreiphasigen Systems wird die vierte Wicklung mit dem Sternpunkt einer RC-Sternschaltung und einem künstlichen Zwischenkreismittelpunkt verbunden. Sofern ein Zwischenkreismittelpunkt im Umrichter existiert, kann natürlich auch dieser verwendet werden. Die Bildung eines künstlichen Zwischenkreismittelpunktes durch einen kapazitiven Spannungsteiler erfordert möglicherweise zusätzliche Symmetrierwiderstände, die hier nicht berücksichtigt wurden. Während die Summe der Gegentaktspannungen Null ist, unterscheidet sich das Potential des Sternpunktes des RC-Netzwerkes diesbezüglich nicht von dem Potential der Zwischenkreismitte. Die Summe der Gleichtaktspannungen ist jedoch nicht Null, so dass das Potential des RC-Netzwerksternpunktes sich um die Gleichtaktspannung von dem der Zwischenkreismitte unterscheidet. Zum Zeitpunkt $t = 0$ nach dem Schaltvorgang fällt über der vierten Wicklung eine Spannung ab, deren Betrag dem der Gleichtaktspannung entspricht. In den anderen Wicklungen wird unter der Annahme idealer Kopplung die gleiche Spannung induziert, die über der vierten Wicklung anliegt und ist jeweils der Gleichtaktspannung entgegengerichtet. Nachteilig sind die in dem RC-Netzwerk auftretenden ohmschen Verluste, die durch eine Verringerung der Kapazitäten und eine Vergrößerung der Widerstände zwar minimiert werden können, jedoch die Effektivität der Gleichtaktunterdrückung einschränken. Gegenüber der Zwischenkreismitte beträgt die maximale Amplitude der Gleichtaktspannung die halbe Zwischenkreisspannung [32]. Die Induktivität des Gleichtakttransformators ergibt sich somit bei zusätzlich bekannter Schaltfrequenz f_c und dem maximalen Strom I_s zu

$$L_f = \frac{0,5 \cdot U_{zw}}{I_s \cdot 2\pi \cdot f_c} \quad (4.20)$$

Abbildung 4.7 b stellt zwei Varianten nach [32; 85] dar, die oben genannten Probleme zu umgehen. Zunächst seien die grauen Bauelemente ausgeblendet. Dazu werde R_f durch einen Leerlauf und C_{f1}, C_{f2} durch Kurzschlüsse ersetzt. Die unmittelbar

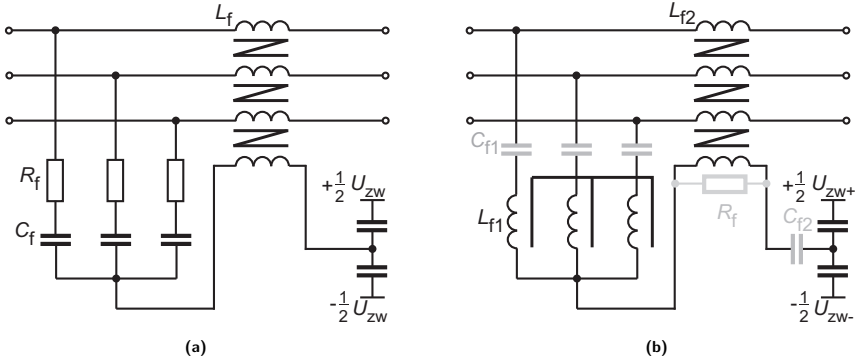


Abbildung 4.7: Beschaltung eines Gleichakttransformators mit der Filterung des Gleichaktanteiles durch ein RC-Netzwerk (a) nach [39] und durch eine Gegentaktdrossel (b) nach [32]

an den Ausgangsklemmen des Umrichters angeschlossene, dreiphasige, in Stern geschaltete Drossel mit der Eigenschaft der Gegentaktunterdrückung filtert die Gleichaktkomponente heraus, so dass über der vierten Wicklung des Gleichakttransformators die Gleichaktspannung gegen das Zwischenkreismittenpotential abfällt. Es kann bei dieser Variante sichergestellt werden, dass die Phasenverschiebung zwischen der Spannung vom Sternpunkt der Gegentaktdrossel zur Zwischenkreismitte und der tatsächlichen Gleichaktspannung verschwindend gering ist. Auch sind die Verluste sehr gering. Nachteilig ist jedoch der relativ hohe Blindstrom, der durch den Umrichter bereitgestellt werden muss. Dem Problem kann durch die Implementierung der Kapazität C_{f2} entgegengewirkt werden. Es ergibt sich ein Reihenschwingkreis aus L_{f1} und C_{f2} , der mit dem Widerstand R_f bedämpft wird. Durch diese Maßnahme tritt zwar wieder ein Gleichaktstrom in den Motorleitungen auf, dessen Flankensteilheit und Amplitude jedoch durch Variation von R_f und C_{f2} einstellbar ist. Bei der Anforderung eines Haltemomentes im Stillstand, ein Fall der gerade bei Servoantrieben häufig auftritt, können in den Phasenströmen Gleichstromanteile vorhanden sein, die zu hohen Blindströmen und Sättigung der Gegentaktdrossel führen. Diesem Effekt kann nach [32] durch die Kapazitäten C_{f1} entgegengewirkt werden.

Aktiver Gleichtakttransformator

In der Beschaltung nach Abbildung 4.7a entfallen die Widerstände R_f und der künstliche Sternpunkt wird auf die Basen einer komplementären Transistorstufe geführt, deren Kollektor und Emmitter mit einer zusätzlichen Spannungsquelle verbunden sind. Die vierte Wicklung ist ausgangsseitig weiterhin mit dem Zwischenkreismittenpotential verbunden, während die Eingangsseite auf den Halbbrückenmittelpunkt der komplementären Transistorstufe geführt wird [86]. Vorteilig ist der geringfügige notwendige Basisstrom, der durch die Stromverstärkung der komplementären Transistorstufe sehr viel geringer als der notwendige Filterstrom des äquivalenten passiven Filters ausfällt. Die Kapazitäten können sehr klein ausgelegt werden, so dass ein hoher Pulsstrom durch die Gegentaktkomponente entfällt. Die Amplitude, der durch die komplementäre Transistorstufe generierten Spannung, entspricht der Amplitude der Gleichtaktspannung. Auch die Belastung des Umrichters durch den Blindstrom des Gleichtaktanteiles entfällt. Nachteilig sind neben den zusätzlichen aktiven Bauelementen die begrenzte maximale Kollektor-Emitterspannung der komplementären Transistoren. Dem Problem wird in [87] durch eine Veränderung des Übersetzungsverhältnisses des Gleichtakttransformators, bei externer Spannungsversorgung geringer als die Zwischenkreisspannung, der komplementären Transistorstufe entgegengewirkt. Jedoch steigt durch diese Maßnahme der bereitzustellende Strom entsprechend des Übersetzungsverhältnisses an, so dass auch diese Lösung nur begrenzt anwendbar ist. Ein geringer Aussteuerungsgrad führt zu einer langen Verweildauer auf dem Nullvektor. Der dadurch hervorgerufene Gleichtaktanteil ist von geringer Frequenz. Dieser kann nur durch eine lange Integrationszeit kompensiert werden, was wiederum zu einem hohen magnetischen Fluss führt. Um den Kern des Gleichtakttransformators nicht zu sättigen, ist eine große Querschnittsfläche notwendig. Da hochfrequente Gleichtaktanteile unerwünschter sind als niederfrequente, wird in [80] der komplementären Transistorausgangsstufe ein Hochpass vorgeschaltet. Dadurch passieren die niederfrequenten Gleichtaktanteile das Filter. Der Drosselkern eines aktiven Gleichtakttransformators kann somit kleiner dimensioniert werden.

4.1.5 Kombination von Gleich- und Gegentaktfilter

Die in Abbildung 4.8 dargestellte Kombination eines Gleich- und Gegentaktfilters ist zunächst eine Erweiterung der allgemeinen in Kapitel 4.1.2 vorgestellten du/dt -Filtertopologie um eine Verbindung des künstlichen Sternpunktes mit dem Zwischenkreismittenpotential. In [88] wird die verbleibende Gleichtaktspannung in Abhängigkeit des Widerstandes R_f und C_f zu

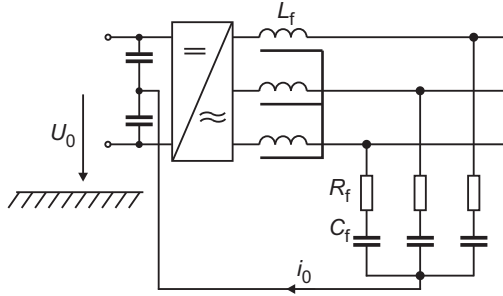


Abbildung 4.8: du/dt -Filter mit zusätzlicher Gleichtaktunterdrückung aus [88]

$$u_s(t) = \frac{1}{3} \left(R_f \cdot i_0 + \frac{1}{C_f} \int i_0 dt \right) + U_0, \quad (4.21)$$

mit U_0 als der Potentialdifferenz zwischen der Zwischenkreismitte und dem Erdpotential, hergeleitet. Daraus geht hervor, dass zu einer möglichst guten Gleichtaktunterdrückung der Widerstand R_f klein und die Kapazität C_f groß gewählt werden sollte. Ein erhöhter Ausgleichsstrom i_0 ist die Folge. Auch kann nicht sichergestellt werden, dass die Grenzwerte nach den in Kapitel 4.1.2 aufgeführten Auslegungsregeln eingehalten werden und so eine unzureichende Dämpfung der Gegentaktkomponente eintritt.

Eine Verbesserung stellt die Kombination eines du/dt -Filters bzw. Sinusfilters mit nachgeschaltetem Gleichtakttransformator in Abbildung 4.9 nach [89] dar. Durch die Variation der Eigeninduktivität L_{f2} gegenüber L_{f3} wird für die Optimierung ein weiterer Freiheitsgrad geschaffen. Das Gegentaktfiter besteht nur aus der Gegentaktdrossel und dem in Stern geschalteten Kapazitätsnetzwerk. Insofern sollte die Auslegung dieses Filters entsprechend der eines Sinusfilters erfolgen. Die Resonanzfrequenz des Sinusfilters liegt unterhalb der Taktfrequenz

$$f_{\text{takt}} \ll \frac{1}{2\pi \cdot \sqrt{L_{f1} \cdot C_{f1}}}. \quad (4.22)$$

L_{f1} und L_{f2} können weitestgehend frei gewählt werden. Der Widerstand R_f bestimmt die Dämpfung des Gleichtaktsschwingkreises, so dass nach [89]

$$D = \frac{3}{2} R_f \cdot \sqrt{\frac{C_f}{3L_{f2} + L_{f1}}} \quad (4.23)$$

gilt.

4.1 Umrichterseitige Filtermaßnahmen

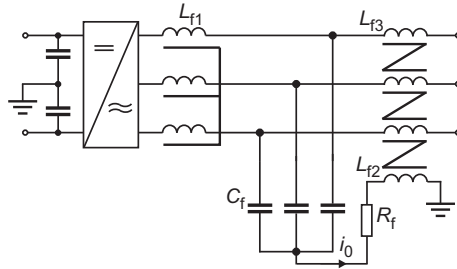


Abbildung 4.9: Kombination eines du/dt -Filters mit einem Gleichtakttransformator aus [89]

Durch die Kombination einer Gegentaktrossel mit einem Gleichtakttransformator nach Abbildung 4.7 a, dessen Gleichtaktstrom i_0 durch ein RC-Netzwerk ausgekoppelt wird, entsteht unter anderem ein du/dt -Filter. Dabei kann die Resonanzfrequenz des Gegentaktfilters über der Schaltfrequenz f_{takt} liegen, mit der Folge einer größeren Systemdynamik.

4.1.6 Zwischenkreisfilter

Zur Unterdrückung der Gleichtaktkomponente kann ein *Zwischenkreisfilter* verwendet werden, das jedoch vorwiegend in Mittelspannungsantrieben zur Reduktion des Zwischenkreisrippelstromes Anwendung findet [90]. In Abbildung 4.10 ist die Struktur der Drossel, die Anordnung und Verschaltung mit einem zusätzlichen lastseitigen kapazitiven in Stern geschalteten Netzwerk dargestellt. Die Drossel unterdrückt Gleichtaktströme durch induzierte Gleichtaktgegenspannungen. Das kapazitive lastseitige Netzwerk, dessen Sternpunkt mit der netzseitigen Erde verbunden ist, die bei symmetrischer Netzbelastung gleichzeitig dem Zwischenkreismittelpunkt entspricht, stellt eine niederimpedante Anbindung für den restlichen Anteil der Gleichtaktspannung dar. Die Drossel verfügt über zwei äußere Streutege, über die bei Nennstrom der magnetische Fluss im Kern, hervorgerufen durch die beiden äußeren Gegentaktwicklungen, eingestellt werden kann. Auf dem Mittelsteg sind die beiden Gleichtaktwicklungen angeordnet. Der magnetische Fluss durch den Mittelsteg kompensiert sich im Fall eines reinen Gegentaktstromes im Zwischenkreis. Treten Gleichtaktanteile auf, so werden Gegenspannungen durch die Eigen- und Kopplungsinduktivitäten der mittleren Wicklungen und, da sich der Fluss auf die beiden äußeren Stege aufteilt, auch durch die Kopplungsinduktivität mit der Gegentaktwicklung induziert. Die Resonanzfrequenz des Filters berechnet sich aus der gesamten Gleichtaktinduktivität und der drei parallel geschalteten Kapazitäten.

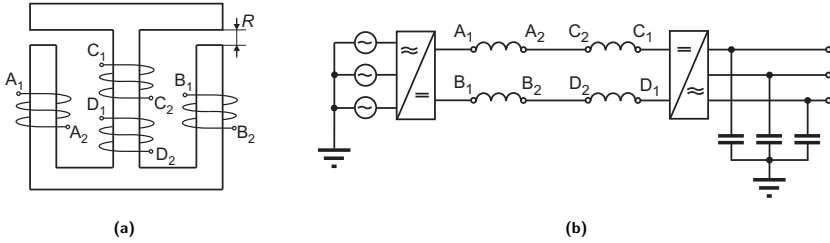


Abbildung 4.10: Vorgeschiedene Geometrie der Drossel (a) und Anordnung sowie zusätzliche Beschaltung im Antriebsstrang (b) aus [90]

4.2 Umrichterstrukturelle Maßnahmen

Die Verwendung zusätzlicher Baugruppen verändert die physikalischen Eigenschaften des Systems, so dass die Wirkung der ursächlichen Anregung durch steile und hohe Spannungssprünge mit überlagertem Gleichtaktanteil vermindert wird. Ein anderer Ansatz besteht darin die Umrichterstruktur dahingehend zu verändern, dass die Anregung idealerweise entfällt.

Effektiv wird auf die Amplitude der Schaltflanke, auf die Anstiegszeit der Schaltflanke z. B. durch parallel zu den laststromführenden Hilfszweigen angeordnete Resonanzelemente oder durch Optimierung des Pulsmusters Einfluss genommen. Viele der nachfolgend aufgeführten Maßnahmen sind jedoch mit erheblich höherem Bau- teilaufwand und höherer Komplexität des Umrichters verbunden. Dadurch steigen die Kosten stark an, so dass sie für einen Antriebsstrang „von der Stange“ als mögliche Option selten in die nähere Auswahl kommen, statt dessen jedoch für Antriebe großer Leistungen und Spezialanwendungen interessante Optionen darstellen.

4.2.1 Mehrlevelumrichter

Sowohl die Spannungsamplitude der Schaltvorgänge, wie auch bedingt die Gleich- taktspannungen können durch *Mehrlevelumrichtertopologien* reduziert werden, während die Anstiegsgeschwindigkeit der Spannung unverändert bleibt. Die Halbbrücken von Mehrlevelumrichtern enthalten entsprechend der Ordnung eine bestimmte Anzahl seriell angeordneter Halbleiterschalter. Die maximale Amplitude der Ausgangsspannung kann dadurch in mehreren Stufen geschaltet werden. Der Zwischen- kreis besteht entsprechend der Topologie aus einer Folge von Spannungsquellen, die z. B. aus mehreren Wicklungen eines netzseitigen Trenntransformators gebildet werden, oder aus einem gemeinsamen Zwischenkreis, dessen Spannung mit Dioden- und Kondensatornetzwerken symmetrisch auf die Halbleiterschalter auf-

4.2 Umrichterstrukturelle Maßnahmen

geteilt wird. Wegen ihrer Komplexität und den damit verbundenen Kosten finden Mehrlevelumrichter vorwiegend im Bereich der Mittelspannungsantriebe Verwendung [91; 92; 93].

Eine signifikante Entlastung der Maschine bezüglich der Spannungsbeanspruchung wird durch das oben genannte stufenweise Schalten der maximalen Spannungsamplitude erreicht. Sofern die Anzahl der Stufen ungerade ist, kann durch die Wahl eines entsprechenden Modulationsverfahrens die Gleichtaktspannung weitestgehend unterdrückt werden. Es existieren bei einem Dreilevelumrichter mit 27 möglichen Schaltzuständen sieben Zustände, die geschaltet werden dürfen um ein nahezu gleichtaktspannungsfreies Pulsmuster zu erzeugen [94; 95].

4.2.2 Weich schaltende Umrichter

Während resonante Elemente in Wechselrichtertopologien vorwiegend zur Reduktion der Schaltverluste implementiert werden, ist die gedämpfte Schaltflanke ein willkommener Nebeneffekt. Die Gruppe der resonanten Stromrichtertopologien werden in [96] ausführlich klassifiziert. Die Topologien der weich schaltenden Umrichter lassen sich demnach in die *Schwingkreiswechselrichter*, die *Resonant Transition Inverter* und die *Resonant Link Inverter* einteilen. Schwingkreiswechselrichter zeichnen sich durch eine resonante Last aus, deren Betrieb nur eine konstante Ausgangsfrequenz zulässt. Daher ist dieser Typ für Antriebe eher nicht geeignet. Die Resonant Transition Inverter enthalten in der Brücke Resonanzkreise. Die Speisefrequenz kann uneingeschränkt variiert werden. In [24] wird der Prototyp eines dieser Gruppe untergeordneten *ARCPI* (engl. *auxiliary resonant commutated pole inverter*, kurz *ARCPI*), einer Ausgangsleistung von 1 MVA, vorgestellt. Die maximale Spannungsanstiegsgeschwindigkeit wird mit $500 \text{ V}/\mu\text{s}$ angegeben, wodurch der Einsatz eines du/dt -Filters erst ab einer großen Leitungslänge notwendig wird. Auch mit einem Resonant Link Inverter können vergleichbare Spannungsanstiegsgeschwindigkeiten erreicht werden [97]. Infolge der flachen Schaltflanke werden sowohl Probleme durch Überspannungen, wie auch durch unsymmetrische Spannungsverteilungen reduziert. Durch die längere Anstiegszeit der Spannung kann jedoch nicht a priori auf eine verringerte Belastung des Antriebes durch Gleichtaktspannungen geschlossen werden. Es kann in Abhängigkeit der resonanten Topologie sogar eine stärkere Belastung speziell der Lager durch hohe Entladungsströme (vgl. Kapitel 3.4.4), erfolgen [60].

4.2.3 Stromzwischenkreisumrichter

Hinsichtlich der Spannungsanstiegsgeschwindigkeit und der Belastung des Antriebsstranges sowie dessen Umgebung durch Gleichtaktanteile weisen *Stromzwischenkreisumrichter* gegenüber Spannungszwischenkreisumrichtern signifikante Vorteile auf [98]. Während bei Stromrichter motoren und dem selbstgeführten Stromzwischenkreisumrichter mit nicht abschaltbaren Halbleiterschaltern Spannungsspitzen durch die Kommutierung auftreten, können bei dem selbstgeführten Stromzwischenkreisumrichter, der über abschaltbare Halbleiterschalter verfügt, rein sinusförmige Spannungen und Ströme erzeugt werden [18]. Das ausgangsseitig in Stern- oder Dreieckschaltung ausgeführte kapazitive Filternetzwerk führt eine Entkopplung zwischen dem Kommutierungsvorgang und der Maschine durch. Weiterhin bildet das Netzwerk in Verbindung mit den Maschineninduktivitäten ein Filter zweiter Ordnung über das eine weitere Glättung erfolgt. Seitens der Dynamik kann nur der selbstgeführte Stromzwischenkreisumrichter mit einem Spannungszwischenkreisumrichter verglichen werden. Zur Reduktion der Zwischenkreisinduktivität und Erhöhung der Dynamik müssen schnell schaltende Halbleiter für hohe Taktfrequenzen verwendet werden. Mit gut ausgelegten Bauelementen können nach [17] Drehmomentsprungantwortzeiten von 4 ms im Gegensatz zu 2 ms bei Umrichtern mit Spannungszwischenkreis erreicht werden, doch erfolgte die Untersuchung ohne Berücksichtigung der Spannungsbeanspruchung der Maschine. Grundsätzlich treten Gleichtaktanteile ebenso wie bei Umrichtern mit Spannungszwischenkreis auf [99], deren Anstiegsgeschwindigkeit jedoch wesentlich geringer ist [98]. Generell überwiegt der Vorteil einer guten Dämpfung der Gegentaktanteile des Stromzwischenkreiswechselrichters neben anderen Vorteilen, wie z. B. die Robustheit gegenüber fehlerhafter Schaltzuständen [100], nicht den Nachteilen. Ein häufig angeführtes Gegenargument ist die große Zwischenkreisdrossel, da in einem Kondensator gleicher Baugröße wesentlich mehr Energie gespeichert werden kann [101]. Bedingt durch die derzeit am Markt nicht erhältlichen rückwärtssperrenden Halbleiterschalter mit hinreichenden Eigenschaften sind zusätzliche serielle Dioden notwendig, so dass die Verluste deutlich ansteigen [96; 102]. Das kapazitive Ausgangsfilter muss auf den Motor abgestimmt werden [103] und führt zu Resonanzkreisen mit den Motorinduktivitäten, denen durch eine entsprechend ausgelegte Regelung [104] oder modifizierte Umrichterstruktur [105] entgegengewirkt werden muss.

4.2.4 Gleichtaktunterdrückung durch modifizierte Topologien

Gleichtaktunterdrückung durch eine zusätzliche Phase

Der in Kapitel 3.1 ausführlich beschriebenen Ursache von Gleichtaktkomponenten eines umrichter erzeugten dreiphasigen Drehstromsystems, kann durch die Einfüh-

4.2 Umrichterstrukturelle Maßnahmen

rung einer vierten Phase entgegengewirkt werden. In einem vierphasigen System sind grundsätzlich Schaltzustände denkbar, bei denen jeweils zwei Ober- und zwei Unterschalter leitend geschaltet sind und die Gleichtaktkomponente idealerweise verschwindet. In [106] wird ein vierphasiger Wechselrichter vorgestellt, dessen Ausgänge auf ein in Abbildung 4.11 dargestelltes spezielles LC-Filter geführt werden,

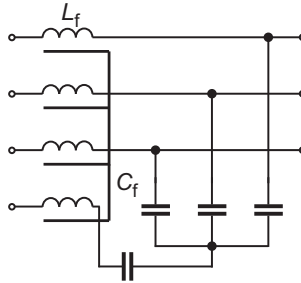


Abbildung 4.11: Gleichtaktfilter nach [39]

das für eine dreiphasige Last ausgelegt ist. Die notwendige Bedingung zur Eliminierung der Gleichtaktkomponente

$$u_1(t) + u_2(t) + u_3(t) + u_4(t) = 0 \quad (4.24)$$

impliziert, dass die beiden Nullvektoren $u_1(t) = u_2(t) = u_3(t) = +\frac{1}{2}U_{zw}$ und $u_1(t) = u_2(t) = u_3(t) = -\frac{1}{2}U_{zw}$ nicht geschaltet werden dürfen.

Gleichtaktunterdrückung durch H-Brücken

Aus der Gleichtaktunterdrückung mittels eines vierphasigen Systems und Gleichung (3.1) folgt, dass bei einer geraden Anzahl von Phasenanschlüssen eine Minimierung der Gleichtaktanteile erreicht werden kann. Die zugrunde liegende Wechselrichtertopologie kann aus *H-Brücken* zusammengesetzt werden. Doch auch hier darf der Nullvektor, bei dem ein Kreisstrom über einen Schalter und der Freilaufdiode des gegenüberliegenden Schalters fließt, nicht oder nur bedingt geschaltet werden, da in diesem Fall beide Wicklungsenden auf positivem oder negativem Zwischenkreispotential liegen. Erlaubt wäre z. B. bei einem dreisträngigen Motor der Nullvektor eines Stranges mit einem Kreisstrom über den positiven Zwischenkreispfad, der eines anderen Stranges mit einem Kreisstrom über den negativen Zwischenkreispfad und einem aktiven Vektor des verbleibenden Stranges mit positivem respektive negativem Zwischenkreispotential an den Klemmen. Eine weitere

Möglichkeit der Gleichspannungsunterdrückung besteht in der wie schon in [107] propagierten Substitution der Nullvektoren durch zwei verlustungünstige komplementäre Schalterstellungen gleicher Periodendauer. In [108] wird auf die Vorteile der Verwendung von H-Brücken gerade im Bereich der Elektromobilität hingewiesen. Zum Einen liegt an den Strängen der notwendigerweise nicht in Stern oder Dreieck geschalteten Maschine die volle Zwischenkreisspannung an. Diese kann somit geringer ausfallen, was insbesondere batteriebetriebenen Antriebssträngen zugute kommt. Zum Anderen kann der Summenstrom einen von Null verschiedenen Wert annehmen, so dass ein rechteck- oder trapezförmiger Phasenstromverlauf eingepreßt werden kann. Dieser führt zu einer stark erhöhten Momentenausnutzung durch eine wesentlich größere Stromgrundwellenamplitude. Sofern der Umrichter eines elektrisch betriebenen Fahrzeuges nicht in unmittelbarer Nähe der Maschine platziert ist, können sich Gleichtaktströme über elektrisch leitende Karosserieteile zwischen Maschine und Zwischenkreis schließen und stellen somit eine erhebliche Störquelle dar. Die topologiebedingte Möglichkeit Gleichtaktanteile zu vermeiden, ist neben den oben genannten Vorteilen von H-Brücken ein weiteres wichtiges Kriterium, das ihre Verwendung in elektrisch betriebenen Fahrzeugen favorisiert.

Gleichtaktunterdrückung durch komplementäre Systeme

Durch die Kombination zwei baugleicher Antriebssysteme, die komplementär und phasengleich schalten, können Gleichtaktanteile kompensiert werden. Mit einer Maschine, deren Wicklungen jeweils doppelt ausgeführt sind, kann durch die Verwendung von zwei synchronisierten Umrichtern dieser Effekt ausgenutzt werden [109; 63]. Jedoch ist der Bauteilaufwand seitens der Leistungselektronik und der Verkabelung sehr groß und vergleichbar mit der Verwendung von H-Brücken.

4.2.5 Algorithmen zur Überspannungs- und Gleichtaktreduktion

Algorithmen zur Reduktion von Überspannungen und Gleichtaktanteilen beruhen auf der digitalen Filterung des durch die Steuer- oder Regelung generierten Pulsmusters. Dabei werden diese Filter der Pulsmustergenerierung direkt nachgeschaltet. Nachteilig sind erhöhte Verluste, verminderte Wechselrichterauslastung und eine weitere Verzerrung der idealerweise linearen Umrichter Kennlinie.

Unterdrückung von Überspannungen größer als die doppelte Zwischenkreisspannung

Bei dem Einsatz langer Motorkabel können durch einen Doppelpuls, zweier aufeinanderfolgenden Schalthandlungen, deren zeitlicher Abstand so gering ist, dass der transiente Einschwingprozess des ersten Schaltvorganges noch nicht abgeschlossen ist, Überspannungen bis zur theoretisch dreifachen Zwischenkreisspannung entstehen. Eine Überspannung der maximal vierfachen Zwischenkreisspannung kann durch eine Polaritätsinversion, hervorgerufen durch den zeitgleichen komplementären Schaltwechsel zweier Halbbrücken, auftreten. Die Ursachen beider Effekte wurden in Kapitel 3.2.2 ausführlich beschrieben. Sämtliche Verfahren zur Reduktion von Überspannungen an Maschinenklemmen können zwar eingesetzt werden, da jedoch Überspannungen größer als die doppelte Zwischenkreisspannung durch die Pulsmusterfolge hervorgerufen werden, besteht die Möglichkeit diese bereits in der Steuerung durch entsprechende Filteralgorithmen wie die *PET* (engl. *pulse eliminating technique*, kurz *PET*) oder die *MMPT* (engl. *maximum-minimum pulse technique*, kurz *MMPT*) zu unterdrücken [110]. Die Überwachung und Filterung des Pulsmusters nach der PET beruht auf der Triggerung nach dem Übergang in den Bereich der Übermodulation oder aus dem Bereich der Übermodulation. Die Polaritätsinversion kann in diesem Bereich bei vollständigem Entfallen der Totzeiten auftreten. Falls kein Übergang in oder aus der Übermodulation erfolgt, werden die Schaltzeiten der Halbbrücken überwacht, um Doppelpulse zu vermeiden. Sofern der Algorithmus kritische Zustände detektiert, fügt er übergeordnete Totzeiten ein [35]. Bei geringen Motordrehzahlen und kleiner Aussteuerung können kurze Pulse unterdrückt werden, so dass ein ungewollter Motorstillstand erfolgt. Zur Vermeidung dieses Umstandes wird bei der MMPT der PET-Algorithmus herangezogen und so verändert, dass eine minimale Pulsdauer eingehalten wird. Nachteilig ist der Fehler in der Ausgangsspannung. Dieser ist von der Kabellänge, den Kabeleigenschaften und der Motorgeschwindigkeit abhängig und wird in [111] überschlägig als 5 % über einer gesamten Grundwellenperiode angegeben.

Verringerung von Überspannungen kleiner oder gleich der doppelten Zwischenkreisspannung

Eine elektrisch kurze Leitung kann durch einen RLC-Schwingkreis angenähert werden und das transiente Verhalten der Maschinenwicklung bis zu einer bestimmten Frequenz durch eine Kapazität. Nach dem Zusammenfassen aller Elemente liegt als Ersatzschaltbild ein RLC-Reihenschwingkreis vor. Die Spannungsamplitude an der Kapazität, die näherungsweise der Maschinenklemmenspannung entspricht, erreicht maximal die doppelte Amplitude der anregenden sprungförmigen Spannung. Erfolgt jedoch vor dem eigentlichen Einschaltsprung wie in Ab-

bildung 4.12 dargestellt¹¹⁾ ein *Ladeimpuls* der Dauer T_1 und nach der Zeit T_2 der eigentliche Einschaltvorgang, so erfolgt dieser idealerweise ohne Spannungsüberschwinger. Unter der vereinfachenden Annahme, dass der ohmsche Anteil vernachlässigbar gering ist, können aus den Schwingungsgleichungen eines LC-Reihenschwingkreises die Randbedingungen, dass idealerweise der Schwingkreisstrom bei dem zweiten Einschaltprozess Null und die Spannung über der Kapazität gleich der Amplitude des Anregungssignales ist, abgeleitet werden. Die Zeit T_1 sollte dabei so bemessen sein, dass nach dieser über der Kapazität die halbe Amplitude der Spannung der Anregungsfunktion anliegt. Für die Schaltzeiten folgt aus der Eigengleichung eines LC-Schwingkreises

$$T_1 = T_2 = \frac{1}{6} T_{LC}.$$

Das Pulsmuster erfolgt analog für den Ausschaltvorgang. Diese als *Ladepulsverfahren* bezeichnete Maßnahme [112] setzt, wie bereits erwähnt, eine elektrisch kurze Leitung voraus. Ab einer bestimmten Länge müssen entsprechende Filtermaßnahmen getroffen werden, so dass das Frequenzspektrum der anregenden Funktion hinreichend weit nach unten verschoben wird, damit die Leitung noch elektrisch kurz bleibt. Die Filterung kann ausschließlich durch eine Motordrossel erfolgen. Es gilt weiterhin das LC- bzw. das RLC-Ersatzschaltbild, dessen Induktivität um die der Motordrossel erhöht wird. Vorteilhaft ist die Entbehrlichkeit der Filterkapazitäten und -widerstände und die Verringerung der Verlustleistung im Filter. Jedoch steigen durch die Verdopplung der Schaltvorgänge die Wechselrichterverluste an. Auch reduziert das Verfahren die Ausnutzung des Umrichters, da durch die erzwungene Ausschaltphase entsprechend der Dauer von T_2 der Aussteuerungsgrad verringert wird. Lange Motorleitungen führen zu einer hohen notwendigen Induktivität der Motordrossel, die die Systemdynamik einschränkt. Die Erstinbe-

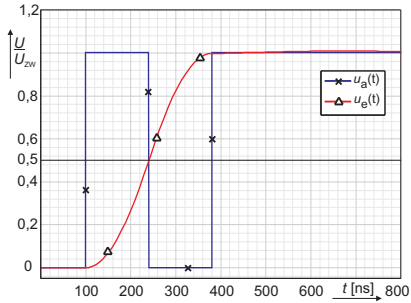


Abbildung 4.12: Simulation beispielhafter Verläufe von Eingangs- und Ausgangsspannung des Ladepulsverfahrens einer Leitung mit Motordrossel ($L_{ges} = 4 \mu\text{H}$, $C_{ges} = 4,5 \text{ nF}$, $R = 0 \Omega$, $T_{LC} = 843 \text{ ns}$)

¹¹⁾ Die abgebildete Anregungsspannung ist hier zur Vereinfachung eine ideale Sprungfunktion, bei der jede Leitung elektrisch lang ist. Wird der Leitung jedoch eine Motordrossel vorgeschaltet, so beschreibt die Spannung $u_a(t)$, die steilste anzunehmende Flanke am Filtereingang und das nachgeschaltete System kann weiterhin als RLC-Schwingkreis mit konzentrierten Elementen betrachtet werden.

4.2 Umrichterstrukturelle Maßnahmen

triebnahme und die Veränderung der Leitung sowie Filterung bedingt eine erneute Systemidentifikation zur Bestimmung der Schaltzeiten.

Verringerung des Gleichtaktanteiles

Der zumeist verwendete Zweilevel Pulswechselrichter mit Spannungszwischenkreis erzeugt in jedem Schaltzustandswechsel eine Gleichtaktspannung. Der Betrag beläuft sich für jeden Schaltvektor, ausgenommen der zwei Nullvektoren, auf $|U_s| = \frac{1}{6} U_{zw}$. Die Nullvektoren stellen mit $|U_s| = \frac{1}{2} U_{zw}$ die größten Gleichtaktspannungsquellen dar (vgl. Kapitel 3.1). Die Vermeidung dieser Vektoren, bei denen alle Ober- oder Unterschalter elektrisch leitend geschaltet sind, führt folglich zu einer drastischen Reduktion der Gleichtaktbelastung des Antriebsstranges. Die zu substituierenden Nullvektoren, über die der Aussteuerungsgrad eingestellt wird, können durch einen beliebigen aktiven Vektor und seinen Komplementären zu jeweils 50 % Einschaltdauer der Gesamtzeit des Nullvektors dargestellt werden. Der dreiphasige Zweilevel Wechselrichter erlaubt das Schalten von sechs Grundvektoren zuzüglich der beiden Nullvektoren. Somit ergeben sich drei Möglichkeiten die Nullvektoren durch aktive komplementäre Vektoren darzustellen [107; 113]. Nachteil dieses Verfahrens sind die erhöhten Halbleiterverluste.

4.2.6 Trenntransformator

Die galvanische Trennung zwischen Netz- und Antriebsseite durch Transformatoren findet vorwiegend in Mittelspannungsantrieben Verwendung. Sie dient der Verringerung von Netzrückwirkungen durch die 5. und 7. Harmonische des Stromes und der Unterdrückung von Gleichtaktspannungen an den Maschinenklemmen [99]. Durch die Erdung des notwendigerweise herausgeführten Maschinensternpunktes wird die vorhandene Gleichtaktspannung durch die netzseitige galvanische Trennung zur Wechselrichterseite verschoben. Weiterhin muss dafür eine hochimpedante Anbindung des Zwischenkreises an das Erdpotential bestehen. Hohe wicklungsschädigende Gleichtaktspannungen gegen das Bezugspotential können somit vermieden werden [114; 99; 90]. Transformatoren sind jedoch sehr kostenintensive, große Baugruppen, weswegen sie zunehmend entfallen und zur Unterdrückung der Gleichtaktanteile andere oben genannte Maßnahmen getroffen werden. Die Verringerung der Oberschwingungen kann durch eingangsseitige aktive Stromrichter (engl. active-front-end) erfolgen.

4.3 Motorleitungen

Durch den Aufbau und die Eigenschaften der Motorleitung können sowohl die an den Maschinenklemmen auftretenden Überspannungen wie auch die feld- und leitungsgebundenen Störungen minimiert werden. Der zwar geringe, aber nicht vernachlässigbare, ohmsche Widerstand der Motorleitung erhöht die Dämpfung des gesamten Systems. Durch den zumeist unerwünschten Skin- und Proximityeffekt wird der effektive frequenzabhängige Widerstand erhöht und somit die Dämpfung hochfrequenter Schwingungen weiter begünstigt. Motorleitungen sollten daher nicht überdimensioniert werden [38]. Die Leiter von Antrieben geringer Leistung sind in der Regel zu einem Bündel in einer Leitung, von einem Geflechtschirm umschließend, zusammengefasst. Aufgrund der großen Querschnitte der Leiter Antriebe hoher Leistung werden diese einzeln und häufig geschirmt ausgeführt. In beiden Fällen wird die effektive Kapazität neben der Geometrie durch das Dielektrikum bestimmt. Die Ausbreitungsgeschwindigkeit einer angenommen verlustlosen Leitung wird nach Gleichung (2.10), bei amagnetischer Eigenschaft der Leitung und ihrer Umgebung, nur durch die relative Permittivität und die Lichtgeschwindigkeit bestimmt [38]. Eine hohe Ausbreitungsgeschwindigkeit bedingt eine hohe Resonanzfrequenz und damit einen größeren Einfluss des Skin- und Proximityeffektes, wodurch die Dämpfung steigt. Des Weiteren erhöht sich bei einer gegebenen Spannungsanstiegsgeschwindigkeit die kritische Leitungslänge mit steigender Ausbreitungsgeschwindigkeit [35]. Daher sollte das verwendete Dielektrikum eine möglichst geringe relative Permittivität aufweisen. Üblicherweise werden *PVC* ($\epsilon_r \approx 4,5$), *PTFE* (engl. *Polytetrafluorethylen*, *Teflon*) ($\epsilon_r \approx 2$) [115], *XLPE* ($\epsilon_r \approx 3$) [35] oder *TPE* ($\epsilon_r \approx 2$) verwendet. Ebenfalls wünschenswert ist eine hohe Leitungswellenimpedanz, die eine Verringerung des motorseitigen Reflexionskoeffizienten zur Folge hat. Konform Gleichung (2.11) steigt dieser mit zunehmender Induktivität und abnehmender Kapazität an. Folglich kann die Leitungswellenimpedanz ungeschirmter einzelner Leitungen durch Vergrößerung des Abstandes voneinander angehoben werden [116]. Durch die damit verbundene Verringerung der effektiven relativen Permittivität erhöht sich zusätzlich die Ausbreitungsgeschwindigkeit [117]. Bei dieser Maßnahme sollte jedoch beachtet werden, dass eine Überschreitung der zulässigen Grenzwerte feldgebundener Störabstrahlung möglich ist. Um die geforderten Grenzwerte einzuhalten sind in der Regel, sofern keine hinreichenden Filtermaßnahmen getroffen werden, geschirmte Leitungen notwendig. Wegen der Störungsart sollte der Leitungsschirm beidseitig aufgelegt werden [118], auch, wenn dadurch über die zusätzliche Erdung des Statorgehäuses eine große Erdschleife entstehen kann. Den Untersuchungen der Eigenschaften des Gleichtaktverhaltens ungeschirmter Leitungen in [69] zufolge, sollten zur Einhaltung der Störungsgrenzwerte die Leiter möglichst nahe an der Bezugspotentialebene geführt werden. Im Gegensatz dazu ergaben die Untersuchungen des Gleichtaktverhaltens geschirmter Leitungen in [70], dass der Abstand zur Bezugspotentialebene möglichst groß

sein sollte. Dadurch wird die Induktivität der Leiterschleife des Motorleiters und der Bezugsebene vergrößert und die Kapazität verringert, woraus eine erhöhte Leitungswellenimpedanz dieses unerwünschten Strompfades resultiert.

4.4 Motorseitige Maßnahmen

Überspannungen können durch unmittelbar an den Motorklemmen applizierten Baugruppen reduziert oder vollständig unterdrückt werden. Jedoch ist die Spannungsanstiegsgeschwindigkeit durch die allgemein üblichen Verfahren nicht oder nur geringfügig beeinflussbar [74]. In dem Frequenzspektrum der Störabstrahlung treten zwar die Frequenzanteile der Schwingungen durch mehrfach reflektierte Wanderwellen stark vermindert oder gar nicht mehr auf, jedoch sind die hochfrequenten Anteile der primären Wanderwelle weiterhin vorhanden.

4.4.1 Anpassnetzwerke

Ein an den maschinenseitigen Leiterenden parallel zu den Anschlussklemmen der Maschine angeschlossenes Netzwerk aus Impedanzen führt zu einer Veränderung der Reflexionskoeffizienten, bzw. der Reflexionsmatrix. Die entsprechende Auslegung dieses Netzwerkes hat idealerweise zur Folge, dass die Beträge sämtlicher Reflexionskoeffizienten gegen Null gehen. Als Bauelemente werden in Stern- oder Dreieck geschaltete RC-Glieder verwendet [37; 74; 77; 76]. Unter der Voraussetzung, dass die Leitungswellenimpedanz rein reell ist, kann die Anpassbedingung mit ohmschen Widerständen erfüllt werden (vgl. Kapitel 2.4). Da über den Anschlussklemmen des zunächst rein resistiven *Anpassnetzwerkes* die volle Zwischenkreisspannung abfällt, treten relativ hohe Verluste auf. Der transiente Einschwingvorgang, der zu schädlichen Überspannungen führt, ist im Vergleich zu der Periodendauer des Pulsmusters sehr kurz. Durch die, den Widerständen wie in Abbildung 4.13 dargestellt seriell hinzugefügten Kapazitäten, die so bemessen sind, dass die resultierende Zeitkonstante kurz gegenüber der Periodendauer des Pulsmusters und lang gegenüber der Dauer des Einschwingvorganges ist, können die Verluste drastisch reduziert werden. Bei der Wahl eines Widerstandsnetzwerkes, ausschließlich mit Anschlüssen zwischen den Phasen, kann nur eine Anpassung der Gegentaktmode erfolgen. Die Verwendung eines weiteren Widerstandes zwischen dem Sternpunkt und dem Bezugspotential erlaubt auch die Anpassung der Gleichtaktmode [119]. Hierbei wird eine symmetrische Leitung vorausgesetzt. Sofern diese Voraussetzung nicht erfüllt wird, müssen zwischen den Anschlusspunkten des Netzwerkes und dem Bezugspotential einzelne Widerstände geschaltet werden. Die Widerstände sollten dabei so dimensioniert werden, dass der Wert zwischen den Anschlusspunkten des Netzwerkes der Leitungswellenimpedanz zwischen jeweils zwei Leitern entspricht

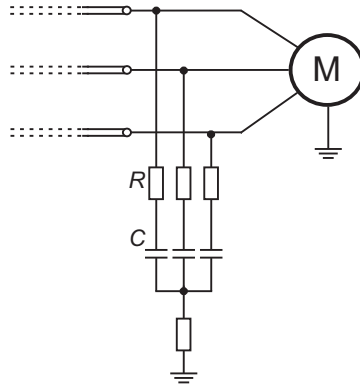


Abbildung 4.13: Motorseitiges Anpassnetzwerk nach [119]

[77; 76]. Für die Auslegung der Kapazitäten gilt es, das Optimum zwischen notwendig hoher Zeitkonstante und möglichst geringen Verlusten zu finden. In [77] wird als Auslegungskriterium empirisch gefordert, dass ab dem Eintreffen der Wanderwelle nach der Anstiegszeit der Schaltflanke 10% der Zwischenkreisspannung an der jeweiligen Kapazität anliegt. Für die in [77] angenommene Verschaltung des Anpassnetzwerkes im Dreieck kann aus der Beziehung

$$u_C(t) = U_{zw} \cdot (1 - e^{-\frac{t}{RC}}) \quad (4.25)$$

und der bekannten Anstiegszeit t_{rise} die minimal notwendige Kapazität näherungsweise berechnet werden. Gleichung (4.25) gilt nur für eine unendlich steile Spannungsflanke. Wegen der endlichen Flankensteilheit und Verzerrungen, die die Steigung noch weiter verringern können, ist (4.25) nur eine Abschätzung.

Für die Spannungen an den Maschinenklemmen gilt

$$u_{II}(t) = U_{zw} \cdot (2 - e^{-\frac{t}{RC}}). \quad (4.26)$$

Auch wenn die Anpassbedingungen durch das Widerstandsnetzwerk erfüllt werden, steigen nach dem Eintreffen der Wanderwelle durch den Ladevorgang der Kapazitäten die Spannungen zwischen den Leiterenden auf höhere Werte als die zeitdiskreten der einfallenden Wanderwelle. Somit entsteht eine reflektierte rücklaufende Wanderwelle. Diese wird wechselrichterseitig negativ reflektiert und interferiert destruktiv mit der ersten Reflexion. Daraus kann eine weitere Auslegungsregel abgeleitet werden, nach der die Überspannung auf einen zulässigen Wert direkt be-

4.4 Motorseitige Maßnahmen

grenzt werden kann. Wie oben bereits erwähnt, setzt auch Gleichung (4.26) eine unendlich steile Schaltflanke voraus, die im realen Fall jedoch nicht gegeben ist. Die Relation stellt somit eine obere Abschätzung des unvorteilhaftesten Falles dar. Wird Gleichung (4.26) nach der Kapazität umgestellt und die doppelte Laufzeit eingesetzt, folgt für die Kapazität als Funktion der maximal zulässigen Spannung $\hat{u}_{ll}$

$$C = \frac{2 \cdot t_{\text{lauf}}}{R \cdot \ln \left(2 - \frac{\hat{u}_{ll}}{U_{zw}} \right)}. \quad (4.27)$$

Für einen Vergleich der Leitungsanpassung durch ein RC-Netzwerk mit dem Schirmabschlussverfahren wird in Kapitel 5.7 nach beiden Auslegungsregeln ein RC-Netzwerk dimensioniert. Es zeigt sich, dass seitens der Überspannung beide Regeln brauchbare Ergebnisse liefern, jedoch eine wünschenswerte Verlustminimierung nur durch die zweite Regel unter der konkreten Vorgabe einer erlaubten Überspannung erfolgen kann. Eine Erweiterung wird in [120] vorgestellt, indem die Anpassbedingungen an den Motorklemmen durch eine zusätzliche Leitung erfüllt werden. Diese Leitung wird zu einem Netzwerk oder generell einer Baugruppe geführt, wo ein reflektionsfreier Abschluss erfolgt. Somit können Bauraum- und Kühlungsprobleme zwar verringert werden, jedoch ist eine speziell dimensionierte Leitung notwendig, die die Anpassbedingung an der Maschine erfüllt. Sofern Schwingungen auftreten, sollte bei der Auslegung der Kapazitäten und der Widerstände berücksichtigt werden, dass der Schwingkreis aus dem RC-Anpassnetzwerk und den Leitungsinduktivitäten einen überdämpften Schwingkreis bildet [121]. Einen weiteren Freiheitsgrad bei der Auslegung liefert die Integration zusätzlicher Induktivitäten parallel zu den Widerständen [74; 75]. Nach [77] lassen sich die Verluste des einfachen RC-Anpassnetzwerkes durch Gleichung (4.28) berechnen. Hierbei handelt es sich um die Verluste eines in Dreieck geschalteten RC-Gliedes, an das eine idealerweise rechteckförmige Spannung der Amplitude U_{zw} angelegt wird. Pro PWM-Periode findet dabei ein Schaltvorgang pro Schalter und damit zwei Zustandswechsel pro RC-Glied statt.

$$P_{v,\Delta,\text{str}} = f_{\text{takt}} \cdot C_{\Delta} \cdot U_{zw}^2 \quad (4.28)$$

Für die Sternschaltung führt die Auswertung der Schaltvorgänge einer gesamten PWM-Periode zu einer im Mittel um $1/\sqrt{3}$ geringeren Spannung pro RC-Glied, so dass sich folgende Verlustleistung pro Strang ergibt:

$$P_{v,Y,\text{str}} = \frac{1}{3} f_{\text{takt}} \cdot C_Y \cdot U_{zw}^2. \quad (4.29)$$

Wegen $C_Y = 3 \cdot C_{\Delta}$ bei äquivalentem Netzwerk ist die Gesamtverlustleistung bei der Topologien erwartungsgemäß identisch. Mit zunehmendem Überspringen der Spannung erhöht sich die tatsächliche Verlustleistung gegenüber der berechneten.

Die Nachteile des RC-Anpassnetzwerkes sind neben den mit der Leitungslänge steigenden Verlusten, der zusätzlich benötigte Bauraum in unmittelbarer Motornähe. Die Kapazitäten sind von den Leitungseigenschaften und der Leitungslänge abhängig. Sofern optimales Verhalten gefordert wird, muss die Auslegung für jede Leitungskonfiguration erfolgen.

Wegen der Ähnlichkeit des RC-Anpassnetzwerkes zu dem Schirmabschlussverfahren findet in Kapitel 5.7.1 eine umfassende Untersuchung seitens der Auslegung, der Wirkung und der Verluste statt, auch um die beiden Verfahren detaillierter in Relation setzen zu können.

4.4.2 Spannungsbegrenzung mit Varistoren

Zur Begrenzung von Überspannungen an Maschinenklemmen wird in [122; 36] das Verhalten von Zinkoxid Varistoren für diese unkonventionelle Betriebsart untersucht. Der Einsatzbereich ist für einen Varistor untypisch, da gegenüber dem üblichen Betrieb, bei dem er im Laufe seiner gesamten Lebensdauer nur wenige Zyklen leitend wird, an den Maschinenklemmen entsprechend der Schaltfrequenz mehrere Tausend mal pro Sekunde den leitenden Zustand im Bipolarbetrieb annimmt. Der zulässige Varistorstrom sinkt von mehreren kA für zehnmalige Überspannungsableitung auf etwa 20 A für den hochfrequenten Betrieb einer Periodendauer von $10\text{ }\mu\text{s}$ [36]. Den Untersuchungen zufolge sind bestimmte Varistortypen für den Einsatz der Überspannungsbegrenzung an Maschinenklemmen prädestiniert, da die hochfrequente bipolare Beanspruchung nicht zu einer unverhältnismäßig hohen vorzeitigen Alterung führt. Bei der Dimensionierung sollte die Varistoroberfläche hinreichend groß ausgewählt werden um die Stromdichte zu verringern und die Wärme besser ableiten zu können. Auch ist eine entsprechende Kühlanbindung z. B. durch Kühlkörper sicherzustellen. Die Klemmenspannung an der Maschine lässt sich durch den Einsatz von Varistoren etwa auf die 1,4fache Zwischenkreisspannung begrenzen. Die relativ hohe Kapazität des Varistors von 12-15 nF kann von Vorteil sein um in Verbindung mit der Leitungsimpedanz einen Filter zu bilden, der die maschinenseitige Spannungsanstiegsgeschwindigkeit verringert.

4.4.3 Modifikationen der Maschine

Seitens der Maschinenkonstruktion kann bei bekannter Spannungsverteilung entlang der Wicklung das Isolationssystem so ausgelegt werden, dass es robuster gegenüber hohen, steilen Spannungsflanken ist. Entsprechende Gegenmaßnahmen wurden bereits in Kapitel 3.4.3 genannt. Der drastischen Verkürzung der Lebensdauererwartung des Motorlagers unter Einwirkung von Gleichtaktspannungen kann

durch die im Folgenden genannten konstruktiven Maßnahmen entgegengewirkt werden.

Rotorerdung

Durch eine elektrisch leitende Verbindung des Rotors mit dem Stator, deren Impedanz geringer als die des Lagers ist, können gleichtaktspannungsbedingte EDM-Lagerströme unterbunden werden. Die elektrische Verbindung kann sowohl über herkömmliche Graphitschleifringe wie auch durch Bürsten hergestellt werden [63; 123]. Problematisch sind jedoch steile Gleichtaktspannungsflanken, die du/dt -Lagerströme hervorrufen, die nur bedingt durch das Rotorerdungssystem abgeführt werden können [58].

Isolierte Lager

Zur Unterdrückung der „klassischen“ Wellenspannung wird ein Lager, in der Regel das mechanisch weniger beanspruchte Lager, gegen das Maschinengehäuse isoliert. EDM- und du/dt -Lagerspannungen haben jedoch keinen maschineninternen Kreisstrom zur Folge, so dass beide Lager isoliert werden müssen. Ein Lagerstrom kann jedoch nur dann effektiv unterdrückt werden, wenn die Spannung über der Lagerkapazität C_{lag} unterhalb der zugehörigen kritischen Spannung liegt. Aus dem kapazitiven ESB in Abbildung 3.8 des Kapitels 3.4.4 geht hervor, dass dafür die zu der Lagerkapazität seriell angeordnete Kapazität des Isoliersystems sehr viel geringer sein muss [58]. Zur Isolierung kann sowohl das Lagerschild, die Lagerpassung oder das Lager selbst, durch die Verwendung keramischer Wälzkörper, isoliert ausgeführt werden. Das Lagerisolationssystem von Mittelspannungsantrieben ist entsprechend der Amplitude der Speisespannung hohen Belastungen ausgesetzt. Zur Vermeidung eines Durchschlages der Isolationsstrecke muss bei der Dimensionierung die hohe Spannungsamplitude besondere Berücksichtigung finden [124].

Lagerqualität

Die Lagerqualität kann unter der Einwirkung von Lagerspannungen eine inverse Abhängigkeit von der Lebensdauererwartung haben. Die Laufflächen hochqualitativer Lager weisen geringere Rauigkeiten und damit eine geringere Reibung auf. Folglich sind die Lagerspannungen wegen der längeren Ladezeit höher als bei Lagern minderer Qualität. Die Entladungsströme treten mit stärkerer Amplitude auf, wodurch vorzeitige Verschleißerscheinungen durch Elektroerosion auftreten [59; 58].

Leitende Schmierstoffe

Die Impedanz des Lagers kann permanent durch elektrisch leitfähige Schmierstoffe herabgesetzt werden. Kritische Lagerspannungen können dadurch dauerhaft unterbunden werden. Dem Schmiermittel werden dazu metallische Partikel beigemischt, die jedoch einen deutlich höheren Verschleiß zur Folge haben [63; 58].

Rotorschirmung

Da EDM- und du/dt -Lagerspannungen zunächst auf den Rotor influenziert werden, ist es naheliegend durch eine entsprechende kapazitive Schirmung die Kopplungskapazitäten zu verringern. Dazu wird eine elektrisch leitende Schirmfläche als Folie oder Anstrich auf eine die Statorinnenseite auskleidende Isolationsschicht aufgetragen. Diese verhindert einen Kurzschluss der Statorbleche. Auch können elektrisch leitende Nutkeile verwendet werden. Die Schirmflächen werden untereinander und mit dem Erdpotential verbunden. Die Schirmwirkung kann durch Erweiterung des Schirmes auf den Wickelkopf stark erhöht werden, so dass die Lagerspannungen eines mit Folien belegten Stators um bis zu 95% reduziert werden können [61; 58; 67].

4.4.4 Weitere Möglichkeiten

Der Vollständigkeit halber werden in der Literatur zwar genannte aber praktisch kaum relevante Verfahren zur Reduktion der Spannungsanstiegsgeschwindigkeit und der Überspannungen an Maschinenklemmen im Folgenden aufgeführt.

Verwendung einer Drossel unmittelbar vor dem Motor

Durch die Positionierung einer Drossel unmittelbar vor der Maschine kann die Amplitude der maximalen Spannung zwar reduziert werden, jedoch verringert sich die Anstiegszeit der Spannung nur unwesentlich [37]. Nur die parasitären sehr geringen Kapazitäten der Wicklungen bilden mit der Drossel einen Filter zweiter Ordnung mit sehr kleiner Zeitkonstante. Die größere Gesamtinduktivität am Leitungsende führt vor der Drossel zu einer ungünstigen Erhöhung des Reflexionskoeffizienten. Die Belastung des Wechselrichters durch die Ladeströme der Leitungskapazitäten wird nicht verringert.

Clampingdioden an den Motorklemmen

Analog zu der Möglichkeit das Überspringen der Spannung am umrichterseitigen Ausgangsfilter durch Diodenbrücken zu unterbinden (vgl. Kapitel 4.1.2), können diese auch motorseitig die Anschlussklemmen gegen eine niederinduktive Spannungsquelle clampen [120]. Sofern der Zwischenkreis verwendet wird, muss dieser bis zum Motor hin verlegt werden. Auch kann durch die lange Leitung die niederinduktive Anbindung nicht garantiert werden, so dass möglicherweise motorseitig zusätzliche Kapazitäten integriert werden müssen. In Kapitel 4.1.2 wurde bereits darauf hingewiesen, dass ein hoher Ableitstrom in den Zwischenkreis von der Wechselrichtersteuerung möglicherweise als Erdschluss erkannt wird.

5 Das Schirmabschlussverfahren

Die Einprägung einer idealerweise sprungförmigen Spannungsänderung auf dem Innenleiteranfang einer coaxialen Leitung über einer Bezugsebene führt zu einer zum Leitungsende hinlaufenden Wanderwelle. Auf dem nicht abgeschlossenen Außenleiteranfang koppelt entsprechend der charakteristischen Leitungsgrößen eine zur Innenleiterspannung phasengleiche Spannung ein, die sich ebenfalls in Form einer Wanderwelle zum Leitungsende hin ausbreitet. Bei offenem Innenleiter- und Außenleiterende kann konform Gleichung (2.60) für beide Leiter am Ende a priori ein skalarer Reflexionskoeffizient von $\Gamma_e \approx +1$ definiert werden¹⁾. Somit liegt an dem Ende des Innenleiters nach Eintreffen der Wanderwelle eine Spannung der nahezu doppelten Amplitude der anregenden Funktion gegen das Bezugspotential an. Vergleichbar sind die Verhältnisse für den Außenleiter der coaxialen Leitung. Es besteht die Möglichkeit den Außenleiter am Ende gegen das Bezugspotential, zunächst ohne Beachtung diverser Anpassbedingungen, abzuschließen. Da es sich bei der Anordnung um eine Mehrfachleitung handelt, kann ein Abschlussnetzwerk definiert werden. Damit besteht grundsätzlich die Möglichkeit am Leitungsende den Außen- und Innenleiter durch entsprechende Wahl des Abschlusswiderstandes miteinander zu verkoppeln. Der Außenleiter einer einphasigen coaxialen Motorleitung wird üblicherweise als Schirm verwendet, woraus die Bezeichnung *Schirmabschlusswiderstand* folgt.

Nach der Identifikation der Leitung kann die Ausbreitungsmatrix aufgestellt und ihre Eigengleichung gelöst werden. Die daraus ermittelbare Leitungsimpedanzmatrix und die Admittanzmatrix des Abschlussnetzwerkes führt zu der Reflexionsmatrix, die unter den zunächst angenommenen idealen Bedingungen²⁾ eine Funktion des Schirmabschlusswiderstandes ist. Generell gilt für die charakteristische Wellenimpedanzmatrix der Dreifachleitung

$$\underline{\underline{Z}}_c = \begin{pmatrix} Z_{c,11} & Z_{c,12} \\ Z_{c,21} & Z_{c,22} \end{pmatrix}, \quad (5.1)$$

wobei, wie später noch gezeigt wird, wegen des coaxialen Aufbaus $Z_{c,12} = Z_{c,21} = Z_{c,22}$ ist. $Z_{c,11}$ sei die Wellenimpedanz des Innenleiters gegen den Bezugsleiter oder die Bezugsebene und $Z_{c,22}$ der des Schirmes gegen die Bezugsebene. Die Admittanzmatrix des Abschlussnetzwerkes lautet

$$\underline{\underline{Y}}_e = \begin{pmatrix} 0 & 0 \\ 0 & \frac{1}{R_{sch,e}} \end{pmatrix} \quad (5.2)$$

¹⁾ Da es sich um eine Mehrfachleitung handelt, ist die Reflexionsmatrix der unabgeschlossenen Leitung identisch der Einsmatrix.

²⁾ keine Verluste, keine Dispersion, offenes Innenleiterende, beliebig abgeschlossener Schirm

Nach Gleichung (2.61) folgt für die Reflektionsmatrix

$$\underline{\Gamma}_e = \begin{pmatrix} 1 & -\frac{2 \cdot Z_{c,22}}{R_{sch,e} + Z_{c,22}} \\ 0 & \frac{R_{sch,e} - Z_{c,22}}{R_{sch,e} + Z_{c,22}} \end{pmatrix}. \quad (5.3)$$

Folglich koppelt eine auf dem Schirm hinlaufende positive Wanderwelle negativ in den Innenleiter ein. Die positiv reflektierte Wanderwelle auf dem Innenleiter kann also durch destruktive Interferenz einer ebenfalls gleichphasigen hinlaufenden Wanderwelle auf dem Schirm teilweise oder vollständig ausgelöscht werden, worauf das Schirmabschlussverfahren basiert.

Als wichtiger und interessanter Sonderfall zur anschaulichen physikalischen Erklärung ist die Anpassung des Schirmes nach der Wellenimpedanz zwischen Schirm und der Bezugsebene ($R_{sch,e} = Z_{c,22}$) zu betrachten. In diesem Fall lautet die Reflektionsmatrix am Leitungsende

$$\underline{\Gamma}_e = \begin{pmatrix} 1 & -1 \\ 0 & 0 \end{pmatrix}. \quad (5.4)$$

Bei zwei phasengleichen jeweils auf dem Innenleiter und dem Schirm hinlaufenden Wanderwellen gleicher Amplitude kann messtechnisch keine Spannungsüberhöhung erfasst werden.

Zur Erklärung dieses Falles im Zeitbereich, wird die verlustlose Leitung durch das Leitungsstück infinitesimaler Länge in Abbildung 5.1 dargestellt. Der am Schirmlei-

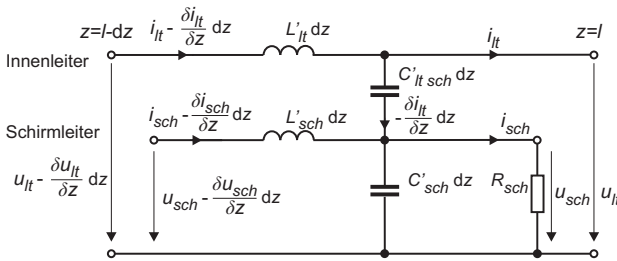


Abbildung 5.1: Ersatzschaltbild des Endstückes infinitesimaler Länge einer verlustlosen coaxialen Leitung über einer Bezugsebene

ter eingezeichnete Abschlusswiderstand R_{sch} ist dann gerechtfertigt, wenn mit dem ESB das letzte infinitesimal kurze Leitungsstück vor dem Leitungsende beschrieben wird. Da der Innenleiter offen ist, gilt $i_{it}(t) = 0$. Wegen der Anpassung des Schirmes wird am Leitungsende die Spannung des Schirmleiters nach Gleichung

(5.4) nicht überschwingen. Aufgrund der idealen Kopplung zwischen Innenleiter und Schirm am Leitungsanfang breitet sich auf beiden Leitern eine Wanderwelle gleicher Phasenlage und Amplitude aus. Nun erfolgt der Beweis des Verfahrens dadurch zu zeigen, dass am Leitungsende $u_{\text{lt}}(t) = u_{\text{sch}}(t)$ gilt.

Wegen der Forderung identischer Spannungsverläufe von Innenleiter und Schirm gilt für den Querstrom in der Kapazität $C'_{\text{lt sch}}$

$$-\frac{\partial i_{\text{lt}}(t)}{\partial z} dz = \left(\frac{\partial u_{\text{lt}}(t)}{\partial t} - \frac{\partial u_{\text{sch}}(t)}{\partial t} \right) \cdot C'_{\text{lt sch}} dz = 0. \quad (5.5)$$

Wegen (5.5) und $i_{\text{lt}}(t) = 0$ ist auch der Leiterstrom in einer infinitesimal kurzen Weglänge dz Richtung Leitungsanfang

$$i_{\text{lt}}(t) - \frac{\partial i_{\text{lt}}(t)}{\partial z} dz = 0. \quad (5.6)$$

Daraus folgt für die Spannungen an der Stelle $z = l - dz$

$$u_{\text{sch}}(t) - \frac{\partial u_{\text{sch}}(t)}{\partial z} dz = \left(\frac{\partial i_{\text{sch}}(t)}{\partial t} - \frac{\partial^2 i_{\text{sch}}(t)}{\partial z \partial t} dz \right) \cdot L'_{\text{sch}} dz + u_{\text{sch}}(t) \quad (5.7)$$

$$u_{\text{lt}}(t) - \frac{\partial u_{\text{lt}}(t)}{\partial z} dz = \left(\frac{\partial i_{\text{sch}}(t)}{\partial t} - \frac{\partial^2 i_{\text{sch}}(t)}{\partial z \partial t} dz \right) \cdot M'_{\text{lt sch}} dz + u_{\text{lt}}(t). \quad (5.8)$$

Wegen $M'_{\text{lt sch}} = M'_{\text{sch lt}} = L'_{\text{sch}}$ einer koaxialen Leitung ist

$$u_{\text{sch}}(t) - \frac{\partial u_{\text{sch}}(t)}{\partial z} dz = u_{\text{lt}}(t) - \frac{\partial u_{\text{lt}}(t)}{\partial z} dz. \quad (5.9)$$

An der Stelle $z = l - dz$ sind die Randbedingungen folglich identisch mit denen bei $z = l$. Ist die Leitung über die ganze Länge homogen, so wird auch am Anfang die Leiterspannung gleich der Schirmspannung sein. Dies entspricht gerade der Randbedingung durch die ideale Kopplung am Leitungsanfang, so dass am Leitungsende obige Forderung $u_{\text{lt}}(t) = u_{\text{sch}}(t)$ wahr ist.

Die Voraussetzung für zwei näherungsweise identische Wanderwellen auf Innenleiter und Schirm ist eine sehr gute Kopplung zwischen beiden, die unter anderem durch einen großen Abstand der Leitung zur Bezugsebene erreicht wird. Eine weitere Möglichkeit besteht in der eingangsseitigen elektrischen Verbindung des Schirmes mit dem Innenleiter, die jedoch praktisch keine Relevanz hat, da die Verluste in den Schirmabschlusswiderständen inakzeptabel hoch wären.

Bedingt durch die nichtideale Kopplung zwischen dem Innenleiter und dem Schirm sind die Amplituden der jeweiligen hinlaufenden Wanderwellen nicht identisch. Somit muss die Reflexionsmatrix der Form nach Gleichung (5.4) nicht die optimale

Wahl sein, da sich die reflektierte und die überkoppelnde Spannungswelle nicht auslöschen. Jedoch ist auch die Dimensionierung des Abschlusswiderstandes derart, dass sich überkoppelnde und reflektierte Spannungswelle unmittelbar bei der ersten Reflexion auslöschen nicht unbedingt die beste Wahl, denn infolge von Mehrfachreflexionen können zu späteren Zeitpunkten Überspannungen auftreten. Vielmehr sollte der Schirmabschlusswiderstand so ausgelegt werden, dass sich über allen Reflexionen, deren Anzahl durch die Dämpfung begrenzt wird, das Minimum der Überspannung einstellt. Dabei liegt der Wert des Abschlusswiderstandes weiterhin in einem Bereich nahe des Betrages der charakteristischen Wellenimpedanz des Schirmes zu dem Bezugsleiter.

5.1 Berechnung der Leitung nach der analytischen Lösung

Zur Berechnung der Spannungs- und Stromverläufe einer Leitung ermöglicht die klassische Leitungstheorie umfassende Methoden. Die Lösung im Frequenzbereich bietet sich an um frequenzabhängige Leitungsparameter und Effekte zu berücksichtigen, jedoch kann auch im Zeitbereich bedingt eine Lösung gefunden werden. In vielen Fällen, insbesondere bei der Lösung im Frequenzbereich, existiert eine analytische Lösung. Die Berechnung einer Leitung nach der klassischen Leitungstheorie setzt die Längshomogenität der Leitung voraus. Weist eine Leitung Unsymmetrien in Ausbreitungsrichtung auf, so ist die Forderung nach der Längshomogenität zwar nicht mehr erfüllt, doch ist die Leitung stückweise längshomogen und es können Lösungen nach der klassischen Leitungstheorie gefunden werden. Das Gesamtproblem kann durch die Aneinanderreihung der Teilergebnisse gelöst werden [125]. Schwierigkeiten bereitet eine kontinuierliche Parameteränderung. In diesem Fall führt die *Full-Wave-Analyse*, die vollständige Lösung der Maxwell'schen Gleichungen, zu weitaus genaueren Ergebnissen, bei höherer Rechenintensität. Die von Haase entwickelte Erweiterung der klassischen Leitungstheorie zu der Leitungssupertheorie führt zu ähnlichen Gleichungsstrukturen [125; 126]. Es werden die herkömmlichen Leitungsbelagsmatrizen verwendet und zusätzliche Parametermatrizen, mit denen die Längsinhomogenität, Abstrahlverluste und weitere Moden berücksichtigt werden.

Für die Berechnung der Schirmabschlusswiderstände von Motorleitungen, deren Verlegeweise bis auf eine bestimmte Abweichung bekannt ist, könnten mit den in [127] gezeigten Verfahren der Berechnung ungleichförmig und zufällig geführter Mehrfachleitungen die stochastisch optimalen Widerstandswerte bestimmt werden.

Da die Berechnungen zu den elektrischen Größen der Leitung zunächst nur der Beschreibung des entwickelten Schirmabschlussverfahrens dienen, erfolgen diese nach der klassischen Leitungstheorie. Auch für eine praktische Auslegung des an-

5.1 Berechnung der Leitung nach der analytischen Lösung

nähernd optimalen Schirmabschlusswiderstandes nach der Berechnungsmethode ist diese Vorgehensweise hinreichend genau, wie folgende Vergleiche zwischen den Berechnungen und den Messungen zeigen. Insbesondere bei der einfachen coaxialen Leitung über einer Bezugsebene, als Labormodell, wird auf die längshomogene Leitungsführung geachtet. Die Berechnungen und Vergleiche mit den Messungen der dreiphasig ausgeführten Leitung, bei der die Längshomogenität nicht sichergestellt werden kann, bekommt dadurch einen näherungsweisen Charakter. Im Folgenden wird ein Algorithmus zur Berechnung der Spannungsverläufe an den Leiterenden einer Mehrfachleitung vorgestellt. Die Effekte der Modendispersion, chromatische Dispersion und Dämpfung durch Verluste werden schrittweise in den Algorithmus integriert, dessen Komplexität dadurch steigt. Hinsichtlich der erheblichen Vergrößerung des Rechenaufwandes erscheint es sinnvoll im Rahmen einer Abschätzung festzustellen, ob die Vernachlässigung einzelner Effekte einen großen Fehler mit sich bringt. Generell ist es wünschenswert den Algorithmus durch Funktionen mit symbolischen Elementen darzustellen. Die Untergrenze stellen dabei die Systemmatrizen dar. Auch bei bekannten Dimensionen dieser Größen führen die Matrixoperationen mit symbolischen Systemmatrixeinträgen zu unüberschaubar langen Ausdrücken. Die Lösung des Eigenwertproblems der im verlustbehafteten Fall komplexen Ausbreitungsmatrix weist eine Frequenzabhängigkeit auf. Da die Berechnung der Spannungsverläufe zunächst nicht im Frequenzbereich durchgeführt wird, muss die Leitung näherungsweise als verlustlos ($\underline{\underline{R}}' = \underline{0}$, $\underline{\underline{G}}' = \underline{0}$) betrachtet werden.

Sonderfall der verlustlosen Leitung

Für die Ausbreitungsmatrix $\underline{\underline{A}}$ gilt nach Gleichung (2.48)

$$\underline{\underline{A}} = -\omega^2 \cdot \underline{\underline{L}}' \cdot \underline{\underline{C}}'.$$

Für die Eigengleichung von $\underline{\underline{A}}$ folgt damit [11]

$$\underline{\underline{A}} = \underline{\underline{V}} \cdot \left(-\omega^2 \cdot \underline{\underline{\lambda}} \right) \cdot \underline{\underline{V}}^{-1}. \quad (5.10)$$

Die Eigenvektoren werden folglich nicht durch die skalare Multiplikation beeinflusst, während die Eigenwertmatrix skalar mit dem entsprechenden Faktor multipliziert wird. Somit kann eine Lösung für die charakteristische Wellenimpedanzmatrix und die Reflektionsmatrizen für alle Frequenzen gefunden werden.

5.1.1 Berechnung der Spannungsverläufe im Originalbereich

Unter der Vernachlässigung von Dämpfung und Dispersion breitet sich im Originalbereich eine bestimmte Spannungsverteilung auf den Leitern einer Leitung aus, ohne dass die Spannungen eine Änderung in ihrer Amplitude oder Phasenlage zueinander erfahren. Aus der rein imaginären Impedanz- und Admittanzbelagsmatrix wird die Ausbreitungsmatrix $\underline{\underline{A}}$ aufgestellt. Nach der Lösung des Eigenwertproblems kann die charakteristische Wellenimpedanzmatrix $\underline{\underline{Z}}_c$ berechnet werden, aus der weiterhin mit bekannten Admittanzmatrizen der Abschlussnetzwerke am Leitungsanfang und -ende die jeweiligen Reflektionsmatrizen $\underline{\underline{\Gamma}}_a$ und $\underline{\underline{\Gamma}}_b$ berechnet werden können. Da eine verlustfreie Leitung vorausgesetzt wird, handelt es sich bei diesen Elementen um rein reelle Größen.

Zwar kann in den meisten Fällen Längshomogenität, die sich auf die Geometrie der Leiterführung, wie auch auf die Stoffeigenschaften des Dielektrikums bezieht, vorausgesetzt werden, doch nicht die Eigenschaft der Symmetrie. Wegen des coaxialen Aufbaus der Leitungen kann unmittelbar ausgeschlossen werden, dass eine vollständig symmetrische Anordnung dieser Leitung über der Bezugsebene existiert. Folglich liefert die Lösung des Eigenwertproblems ungleiche Eigenwerte verschiedener Moden. Die Ausbreitungsgeschwindigkeiten v_n der einzelnen Moden können nach (2.23) und (2.35) durch

$$v_n = \frac{\omega}{\sqrt{\text{Im}[\lambda_n]}} \quad (5.11)$$

ermittelt werden [5]. Nach drei Reflexionen und der vierfachen Laufzeit ist eine Periode abgeschlossen, so dass die Eigenfrequenzen der Moden aus

$$f_{0,n} = v_n \cdot \frac{1}{4 \cdot l} = \frac{\omega}{\sqrt{\text{Im}[\lambda_n]}} \cdot \frac{1}{4 \cdot l} \quad (5.12)$$

berechnet werden können. Da über die Amplitudenverhältnisse der einzelnen Moden zunächst nichts bekannt ist, muss jede Mode gleichwertig betrachtet werden. Somit ist die Definition einer eindeutigen Laufzeit des Spannungsvektors auf der Leitung nicht möglich, weswegen ein zeitabhängiger Spannungsverlauf an den Leitungsenden nicht ermittelt werden kann. Der Spannungsvektor der Leitungsenden kann nur über der Anzahl der Reflexionen aufgetragen werden. Dabei bleibt die oben genannte Modendispersion unberücksichtigt.

Eine Anregung der Leitung erfolgt durch eine eingeprägte zeitlich veränderliche Spannung auf wenigstens einem Leiter. In Kapitel 2.5.3 wird in Abhängigkeit der charakteristischen Wellenimpedanzmatrix und der Admittanzmatrix des Abschlussnetzwerkes die Berechnung des gesamten primären hinlaufenden Spannungsvektors

5.1 Berechnung der Leitung nach der analytischen Lösung

aus einer skalaren Anregung hergeleitet. Dort werden zwar komplexe Größen angesetzt, doch können diese durch zeitvariante Funktionen ersetzt werden. Der Spannungsvektor am Leitungsende wird aus folgender Reihe bestimmt:

$$\begin{aligned}
 & \underline{u}_{h1} \\
 & \underline{u}_{r1} = \underline{\Gamma}_e \cdot \underline{u}_{h1} \\
 & \underline{\underline{u}}_{e1} = \underline{u}_{h1} + \underline{u}_{r1} = \underline{\underline{\underline{E}}} + \underline{\underline{\Gamma}}_e \cdot \underline{u}_{h1} & 1. \text{ Reflexion} \\
 & \underline{u}_{h2} = \underline{\Gamma}_a \cdot \underline{u}_{r1} = \underline{\Gamma}_a \underline{\Gamma}_e \underline{u}_{h1} \\
 & \underline{u}_{r2} = \underline{\Gamma}_e \cdot \underline{u}_{h2} = \underline{\Gamma}_e \underline{\Gamma}_a \underline{\Gamma}_e \cdot \underline{u}_{h1} \\
 & \underline{\underline{u}}_{e2} = \underline{u}_{e1} + \underline{u}_{h2} + \underline{u}_{r2} = \underline{\underline{\underline{E}}} + \underline{\underline{\Gamma}}_e + \underline{\Gamma}_a \underline{\Gamma}_e + \underline{\Gamma}_e \underline{\Gamma}_a \underline{\Gamma}_e \cdot \underline{u}_{h1} & 2. \text{ Reflexion} \\
 & \cdot \\
 & \cdot \\
 & \underline{\underline{u}}_{en} = \underline{u}_{e\ n-1} + \underline{u}_{h\ n} + \underline{u}_{r\ n} = \underline{\underline{\underline{E}}} + \underline{\underline{\Gamma}}_e + \underline{\Gamma}_a \underline{\Gamma}_e + \underline{\Gamma}_e \underline{\Gamma}_a \underline{\Gamma}_e + \dots \cdot \underline{u}_{h1} & n. \text{ Reflexion}
 \end{aligned}$$

5.1.2 Berücksichtigung der Modendispersion und leitungsgebundener Kopplung

Um die Spannungsverläufe an den Leitungsenden über der Zeit bestimmen zu können, müssen die Ausbreitungsgeschwindigkeiten der einzelnen Moden in der Berechnung berücksichtigt werden. Ein beliebiger sich auf der Leitung ausbreitender Spannungsvektor, der aus der Überlagerung mehrerer Moden besteht, wird sich entlang seines Weges wegen der unterschiedlichen Modengeschwindigkeiten sowohl im Modalbereich wie auch im Originalbereich verändern. Durch diesen als Modendispersion bezeichneten Effekt wird die leitungsgebundene Kopplung hervorgerufen (vgl. Kapitel 2.5.1). An Leitern, denen zu Beginn die Spannung Null eingeprägt wurde, können somit nach einer beliebigen Wegstrecke Spannungen gegen das Bezugspotential anliegen.

Die Berücksichtigung der Modendispersion bedingt die Berechnung der modalen Spannungsvektoren aus den anregenden reflektierten Eigenwellen. Dazu erfolgt zunächst die in Gleichung (2.49) bereits genannte Transformation der Anregungsfunktion in den Modalbereich, die hier als $\mathbf{W}(\underline{u}(t))$ mit

$$\mathbf{W}(\underline{u}(t)) = \mathbf{V}^{-1} \cdot \underline{u}(t) = \underline{u}_w(t) \quad (5.13)$$

definiert wird. Für die reflektierten Größen gilt mit Gl. (2.62)

$$\begin{aligned} \underline{\underline{V}} \cdot \underline{u}_{w,rück,hin}(t) &= \underline{\underline{\Gamma}}_{e,a} \underline{\underline{V}} \cdot \underline{u}_{w,hin,rück}(t) \\ \Leftrightarrow \underline{u}_{w,rück,hin}(t) &= \underline{\underline{V}}^{-1} \underline{\underline{\Gamma}}_{e,a} \underline{\underline{V}} \cdot \underline{u}_{w,hin,rück}(t) = \underline{\underline{\Gamma}}_{w,e,a} \cdot \underline{u}_{w,hin,rück}(t), \quad (5.14) \end{aligned}$$

woraus die Berechnungsvorschrift für $\underline{\underline{\Gamma}}_{w,e,a}$, der Reflektionsmatrix im Modalbereich, folgt. Wegen der Allgemeingültigkeit von (5.13) und (5.14) sind komplexe Größen eingeführt worden. Da die Leitung im Zeitbereich vorerst als verlustlos angenommen wird, sind alle Größen auch im Bildbereich rein reell. Das die Leitung am Anfang und Ende abschließende Netzwerk kann so strukturiert sein, dass eine einfallende Eigenwelle mehrere oder alle Eigenwellen der Leitung in Form reflektierter Wellen anregt. Dieser als Modenkopplung bezeichnete Effekt ist jedoch nicht zeitvariant und wird auch bei der Berechnung im Originalbereich berücksichtigt. Zur Berechnung des gesamten modalen orts- und zeitabhängigen Spannungsvektors, muss jede Eigenwelle einzeln betrachtet werden. Es bietet sich an die berechneten Daten in Form einer Baumstruktur [128] zu speichern. Die erste Wurzel, der in Abbildung 5.2 dargestellten Struktur für eine Sechsfachleitung über einer Bezugsebene, enthält den ersten hinlaufenden Spannungsvektor $\underline{u}_{w,1,1}(t)$. Dabei bezeichnet die erste Zahl im Index die Tiefe im Baum, die zweite Zahl die Wurzel von links mit eins beginnend. Jeder Vektor enthält mehrere Elemente, die Eigenwellen, deren Anzahl im gewählten Beispiel maximal sechs ist.

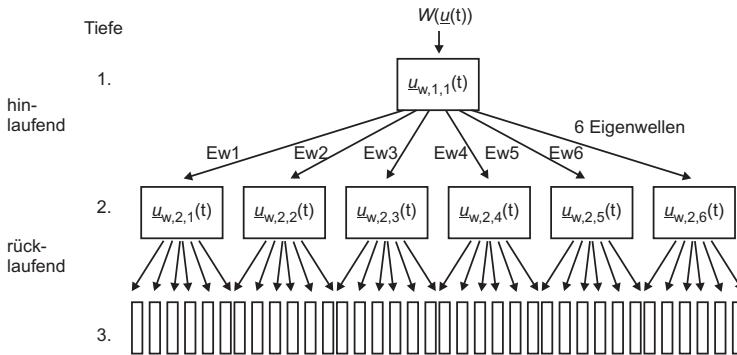


Abbildung 5.2: Datenstruktur des Algorithmus zur Berechnung der Spannungen an den Leitungsenden nach mehrfachen Reflexionen im Zeitbereich

5.1 Berechnung der Leitung nach der analytischen Lösung

Jede folgende Wurzel wird nach dem Eintreffen der entsprechenden Eigenwelle erzeugt und enthält den durch die eintreffende Eigenwelle hervorgerufenen Spannungsvektor $\underline{u}_{w,m,n}(t)$

$$\underline{u}_{w,m,n}(t) = \begin{cases} \underline{\Gamma}_{w,e,a} \cdot \begin{pmatrix} \delta_{1,i} \\ \delta_{2,i} \\ \delta_{3,i} \\ \delta_{4,i} \\ \delta_{5,i} \\ \delta_{6,i} \end{pmatrix} \cdot u_{w,m-1,j,k}(t - t_{\text{lauf},i}) & t \geq t_{\text{lauf},i} \\ 0, & t < t_{\text{lauf},i}. \end{cases}$$

$\delta_{m,n}$ stellt dabei das Kronecker-Symbol dar [8], mit dessen Hilfe der neue Spannungsvektor zur Eigenwelle i gebildet wird. $t_{\text{lauf},i}$ ist die einfache Laufzeit der Eigenwelle i auf der Leitung. Je nach dem, ob die anregende Welle hin- oder rücklaufend ist, erfolgt die Multiplikation des Spannungsvektors mit der anfangs- oder endseitigen Reflektionsmatrix. Für die Indices j,k gilt

$$j = \frac{(n-1) - (n-1) \bmod 6}{6}, \quad (5.15)$$

$$k = (n-1) \bmod 6 + 1, \quad (5.16)$$

mit „mod“ als der *Modulo*-Funktion, so dass j nur Werte zwischen 1..6 annimmt und k den Übertrag von j darstellt. Parallel dazu werden die Spannungsverläufe am Leitungsanfang und -ende jeder Eigenwelle bzw. jedes Eigenwellenvektors ermittelt. Zur Abgrenzung zu den reinen Eigenwellenvektoren werden diese Spannungsvektoren mit einem Apostroph gekennzeichnet:

$$\underline{u}'_{w,m,n}(t) = \left(\underline{\underline{E}} + \underline{\Gamma}_{w,e,a} \right) \cdot \underline{u}_{w,j,k}(t). \quad (5.17)$$

Der vollständige modale Spannungsvektor am Anfang oder Ende wird aus der Vektorsumme aller eingetroffenen einzelnen Spannungsvektoren gebildet. Dabei müssen hin- und rücklaufende Eigenwellen voneinander getrennt werden. Die inverse Transformation $W^{-1}(u_w(t))$ transformiert den modalen Spannungsvektor in den Originalbereich:

$$\underline{u}_a(t) = W^{-1}(\underline{u}_{a,w}(t)) = \underline{\underline{V}} \cdot \left(\sum_{m=2,4,6,\dots} \sum_{n=1}^{6^{m-1}} \underline{u}'_{w,m,n}(t) \right), \quad (5.18)$$

$$\underline{u}_e(t) = W^{-1}(\underline{u}_{e,w}(t)) = \underline{\underline{V}} \cdot \left(\sum_{m=1,3,5,\dots} \sum_{n=1}^{6^{m-1}} \underline{u}'_{w,m,n}(t) \right). \quad (5.19)$$

Der Rechenaufwand kann durch eine Potenzfunktion $f(n) = n^m$ angenähert werden. Mit m wird die Anzahl der Leiter abzüglich dem Bezugsleiter angegeben und n sei die Anzahl der Reflexionen. Daraus wird deutlich, dass eine berechenbare Lösung nur für eine stark begrenzte Anzahl an Reflektionen zu erhalten ist. Als Beispiel werde eine 15 m lange 6-fach Leitung betrachtet, deren Moden sich nicht schneller als mit $v_{\max} = 2 \cdot 10^8$ m/s ausbreiten. Nach einer halben Mikrosekunde wurden etwa sechs Reflexionen abgeschlossen und $6^6 = 46.656$ einzelne Wellen berechnet. Nach einer Mikrosekunde sind bereits 13 Reflexionen abgeschlossen und es müssten etwa $13 \cdot 10^9$ einzelne Wellen berechnet werden. Da bisher alle Eigenwellen unabhängig des Betrages ihrer Amplitude berücksichtigt wurden, besteht die Möglichkeit den Algorithmus durch die Einführung einer Näherung zu beschleunigen. Für die Beträge der Amplituden der jeweils neu angeregten Eigenwellen wird dafür eine untere Grenze definiert, ab deren Unterschreiten die neuen Eigenwellenvektoren nicht gebildet werden. Die anschauliche Baumstruktur ersetzt eine lineare Liste [128], deren Datenstrukturen um die Information ob hin- oder rücklaufende Welle erweitert werden. Es erfolgt eine drastische Datenreduktion, die jedoch einen Näherungsfehler zur Folge hat. Durch die Wahl der unteren Grenze kann die Berechnungsgeschwindigkeit und der Fehler eingestellt werden.

5.1.3 Berücksichtigung der Moden- und chromatischer Dispersion

Zur weiteren Annäherung des analytischen Rechenmodells an die reale Leitung werden nun die Widerstandsbelagsmatrix $\underline{\underline{R}}'$ und die Leitwertbelagsmatrix $\underline{\underline{G}}'$ eingeführt. In einer späteren Untersuchung des Verhältnisses der Wirkungen beider Matrizen zueinander zeigt sich, dass der Einfluss des verlustbehafteten Dielektrikums erst bei sehr hohen Frequenzanteilen, deren Amplituden bereits sehr gering sind, überwiegt. Der Vollständigkeit halber wird an dieser Stelle jedoch nicht auf die Berücksichtigung des Leitwertbelages verzichtet. Die Ausbreitungsmatrix $\underline{\underline{A}}$ der verlustbehafteten Leitung wird zu einer frequenzvarianten komplexen Größe mit veränderlichem Verhältnis von Real- zu Imaginärteil. Für die algorithmisierte Berechnung wird die skalare Anregungsfunktion $u_n(t)$ eines Leiters n zunächst durch eine Fouriertransformation in den Frequenzbereich überführt [10]:

$$u_n(t) \circ \bullet U_n(j\omega).$$

Es folgt eine Schleife über alle Frequenzen, in der das Eigenwertproblem der komplexen Ausbreitungsmatrix $\underline{\underline{A}}$, für die aktuelle Frequenz ω_k gelöst wird. Auch frequenzabhängige Leitungsbeläge und Abschlussnetzwerke können dabei berücksichtigt werden. Mit der zuvor berechneten charakteristischen Wellenimpedanzmatrix und der Admittanzmatrix des eingangsseitigen Abschlussnetzwerkes erfolgt nach

5.1 Berechnung der Leitung nach der analytischen Lösung

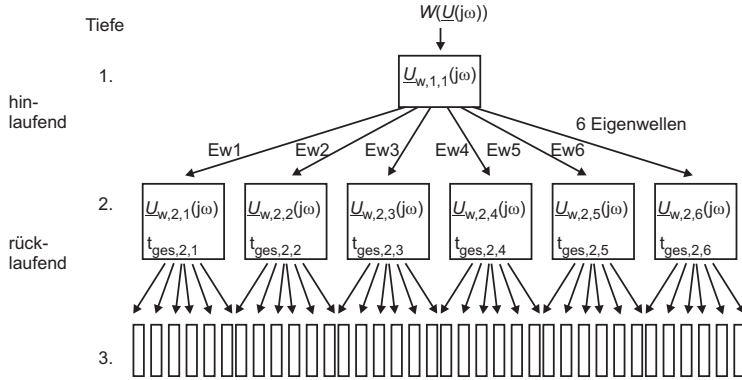


Abbildung 5.3: Datenstruktur des Algorithmus zur Berechnung der Spannungen an den Leitungsenden nach mehrfachen Reflexionen im Frequenzbereich

Gleichung (2.66) für die aktuelle Frequenz die Berechnung des komplexen Vektors der primären hinlaufenden Wanderwelle vom Leitungsanfang

$$\underline{U}_{1,1}(j\omega_k) = \begin{pmatrix} U_{1,1,1}(j\omega_k) \\ \vdots \\ U_{1,1,6}(j\omega_k) \end{pmatrix}.$$

Nach

$$\underline{U}_{w,1,1}(j\omega_k) = \underline{W}(\underline{U}_{1,1}(j\omega_k)) = \underline{V}^{-1} \cdot \underline{U}_{1,1}(j\omega_k)$$

erfolgt die Transformation in den Modalraum. Die Berechnung der modalen reflektierten Komponenten gestaltet sich durch die zusätzliche Transformation in den Frequenzraum anders als in Kapitel 5.1.2. Jede eingetretene Eigenwelle erregt durch Modenkopplung wie zuvor eine reflektierte Gruppe mit maximal allen möglichen Eigenwellen. Jedoch wird zuvor durch die Multiplikation mit $e^{-\gamma_i \cdot l}$ die Dämpfung und die Phasenverschiebung durch den einmaligen Leitungsdurchlauf, die der Zeitverschiebung im Urbildbereich entspricht, berücksichtigt. Das negative Vorzeichen erklärt sich durch die negative Zeitverschiebung. Wenn nach dem ersten Durchlauf am Leitungsende die Wanderwelle eintrifft, entspricht dort der Spannungsverlauf, abgesehen von Dispersion und Dämpfung, dem Verlauf am Leitungsanfang vor der Zeit des einfachen Leitungsdurchlaufes. Der Index i bezeichnet die entsprechende Eigenwelle. Abbildung 5.3 stellt wiederholt die Baumstruktur mit veränderten Wurzeinträgen dar. Zusätzlich muss die Ankunftszeit $t_{ges,m,n}$ der entsprechenden

Eigenwelle in der Wurzel mit gespeichert werden, um in der nächsttieferen Ebene ermitteln zu können, ob die erzeugten Eigenwellen am entgegengesetzten Leitungsende entsprechend der Gesamtzeit noch eintreffen. Diese Information war zuvor in der zeitabhängigen Funktion $u_{w,r,m,n}(t)$ enthalten. Für die Funktionen $\underline{U}_{w,m,n}(j\omega)$ und $\underline{U}'_{w,m,n}(j\omega)$ gilt

$$\underline{U}_{w,m,n}(j\omega) = \begin{cases} \underline{\Gamma}_{w,e,a}(j\omega) \cdot \begin{pmatrix} \delta_{1,i} \\ \delta_{2,i} \\ \delta_{3,i} \\ \delta_{4,i} \\ \delta_{5,i} \\ \delta_{6,i} \end{pmatrix} \cdot \underline{U}_{w,j,k}(j\omega) \cdot e^{-\gamma_i \cdot l} & t \geq t_{\text{lauf},i} \\ 0, & t < t_{\text{lauf},i} \end{cases}$$

und

$$\underline{U}'_{w,m,n}(j\omega) = \left(\underline{E} + \underline{\Gamma}_{w,e,a}(j\omega) \right) \cdot \underline{U}_{w,j,k}(j\omega) \cdot e^{-\gamma_i \cdot l}$$

mit den Indices j, k nach (5.15) und (5.16). Die Rücktransformation aus dem Modalbereich erfolgt analog zu Kapitel 5.1.2, in dem ausschließlich die Modendispersion berücksichtigt wurde:

$$\underline{U}_a(j\omega) = W^{-1}(\underline{U}_{a,w}(j\omega)) = \underline{V} \cdot \left(\sum_{m=2,4,6,\dots} \sum_{n=1}^{6^{m-1}} \underline{U}_{w,m,n}(t) \right), \quad (5.20)$$

$$\underline{U}_e(j\omega) = W^{-1}(\underline{U}_{e,w}(j\omega)) = \underline{V} \cdot \left(\sum_{m=1,3,5,\dots} \sum_{n=1}^{6^{m-1}} \underline{U}'_{w,m,n}(j\omega) \right). \quad (5.21)$$

An dieser Stelle ist die Schleife über alle Frequenzen erreicht. Die beiden Vektoren $\underline{U}_a(j\omega)$ und $\underline{U}_e(j\omega)$ können separat gespeichert werden, so dass der Speicherbereich des Baumes freigegeben werden kann. Nach dem vollständigen Durchlauf über alle Frequenzen erfolgt die inverse Fouriertransformation aus dem Frequenz- in den Zeitbereich

$$\underline{U}_a(j\omega) \bullet \text{---} \underline{u}_a(t), \quad (5.22)$$

$$\underline{U}_e(j\omega) \bullet \text{---} \underline{u}_e(t). \quad (5.23)$$

Um die Berechnung zu beschleunigen und für große Zeitintervalle überhaupt zu ermöglichen, ist es sinnvoll wie zuvor für die Amplituden einen Mindestbetrag einzuführen. Neue Eigenwellengruppen werden nur dann erzeugt, wenn der Betrag der

5.1 Berechnung der Leitung nach der analytischen Lösung

Amplitude über dem Mindestbetrag liegt. Die Baumstruktur wird wiederum durch eine lineare Liste ersetzt, so dass sich der notwendige Speicherbedarf erheblich verringert. In den Vergleichen der Berechnungen mit den Messungen hat es sich als sinnvoll erwiesen, die Amplitudengrenze frequenzabhängig zu machen. Da die Amplituden geringer Frequenzen wesentlich höher sind als die der hohen, kann es bei fixer Grenze vorkommen, dass hohe Frequenzen gar nicht mehr in die Berechnung mit einfließen. Gute in Kapitel 5.4.2 und 5.6.2 vorgestellte Ergebnisse lassen sich durch

$$|U|_{\min} \propto \frac{k}{f} \quad (5.24)$$

oder

$$|U|_{\min} \propto \frac{k}{\sqrt{f}} \quad (5.25)$$

mit k als konstantem Faktor erreichen. Wobei mit (5.25) die Berechnungsgeschwindigkeit bei noch guten Ergebnissen wesentlich höher liegt als mit (5.24).

5.1.4 Bewertung von Widerstands- und Leitwertbelag

Die Untersuchung der verschiedenen Einflüsse von Widerstands- und Leitwertbelag begründet sich in den geringen Verlustfaktoren heutzutage verwendeter Dielektrika. Die Vernachlässigung der Komponente geringeren Einflusses kann bei der Berechnung zu starken Vereinfachungen führen. Die beispielhafte Berechnung erfolgt anhand des in Kapitel 5.4 analytisch berechneten frequenzinvarianten Induktivitätsbelages, der einfachen coaxialen Leitung ohne Bezugsebene. Nur dadurch ergeben sich definierte Verhältnisse, wie z. B. längshomogenes verlustbehaftetes Dielektrikum oder längshomogene geometrische Abmaße. Der Verlustfaktor wird in 5.4 zu $\tan \delta = 0,0005$ festgelegt. Der Widerstandsbelag des Schirmes sei näherungsweise frequenzunabhängig, während der des Innenleiters nach Gleichung (5.49) unter Berücksichtigung des Skineffektes bestimmt wird. Der Leitwertbelag ergibt sich aus Gleichung (5.46).

Nach [6] kann durch Umwandlungen der Telegraphengleichung (2.5) der die Dämpfung D beschreibende Ausdruck

$$D = \frac{1}{2} \left(\frac{R'}{L'} + \frac{G'}{C'} \right) \quad (5.26)$$

hergeleitet werden. Für die beiden Quotienten $\frac{R'}{L'}$ und $\frac{G'}{C'}$ folgt mit den Gleichungen (5.46) und (5.49):

$$\frac{R'}{L'} = \frac{1}{L' \cdot d} \cdot \sqrt{\frac{\rho^3}{\pi^3 \cdot f \cdot \mu}} \quad (5.27)$$

$$\frac{G'}{C'} = 2 \cdot \pi \cdot f \cdot \tan \delta. \quad (5.28)$$

Die beiden Funktionen sind in Abbildung 5.4 über der Frequenz doppelt logarithmisch aufgetragen. Aus dem Vergleich geht hervor, dass für geringe Frequenzen der Einfluss des Widerstandsbelages deutlich dominiert, jedoch für hohe Frequenzen der des Leitwertbelages. Können bestimmte Frequenzbänder ausgeschlossen werden oder sind die Amplituden in den Bereichen vernachlässigbar klein, lassen sich daraus Näherungsbedingungen dahingehend ableiten, dass Widerstands- oder Leitwertbeläge vernachlässigt werden. Im Folgenden bleibt der Leitwertbelag unberücksichtigt. Diese Näherung hat bis hin zu sehr hohen Frequenzen Gültigkeit [129].

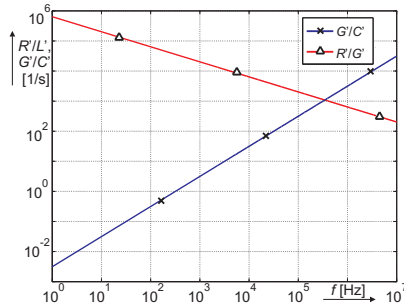


Abbildung 5.4: Dämpfungsterme $\frac{R'(f)}{L'}$ und $\frac{G'(f)}{C'}$ über der Frequenz

5.1.5 Ermittlung der oberen Grenzfrequenz

Die Berücksichtigung der chromatischen Dispersion bedingt eine Berechnung des in den Frequenzraum transformierten Signales, so dass zwangsläufig die obere Grenzfrequenz ermittelt werden muss. Abbildung 5.5 a zeigt den Spannungsverlauf an den Anschlussklemmen des in späteren Versuchen verwendeten Umrichters. Die Spannungsanstiegsgeschwindigkeit beträgt ca. $4 \text{ kV}/\mu\text{s}$. Ein Extremfall eines idealen Schaltvorganges einer Anstiegsgeschwindigkeit von $10 \text{ kV}/\mu\text{s}$ ist ebenso aufgeführt. In Abbildung 5.5 b sind die einseitigen Fourierspektren beider Verläufe dargestellt. Ab einer Frequenz von $6,5 \text{ MHz}$ sind die Amplituden auf etwa 1% des Gleichanteils abgefallen und bei 10 MHz bereits auf 0,56%. Darauf basierend wird festgelegt, dass die obere Grenzfrequenz der Berechnungen bei 10 MHz liegt.

5.1 Berechnung der Leitung nach der analytischen Lösung

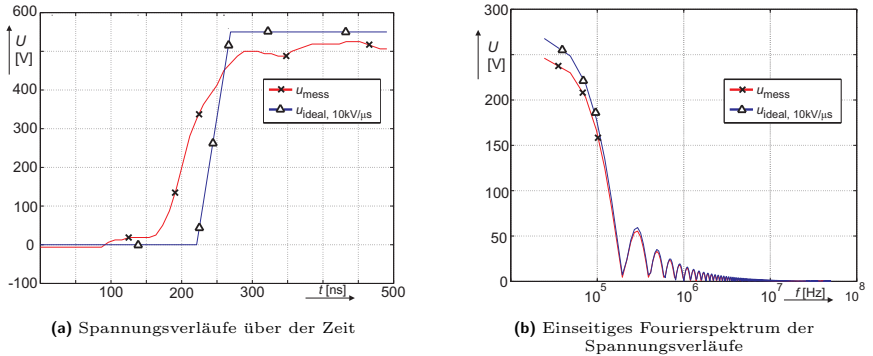


Abbildung 5.5: Zeitliche (a) und fouriertransformierte (b) Spannungsverläufe an den Wechselrichterklennen

5.1.6 Einschränkungen und Fehler

Durch die angestrebte analytische Berechnung der Leitung kann die Problemlösung vorteilhafterweise durch einen Satz geschlossener Formeln beschrieben werden. Die bisherigen Abschätzungen galten der Vereinfachung dieser Berechnungen. Jedoch existieren Effekte, die durch das analytische Verfahren nicht exakt berücksichtigt werden können, und somit Einschränkungen der Genauigkeit darstellen. In dem Fall ist ein geringer Einfluss dieser Effekte auf das Ergebnis wünschenswert.

Dämpfung durch Abstrahlung

Sowohl für Gleich- wie auch für Gegentaktanteile bilden die Leiter relativ großflächige Schleifen. Die dadurch aufgespannte parasitäre Antenne führt bei sprungförmiger Anregung zu Abstrahlung insbesondere hochfrequenter Anteile. Die Abstrahlungsverluste können in dem Leitungsmodell nach der klassischen Leitungstheorie nicht exakt berücksichtigt werden [125]. Wird die Leiteranordnung durch eine Antenne mit einem bestimmten Strahlungswiderstand beschrieben, so könnte dieser auf die Länge normiert und auf den Wi-

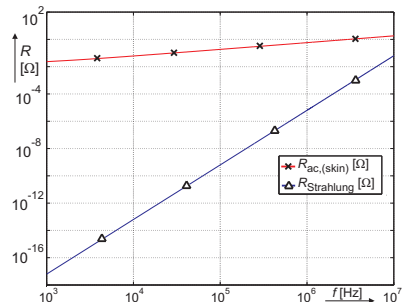


Abbildung 5.6: Vergleich zwischen Wechselstromwiderstand und Strahlungswiderstand der 80 m langen Leitung

derstandsbelag addiert werden, so dass sich wenigstens eine angenäherte Berücksichtigung der Verluste ergibt. Hinsichtlich des Gleichtaktersatzschaltbildes mit der motorseitigen parasitären Wicklungs-Gehäusekapazität liegt es nahe die Struktur durch eine magnetische Antenne zu beschreiben. Nach [130] befindet sich der Strahlungswiderstand etwa im Milliohmbereich und kann näherungsweise aus

$$R_s \approx 31.171 \, \Omega \cdot \left(\frac{A}{\lambda^2} \right)^2 \quad (5.29)$$

berechnet werden. A bezeichnet dabei die von der Antenne aufgespannte Fläche. Beispielfhaft wird für die in Abbildung 5.16 dargestellte Leiterstruktur der Länge $l = 80 \text{ m}$ der Strahlungswiderstand mit dem durch den Skineneffekt erhöhten Wechselstromwiderstand der Leitung über der Frequenz in Relation gesetzt. Dem Ergebnis in Abbildung 5.6, in doppelt logarithmischer Darstellung aufgetragen, kann entnommen werden, dass in dem betrachteten Frequenzintervall der Einfluss des Strahlungswiderstandes gegenüber den ohmschen Verlusten vernachlässigbar klein ist. Der darüberhinaus schlechte Antennenwirkungsgrad begründet sich in der ungünstigen geometrischen Form. Nach [130] spannt der Leiter einer optimalen magnetischen Antenne einen Kreis auf.

Bewertung des Proximityeffektes

Die Beeinflussung der Stromdichteverteilung eines Leiters durch die magnetischen Felder infolge der Ströme anderer benachbarter Leiter, der Proximity-Effekt [131], kann in der analytischen Lösung der Gleichungen nach der klassischen Leitungstheorie nicht berücksichtigt werden. Die Wirkung des Proximityeffektes kann analog zum Skineneffekt durch eine effektive Widerstandserhöhung beschrieben werden. Doch müssen sobald die Leitung aus mehr als zwei Leitern besteht die Stromdichteverteilungen, oder näherungsweise zumindest die Stöme der anderen Leiter bekannt sein, deren Berechnung gerade das Ziel ist. Insofern kann bei einer Mehrfachleitung das Problem nicht durch einen Satz geschlossener Formeln, sondern nur durch numerische Verfahren gelöst werden. Eine qualitative Abschätzung des Verhältnisses der Einflüsse zwischen dem Skin- und dem Proximity-

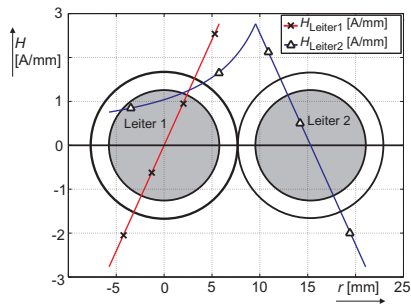


Abbildung 5.7: Feldverläufe in einem Leiter bei Rückstrom im dicht angrenzenden benachbarten Leiter ($I = 100 \text{ A}$)

5.2 Berechnung der Leitung durch Netzwerkanalyse

tyeffekt kann der Vergleich der magnetischen Felder in einem Leiter liefern. Angenommen zwei der in den Versuchen verwendeten Leiter³⁾ verlaufen als Hin- und Rückleiter parallel und berühren sich dabei, so ergibt sich in einem Leiter das in Abbildung 5.7 dargestellte Feldbild. Dem Feldverlauf von Leiter 1 entlang der Abszisse kann entnommen werden, dass an den Grenzen das durch den eigenen Strom hervorgerufene Feld größer ist. Somit überwiegt der Einfluss des berücksichtigten Skineffektes. Zwar ist dadurch der Einfluss des Proximityeffektes noch nicht vollständig vernachlässigbar, jedoch ist die angenommene dichte Verlegeweise nicht von praktischer Relevanz, so dass sein Einfluss nochmals verringert wird.

5.2 Berechnung der Leitung durch Netzwerkanalyse

Eine Möglichkeit zur numerischen Berechnung der Leitung stellt die Verwendung eines Netzwerkanalyseprogrammes dar. Die Leitung wird durch Kettenglieder mit konzentrierten passiven und aktiven Bauelementen beschrieben. Während passive Bauelemente die Verhältnisse zwischen Spannungen und Strömen eines Leiters frei der Einflüsse anderer Leiter beschreiben, dienen ideale Quellen der Einprägung von einkoppelnden Spannungen und Strömen. Wird die kapazitive Kopplung durch konzentrierte Kapazitäten und die induktive durch Kopplungsterme konzentrierter Induktivitäten eines Kettengliedes dargestellt, entfallen die idealen Spannungs- und Stromquellen. Über die gewählte Länge eines durch ein Kettenglied dargestellten Leitungsabschnittes kann auf die Genauigkeit Einfluss genommen werden. Die Werte der Bauelemente jedes Kettengliedes können beliebig gewählt werden. Somit kann jede Leitung, auch eine längsinhomogene, durch Netzwerkanalyse numerisch berechnet werden, was einer *Full-Wave-Analyse* entspricht [125]. Ferner kann jedes Berechnungsverfahren, auf dessen Grundlage ein elektrisches Ersatschaltbild mit konzentrierten Elementen aufgestellt werden kann, numerisch mit einem Netzwerkanalyseprogramm gelöst werden. Speziell für die längshomogene Leitung vereinfacht sich das Problem des Aufstellens der Kopplungsterme. Durch die ebenfalls längshomogene Feldverteilung kann die Kopplung abschnittsweise definiert werden. Die minimale Anzahl an Kettengliedern kann nach [132] aus dem Quotienten der Bandbreite und der ersten Resonanzfrequenz, bei der die Leitungslänge $1/4$ der Wellenlänge beträgt, ermittelt werden. Um jedoch das Frequenzverhalten, wie auch die Laufzeit gut approximieren zu können, sollte eine weitaus höhere Anzahl n von Kettengliedern gewählt werden, so dass mit (2.67) und (2.68)

$$\left| \gamma \cdot \frac{l}{n} \right| \ll 1 \quad (5.30)$$

gilt.

³⁾Kabelschlepp, LifLine700C, 70mm²

5.3 Ermittlung der Leitungskonstanten

Die Leitungskonstanten werden unter der Annahme, dass die Leitung näherungsweise längshomogen ist, ermittelt. Die Beeinflussung der primären Leitungskonstanten durch den Skineffekt werden indirekt berücksichtigt, jedoch können die Einflüsse des Proximityeffektes, wie in 5.1.6 begründet, nicht berücksichtigt werden.

5.3.1 Vermessung der Leitung

Zur Bestimmung der Leitungskonstanten für diskrete Frequenzen durch Vermessung des Kurzschluss- und Leerlaufverhaltens wird in [133] ein Verfahren vorgestellt. Die Spannungs- und Stromverteilung einer beliebigen Leitung kann durch

$$\begin{pmatrix} \underline{U}(z) \\ \underline{I}(z) \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} \underline{\Phi}_{11}(z) & \underline{\Phi}_{12}(z) \\ \underline{\Phi}_{21}(z) & \underline{\Phi}_{22}(z) \end{pmatrix} \cdot \begin{pmatrix} \underline{U}(0) \\ \underline{I}(0) \end{pmatrix} \quad (5.31)$$

beschrieben werden [133]. Die Elemente der Kettenmatrix $\underline{\Phi}(z)$ lauten [134]

$$\underline{\Phi}_{11}(z) = \underline{Y}'^{-1} \cdot \cosh(\underline{V} \underline{\gamma} \underline{V}^{-1} \cdot z) \underline{Y}', \quad (5.32)$$

$$\underline{\Phi}_{12}(z) = -\underline{Z}_c \cdot \sinh(\underline{V} \underline{\gamma} \underline{V}^{-1} \cdot z), \quad (5.33)$$

$$\underline{\Phi}_{21}(z) = -\sinh(\underline{V} \underline{\gamma} \underline{V}^{-1} \cdot z) \cdot \underline{Z}_c^{-1}, \quad (5.34)$$

$$\underline{\Phi}_{22}(z) = \cosh(\underline{V} \underline{\gamma} \underline{V}^{-1} \cdot z), \quad (5.35)$$

wobei alle Größen außer dem Ort z auch eine Funktion der Frequenz sein können, die hier aus Gründen der Übersicht nicht mit aufgeführt wurde. Zur Leerlaufmessung der Leitung bekannter Länge l sind die Enden am Ort $z = 0$ offen. Die Ströme der am Leitungsanfang ($z = -l$) gegen das Bezugspotential kurzgeschlossenen Leiter werden gemessen, während jeweils ein Leiter durch einen Frequenzgenerator mit diskreter Frequenz ω angeregt wird. Aus dem Quotienten der anregenden Spannung und dem zugehörigen Stromtupel kann im Folgeschritt die Leerlaufeingangsimpedanzmatrix $\underline{Z}_{a,LL}$ berechnet werden. Die Kurzschlussmessung erfolgt bei gegen das Bezugspotential kurzgeschlossenen Leitern des Leitungsendes ($z = 0$). Die Spannungen der am Leitungsanfang ($z = -l$) offenen Leiter werden gemessen, während jeweils ein Leiter wiederum durch den Frequenzgenerator mit diskreter Frequenz ω angeregt wird. Die Kurzschlusseingangsimpedanzmatrix $\underline{Z}_{a,ks}$ wird aus dem Quotienten eines Spannungstupels und dem zugehörigen anregenden Strom gebildet. Aus den Randbedingungen $\underline{U}(0) = \underline{0}$ im Kurzschlussfall und $\underline{I}(0) = \underline{0}$ im Leerlauf fall lässt sich aus Gleichung (5.31) die Leerlauf- und Kurzschlussimpedanzmatrix herleiten:

5.3 Ermittlung der Leitungskonstanten

$$\begin{aligned}\underline{U}_{LL}(-l) &= \underline{\Phi}_{11}(-l) \cdot \underline{\Phi}_{21}^{-1}(-l) \cdot \underline{I}_{LL}(-l) \\ \Rightarrow \underline{Z}_{\text{tg,LL}}(-l) &= \underline{Z}_{a,LL} = \underline{\Phi}_{11}(-l) \cdot \underline{\Phi}_{21}^{-1}(-l),\end{aligned}\quad (5.36)$$

$$\begin{aligned}\underline{U}_{ks}(-l) &= \underline{\Phi}_{12}(-l) \cdot \underline{\Phi}_{22}^{-1}(-l) \cdot \underline{I}_{ks}(-l) \\ \Rightarrow \underline{Z}_{\text{tg,ks}}(-l) &= \underline{Z}_{a,ks} = \underline{\Phi}_{12}(-l) \cdot \underline{\Phi}_{22}^{-1}(-l).\end{aligned}\quad (5.37)$$

Werden (5.32) .. (5.35) in (5.36) und (5.37) eingesetzt, so folgt

$$\underline{Z}_{a,LL} = \left(\tanh \left(\underline{V} \underline{\gamma} \underline{V}^{-1} \cdot (-l) \right) \right)^{-1} \cdot \underline{Z}_c \quad (5.38)$$

$$\underline{Z}_{a,ks} = \left(\tanh \left(\underline{V} \underline{\gamma} \underline{V}^{-1} \cdot (-l) \right) \right) \cdot \underline{Z}_c. \quad (5.39)$$

Umstellen und gegenseitiges Einsetzen ergibt

$$\tanh \left(\underline{V} \underline{\gamma} \underline{V}^{-1} \cdot (-l) \right) = \underline{Z}_{a,ks} \cdot \underline{Z}_{a,LL}^{-1}. \quad (5.40)$$

Wegen [11]

$$\sum_{m=0}^{\infty} k_m \underline{A}^m = \underline{V} \cdot \text{diag} \left[\sum_{m=0}^{\infty} k_m \lambda_1^m, \dots, \sum_{m=0}^{\infty} k_m \lambda_n^m \right] \cdot \underline{V}^{-1} \quad (5.41)$$

führt die Lösung des Eigenwertproblem von (5.40) direkt auf die Eigenvektoren von $\underline{A}$, bzw. $\left[\underline{V} \underline{\gamma} \underline{V}^{-1} \right]$, da die Funktion $\tanh \left(\underline{A} \cdot (-l) \right)$ durch eine Potenzreihe der Form $\sum_{m=0}^{\infty} k_m \underline{A}^m$ dargestellt werden kann. Somit kann die Eigenwertmatrix von $\left[\underline{V} \underline{\gamma} \underline{V}^{-1} \right]$, bei vorausgesetzt bekannter Leitungslänge, aus der inversen Hyperbelfunktion der Eigenwertmatrix von $\left[\underline{Z}_{a,ks} \cdot \underline{Z}_{a,LL}^{-1} \right]$ berechnet werden. Da es sich um Matrizen in Diagonalform handelt, gestaltet sich die Berechnung äußerst einfach. Ebenso folgt durch Umstellen und gegenseitiges Einsetzen von (5.38) und (5.39) für die charakteristische Leitungsimpedanzmatrix

$$\underline{Z}_c = \left(\underline{Z}_{a,ks} \cdot \underline{Z}_{a,LL}^{-1} \right)^{\frac{1}{2}} \cdot \underline{Z}_{a,ll}. \quad (5.42)$$

Daraus und mit Gleichung (2.56) können die Leitungsimpedanz- und Admittanzmatrizen zu

$$\underline{Z}' = \underline{V} \underline{\gamma} \underline{V}^{-1} \cdot \underline{Z}_c \quad (5.43)$$

$$\underline{Y}' = \underline{Z}_c^{-1} \cdot \underline{V} \underline{\gamma} \underline{V}^{-1} \quad (5.44)$$

bestimmt werden. Die Trennung von Real- und Imaginärteil, sowie die Division durch $j\omega$ der imaginären Matrizen führt auf die Leitungsbelagsmatrizen.

5.3.2 Berechnung der Leitungskonstanten

Bei bekannter Leitungsgeometrie und Stoffeigenschaften können alle primären Leitungskonstanten analytisch berechnet werden. Sofern mehrere Leiter über einer Bezugsebene geführt werden, bietet sich die Verwendung der Bildladungsmethode an. Die metallische Bezugsebene mit angenommen idealer Leitfähigkeit verursacht im freien Raum, in dem die anderen Leiter geführt werden, eine Feldverteilung, wie sie durch ein zur Oberfläche der Bezugsebene identisches jedoch spiegelverkehrtes Leitungssystem einstellen würde [4]. Bei der konkreten Berechnungen von Induktivitäten und Kapazitäten z. B. aus dem Energieerhaltungssatz ist zu beachten, dass nur der Halbraum energiegefüllt ist.

In [135] wird der Verlustfaktor zu

$$\tan \delta = \frac{1}{R \cdot \omega C} \quad (5.45)$$

definiert. Daraus folgt für den frequenzabhängigen Leitwertbelag

$$G' = \tan \delta \cdot \omega C'. \quad (5.46)$$

Der durch die Stromverdrängung infolge des Skineffektes erhöhte Wechselstromwiderstand berechnet sich nach [131] zu

$$R'_{\text{skin}} = \frac{1}{\pi \kappa \delta \cdot \left(1 - e^{-\frac{d}{2\delta}}\right) \cdot \left(d - \delta \cdot \left(1 - e^{-\frac{d}{2\delta}}\right)\right)}, \quad (5.47)$$

wobei δ die Eindringtiefe

$$\delta = 1/\sqrt{\pi f \mu \kappa} \quad (5.48)$$

ist. Für eine Abschätzung des Wechselstromwiderstandes wird in der Regel angenommen, dass der Strom in einem Zylinder der Dicke δ fließt. Damit kann der Widerstand überschlägig durch

$$R'_{\text{skin}} = \frac{\rho}{\delta \pi d} \quad (5.49)$$

berechnet werden [136]. Bei geringen Frequenzen besteht die Möglichkeit, dass die berechnete Eindringtiefe größer als die Dicke des Schirmes ist. Bei der algorithm-

5.4 Die einphasige koaxiale Leitung

misierten Berechnung wird gegebenenfalls die Schirmdicke als obere Grenze der Eindringtiefe gesetzt.

Wesentlich komfortabler gestaltet sich die Bestimmung der gesuchten Größen durch eine numerische Berechnung nach einer FEM-Methode.

Um den Fehler in der Berechnung der Stromdichteverteilung hinreichend klein zu halten, sollte nach [131] der Netzaufstand der Raumdiskretisierung etwa fünfmal kleiner als die Eindringtiefe der höchsten betrachteten Frequenz sein. Der mit steigender Verfeinerung des Netzes zunehmende Rechenaufwand und Speicherbedarf stellt eine Einschränkung bei der Definition des Netzes dar. Für hohe Frequenzen muss berücksichtigt werden, dass die Berechnung der inneren Induktivität fehlerbehaftet ist. Da sie infolge der Stromverdrängung bei hohen Frequenzen jedoch sehr viel geringer als die äußere Induktivität ist, kann der Fehler im Allgemeinen vernachlässigt werden. Probleme treten jedoch bei der Berechnung des Widerstandsbelages auf. Wegen der Vernachlässigung des Proximityeffektes kann der frequenzabhängige Wechselstromwiderstandsbelag, beeinflusst durch den Skineffekt, weiterhin durch die Gleichung (5.47) oder (5.49) berechnet werden.

5.4 Die einphasige koaxiale Leitung

Überschaubare Randbedingungen werden durch eine einfache koaxiale Leitung in definierter Höhe über einer Bezugsebene erreicht. Es handelt sich wegen Innenleiter, Schirm und Bezugsebene um eine Dreifachleitung mit zwei Eigenwellen unterschiedlicher Ausbreitungsgeschwindigkeiten, die durch Versuche gemessen und berechnet werden. Ein gravierender Unterschied zu der mehrphasigen koaxialen Leitung, wie sie im dreiphasigen Fall verwendet wird, besteht in der ausschließlichen Möglichkeit den Schirm gegen das Bezugspotential abzuschließen und nicht etwa gegen einen anderen Schirm. Im mehrphasigen Fall entspräche dies dem Abschluss nach der Gleichtaktmode.

In sämtlichen Versuchen wird die Motorleitung des Typs Life-Line Power One 700C, 70 mm² der Firma Kabelschlepp verwendet. Zur Aderisolation wird nach [137] der unpolare Kunststoff Polypropylen (PP) und für den Mantel Polyurethan verwendet.

5.4.1 Identifikation der Leitung

Wegen der nicht vollständig bekannten elektrischen Eigenschaften des verwendeten Motorkabels erfolgt zunächst eine Identifikation der einfachen koaxialen Leitung als Doppelleitung. Darauf folgt die Untersuchung der Leitung über einer Bezugsfläche.

Vermessung der koaxialen Leitung

Unter der Annahme einer nahezu verlustfreien Leitung werden durch Leerlauf und Kurzschlussmessungen zunächst die primären Leitungskonstanten der einfachen koaxialen Leitung ohne Berücksichtigung der Bezugsebene ermittelt. Da es sich um eine Doppelleitung handelt, sind sämtliche Größen skalar. Sofern die Vermessung bei hinreichend hohen Frequenzen durchgeführt wird, kann eine ausgeprägte Stromverdrängung angenommen werden, so dass der Induktivitäts- und Kapazitätsbelag näherungsweise frequenzinvariante Größen sind. Die Leitungswellenimpedanz lässt sich somit nach (5.42) für skalare Größen aus

$$Z_c = \sqrt{Z_{ks} \cdot Z_{ll}} \quad (5.50)$$

ermitteln, wobei Z_{ks} und Z_{ll} die Eingangswiderstände bei kurzgeschlossenem respektive offenem Ende sind. Eine Laufzeitmessung führt bei bekannter Leitungslänge auf die Ausbreitungsgeschwindigkeit v , so dass durch Umformung und Kombination von Gl. (2.10) und (2.11) L'_{koax} und C'_{koax} bestimmt werden können.

$$L'_{koax} = \frac{Z_c}{v} \quad (5.51)$$

$$C'_{koax} = \frac{L'}{Z_c^2} \quad (5.52)$$

Zur Messung der Eingangswiderstände bei verschiedenen Konfigurationen erfolgt die eingangsseitige Anregung der Leitung mit einem Frequenzgenerator⁴⁾ bei unterschiedlichen diskreten Frequenzen. Eingangsseitig werden die Spannung und der Strom, mittels eines Shuntwiderstandes⁵⁾ oszillographiert⁶⁾. Aus den in Tab. 5.1

f [MHz]	0,1	0,5	1
Z_{ll} [Ω]	319,75	65,84	31,20
Z_{ks} [Ω]	0,412	1,733	3,89
Z_0 [Ω]	11,48	10,68	11,02

Tabelle 5.1: Messergebnisse zur Bestimmung der Wellenimpedanz der verwendeten koaxialen Leitung unter Vernachlässigung von Dämpfung und chromatischer Dispersion

⁴⁾ M&R-Systems, WG1220

⁵⁾ 100 Ω , 0,25 Watt, 0,1%

⁶⁾ LeCroy, WaveRunner 64Xi-A

5.4 Die einphasige koaxiale Leitung

aufgeführten Messergebnissen ergibt sich eine mittlere Wellenimpedanz von $Z_0 = 11,06 \Omega$.

Mittels rechteckförmiger Anregung wird die Laufzeit der Welle auf einem 15 m langen Leitungsstück nach dem Oszillogramm zu $T_{\text{lauf}} = 75 \text{ ns}$ bestimmt. Die Ausbreitungsgeschwindigkeit beträgt somit $v = 2 \cdot 10^8 \frac{\text{m}}{\text{s}}$.

Daraus folgt für die primären Leitungsbeläge

$$L'_{\text{koax,mess}} = 55,3 \frac{\text{nH}}{\text{m}}, \quad (5.53)$$

$$C'_{\text{koax,mess}} = 452,1 \frac{\text{pF}}{\text{m}}. \quad (5.54)$$

Berechnung der koaxialen Leitung

Aus der Vermessung der geometrischen Abmaße der Leitung ergibt sich für den Radius des Innenleiters $r_{\text{lt}} = 5,75 \text{ mm}$. Bei einer effektiven Kupferquerschnittsfläche von 70 mm^2 resultiert daraus ein Füllfaktor von $F_{\text{lt}} = 0,674$. Der Schirm besteht aus einem Geflecht von 240 Einzeladern deren Durchmesser zu $0,192 \text{ mm}$ bestimmt wird. Die effektive Schirmfläche des Querschnittes beträgt damit $7,39 \text{ mm}^2$. Bei einem Innenradius des Schirmes von $r_{\text{sch,i}} = 7,35 \text{ mm}$ ergibt sich eine Dicke von $d_{\text{sch}} = 153,7 \mu\text{m}$. Für den Induktivitätsbelag ohne Berücksichtigung der inneren Induktivität des Innenleiters und den Kapazitätsbelag folgt [138]

$$L'_{\text{koax,ber}} = \frac{\mu_0 \mu_r}{\pi} \cdot \ln \left(\frac{r_{\text{sch,i}}}{r_{\text{lt}}} \right) = 49,1 \frac{\text{nH}}{\text{m}}, \quad (5.55)$$

$$C'_{\text{koax,ber}} = \frac{2\pi \cdot \epsilon_0 \epsilon_r}{\ln \left(\frac{r_{\text{sch,i}}}{r_{\text{lt}}} \right)} = \epsilon_r \cdot 226,6 \frac{\text{pF}}{\text{m}}. \quad (5.56)$$

Da die Frequenzen der Anregungsfunktion zur Bestimmung der Wellenimpedanz relativ hoch sind, kann ein ausgeprägter Skineneffekt vorausgesetzt werden. Dies erlaubt die Vernachlässigung der inneren Induktivität. Der Vergleich des berechneten Induktivitätsbelages mit der Messung zeigt eine gute Übereinstimmung. Somit kann aus einem Vergleich zwischen (5.56) und (5.54) die relative Permittivität zu $\epsilon_r = 1,995 \approx 2$ bestimmt werden. Dieser Wert deckt sich mit der in [139] angegebenen relativen Permittivität der Gruppe unpolarer Kunststoffe, zu denen auch Polypropylen gehört. Der Verlustfaktor wird dort mit $\tan \delta < 0,0005$ angegeben.

Für die weitere Bestimmung sämtlicher primärer Leitungskonstanten werden im Folgenden die ermittelte relative Permittivität und der oben genannte Verlustfak-

tor sowie die gemessenen Abmaße r_{lt} , $r_{sch,i}$, $r_{sch,a}$ verwendet. Aufgrund des relativ großen Abstandes der Leitungen zueinander im Vergleich zu der Dicke des Außenmantels kann der elektrische Einfluss des äußeren Mantelkunststoffes vernachlässigt werden.

Vermessung der coaxialen Leitung über der Bezugsebene

Die in verschiedenen Höhen geführte coaxiale Leitung über einer Bezugsebene stellt ein Dreileitersystem dar, so dass alle Systemgrößen zu Vektoren oder Matrizen erweitert werden. Die Vermessung der Leitung nach dem in 5.3.1 vorgestellten Verfahren wird beispielhaft anhand der in der Höhe $h_2 = 200$ mm geführten Leitung durchgeführt. Als Quelle dient ein Frequenzgenerator⁷⁾. Die Messungen erfolgen mit einem Oszilloskop⁸⁾, Tastköpfen⁹⁾ und Shuntwiderständen¹⁰⁾. Die ermittelten Induktivitätsbelags- und Kapazitätsbelagsmatrizen über der Frequenz zeigen die Abbildungen 5.8 a und b. Generell ist es empfehlenswert zur Messung

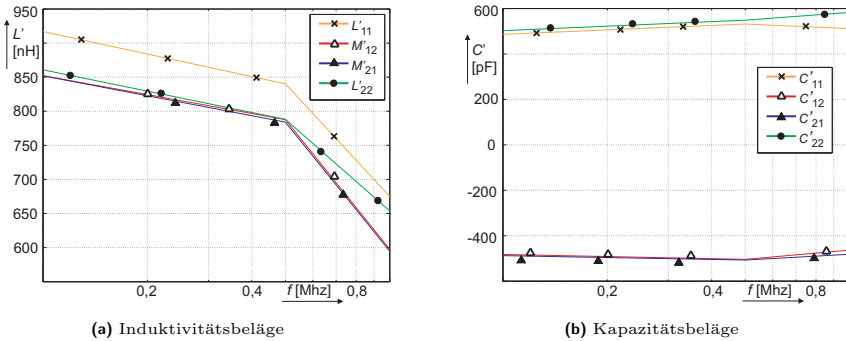


Abbildung 5.8: Einträge der Induktivitäts- und Kapazitätsmatrizen der 15 m langen Leitung in einem Abstand von $h_2 = 200$ mm über der Bezugsebene nach der in 5.3.1 vorgestellten Berechnungsmethode

der Eingangskurzschluss- und Leerlaufimpedanzmatrizen einen Netzwerkanalysator wie in [133] zu verwenden. Durch die geringen Verluste im Kupfer und im Dielektrikum weichen die Phasenverschiebungen nur geringfügig von 90° kapazitiv, respektive induktiv ab. Der mit dem Oszilloskop ermittelte Phasenwinkel ist so stark fehlerbehaftet, dass die sich ergebenden Widerstandsbelags- und Leitwertbelagsmatrizen keine nützlichen Informationen enthalten.

⁷⁾ M&R-Systems, WG1220

⁸⁾ LeCroy, WaveRunner 64Xi-A

⁹⁾ LeCroy, PP009, 10:1,

¹⁰⁾ 100 Ω , 0,25 Watt, 0,1%

Berechnung der koaxialen Leitung über der Bezugsebene

Die Berechnung der Mehrfachleitung erfolgt unter Zuhilfenahme eines FEM-Programmes. Die Kapazitätsbeläge werden nach der elektrostatischen Lösung unter der Voraussetzung einer frequenzinvarianten relativen Permittivität ermittelt.

Die Einträge der Induktivitätsbelagsmatrix sind in Abbildung 5.9 über der Frequenz bis 3 MHz aufgetragen. Deutlich zu erkennen ist eine relativ große Frequenzabhängigkeit des massiven Innenleiters bei geringen Frequenzen, während die Kopplungsinduktivitätsbeläge und der Induktivitätsbelag des dünnen Schirmes nahezu keine Frequenzabhängigkeit aufweisen. Die Verläufe der zuvor durch die Messung ermittelten Induktivitätsbeläge entsprechen in weiten Grenzen denen der Berechnung. Die Kapazitätsbeläge decken sich im Vergleich mit den berechneten Werten relativ gut.

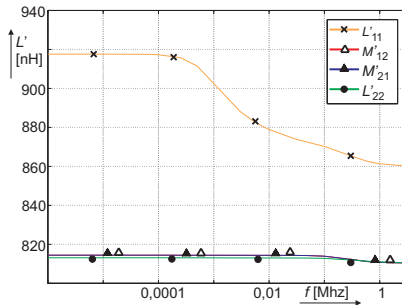


Abbildung 5.9: Frequenzabhängige Einträge der Induktivitätsbelagsmatrix, Höhe: $h_2 = 200$ mm, Berechnung mittels eines FEM-Programmes

C'_{11}	454,3 pF/m
C'_{12}	-454,3 pF/m
C'_{21}	-454,3 pF/m
C'_{22}	469,4 pF/m

Tabelle 5.2: Einträge der Kapazitätsbelagsmatrix, Höhe: $h_2 = 200$ mm, Berechnung mittels eines FEM-Programmes

Für beide Leitungskonfigurationen sind in Tabelle 5.3 die mittels eines FEM-Programmes berechneten Werte dargestellt. Bei den Induktivitätsbelägen handelt es sich dabei um die Grenzwerte bei hohen Frequenzen. Verwendung finden diese Werte in nachfolgenden Simulationen. Da es sich um Simulationen nach der transienten Methode handelt, kann ein frequenzabhängiger Widerstandsbelag nicht berücksichtigt werden.

h	200 mm	40 mm
L'_{lt}	860 nH/m	553 nH/m
L'_{sch}	811 nH/m	504 nH/m
k	0,97	0,95
$C'_{lt\ sch}$	453 pF/m	453 pF/m
C'_{sch}	15 pF/m	23 pF/m

Tabelle 5.3: Ergebnisse der FEM-gestützten Berechnung der primären Leitungsconstanten der einfachen coaxialen Leitung über der Bezugsebene für hohe Frequenzen

5.4.2 Messungen und Vergleiche mit Berechnungen

Die Messungen der einfachen coaxialen Leitung über einer Bezugsebene erfolgen an dem in Abbildung 5.10 dargestellten Laboraufbau. Die Spannungsquelle, ein Hoch-

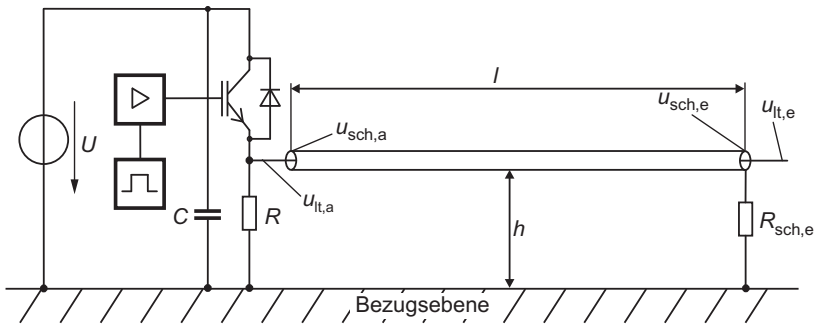


Abbildung 5.10: Messaufbau zur Untersuchung des Schirmabschlussverfahrens anhand des einphasigen Motorkabels.

spannungsnetzteil, prägt eine Zwischenkreisspannung von 500 V ein. Am Emitter des Halbleiterschalters, ein IGBT¹¹⁾, ist der anzuregende Leiter angeschlossen. Ein Pull-down Widerstand¹²⁾ zieht das Emitterpotential während des ausgeschalteten Zustands des IGBT auf das Bezugspotential. Da die Einschaltzeiten sehr kurz sind ($< 100 \mu s$), kann ein Widerstand geringer Leistungsklasse verwendet werden. Die Ansteuerung des IGBT erfolgt über eine Treiberstufe¹³⁾ und die Pulsmustervorgabe durch einen Pulsgenerator¹⁴⁾. Die Spannungsanstiegsgeschwindigkeit beträgt

¹¹⁾ Eupec, BSM400GA1700DLS

¹²⁾ 10 k Ω , 0,25 W

¹³⁾ Concept, 1SD418FI-FZ1200R33KF2

¹⁴⁾ Phillips, PM5716

5.4 Die einphasige koaxiale Leitung

etwa $6,25 \text{ kV}/\mu\text{s}$. Die 15 m lange Leitung liegt auf einem Holzträger, dessen Höhe h (Abstand der Leitungsunterseite zu der Bezugsebene) variiert werden kann. Die zeitliche Aufnahme der Spannungsverläufe erfolgt durch ein Oszilloskop¹⁵⁾ mit Differenz tastköpfen¹⁶⁾.

Zunächst werden in Abbildung 5.11 die Spannungsverläufe am Ende des offenen Innenleiters beider Leiteranordnungen $h_1 = 40 \text{ mm}$ und $h_2 = 200 \text{ mm}$ ohne Abschlusswiderstände dargestellt. Sie erreichen nahezu die doppelte Zwischenkreisspannung von 1.000 V gegen das Bezugspotential. Die Applikation einer Auswahl verschiedener Schirmabschlusswiderstände führt zu den in den Abbildungen 5.12 a und b dargestellten Kurvenscharen der Spannungsverläufe des Innenleiters für die Höhen h_1 und h_2 . Der Spannungsverlauf am Innenleiterende der Konfiguration h_1 nimmt mit $R_{\text{sch,e}} = 100 \Omega$ ein Minimum an und bei h_2 mit $R_{\text{sch,e}} = 220 \Omega$. Ein zu

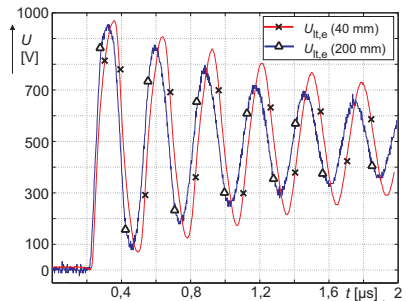
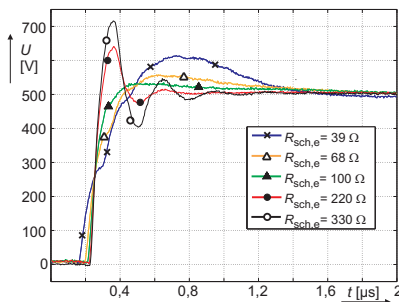
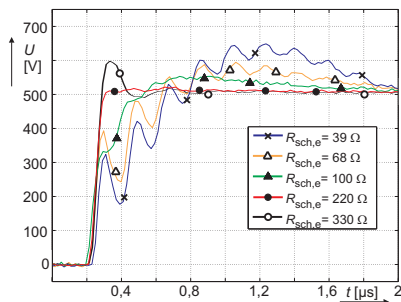


Abbildung 5.11: Gemessene Spannungsverläufe am Ende der Innenleiter und offenem Schirmende bei zwei verschiedenen Abständen zu der Bezugsebene



(a) $h = 40 \text{ mm}$



(b) $h = 200 \text{ mm}$

Abbildung 5.12: Schar der gemessenen Innenleiterspannungen am Leitungsende bei Variation des Schirmabschlusswiderstandes

hoher Wert des Schirmabschlusswiderstandes führt zu einem unverzüglichen Spannungsüberschwinger, während ein zu geringer Wert zunächst bei der ersten Refle-

¹⁵⁾ LeCroy, WaveRunner 64Xi

¹⁶⁾ LeCroy, ADP305

xion eine Spannung weit unter dem stationären Endwert zur Folge hat, die danach durch Mehrfachreflexionen ebenfalls stark überschwingt. Darin liegt bereits die Begründung der verschiedenen Schwingungsfrequenzen. Ein zu hoher Schirmabschlusswiderstand führt zu einer starken Anregung der ersten Resonanzfrequenz zwischen dem Innenleiter und dem Schirm, während ein zu geringer Schirmabschlusswiderstand zu einer starken Anregung der ersten Resonanzfrequenz des Innenleiters und des Schirmes über der Bezugsebene führt. Dieser Schwingung überlagert sich eine weitere weitaus geringerer Frequenz, die sich aus den absoluten Werten der verteilten Größen ergibt und somit keine Eigenmode ist. Hier kann dieser Schwingkreis angenähert aus der absoluten Schirminduktivität, der Leiter-Schirmkapazität und des dämpfenden Schirmabschlusswiderstandes beschrieben werden.

Die Berechnungen erfolgen unter Berücksichtigung von chromatischer Dispersion und Modendispersion. Dazu werden die zuvor unter FEM-gestützter Berechnung ermittelten frequenzabhängigen Induktivitätsbeläge und die frequenzunabhängigen Kapazitätsbeläge verwendet. Die Bandbreite beträgt 10 MHz. Die Abbildungen 5.13 a und b stellen die Ergebnisse dar. Die geringen Abweichungen der berechneten Spannungsverläufe gegenüber der gemessenen Verläufe deuten auf eine gute Modellierung des physikalischen Systems hin. Daher kann bei vollständig bekannten Leitungseigenschaften der optimale Wert des Schirmabschlusswiderstandes durch sukzessive Approximation berechnet werden. Die Simulation der Spannungsverläufe

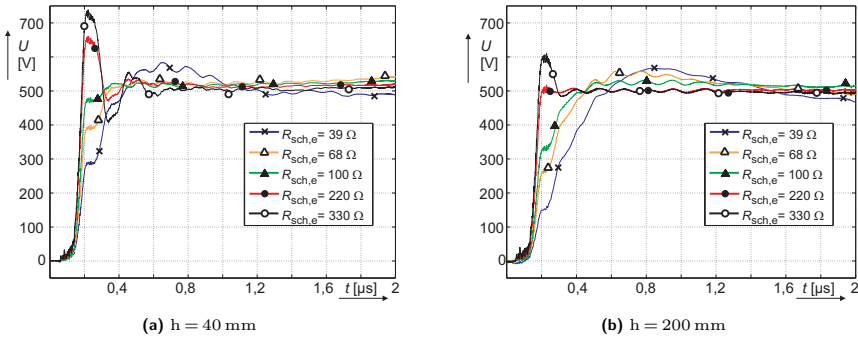


Abbildung 5.13: Schar der berechneten Innenleiterspannungen am Leitungsende bei Variation des Schirmabschlusswiderstandes

fe beider Leiterkonfigurationen erfolgen unter Verwendung des Programmes *Simplorer*[®]. Es werden die Leitungsparameter aus Tabelle 5.3 verwendet. Die Approximation der 15 m langen Leitung geschieht durch $n = 20$ Kettenglieder. Bei der oberen

5.5 Näherungsweise Auslegung des Schirmabschlusswiderstandes

Grenzfrequenz von 10 MHz folgt für die Leitung in einer Höhe von $h_2 = 200$ mm nach Gleichung (5.30)

$$\underline{\underline{\gamma}}(10 \text{ MHz}) \cdot \frac{l}{n} = \begin{pmatrix} 0.0353 & 0 \\ 0 & 0.0262 \end{pmatrix} \ll \underline{\underline{E}},$$

wodurch die zuvor festgelegte Anzahl an Kettengliedern als hinreichend bestätigt wird. Recht gute Übereinstimmungen weisen die maximalen Amplituden der Simulationsergebnisse mit den Messungen auf. Jedoch weichen die Periodendauern der sich einstellenden Schwingungen von den gemessenen Verläufen ab. Dieser Umstand lässt sich dadurch erklären, dass nur die äußeren Induktivitäten verwendet werden, wodurch gerade bei tiefen Frequenzanteilen die Periodendauern zu gering ausfallen. Die höhere Amplitude der niederfrequenten Schwingung bei $R_{\text{sch,e}} = 39 \Omega$ lässt sich auf die nicht berücksichtigte Dämpfung durch die Widerstandsbeläge zurückführen.

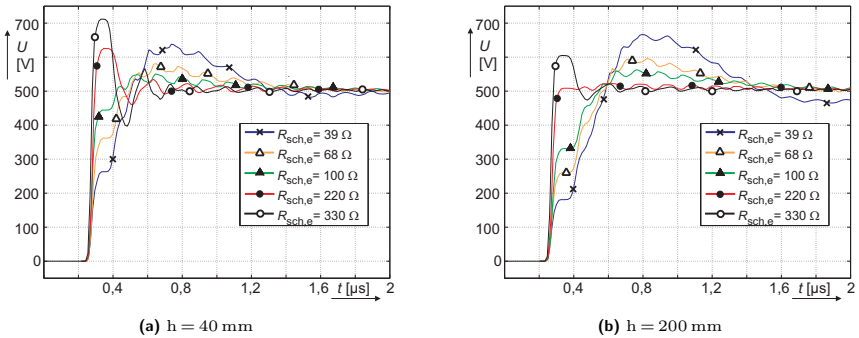


Abbildung 5.14: Schar der simulierten Innenleiterspannungen am Leitungsende bei Variation des Schirmabschlusswiderstandes

5.5 Näherungsweise Auslegung des Schirmabschlusswiderstandes

Mit den gewonnenen Ergebnissen wird die näherungsweise Auslegung des Schirmabschlusswiderstandes untersucht. Das Verfahren gestattet die Dimensionierung der Abschlusswiderstände ohne eine aufwändige Identifikation der gesamten Leitung. Die Herleitung erfolgt anhand der bereits untersuchten einfachen coaxialen Leitung über der Bezugsebene.

Für die Betrachtung werden am Leitungsanfang zunächst eine ideale Kopplung angenommen, so dass der hinlaufende Spannungsvektor

$$\underline{U}_{\text{hin},1} = \begin{pmatrix} U_{\text{hin},1} \\ U_{\text{hin},1} \end{pmatrix}$$

lautet. Es lässt sich leicht nachrechnen, dass die Transformation des Spannungsvektors in den Modalbereich nach Gleichung (2.49) auf

$$\underline{U}_{\text{w,hin},1} = \begin{pmatrix} 0 \\ U_{\text{w,hin},1} \end{pmatrix}$$

führt. Somit erfolgt bei identischen Spannungen auf dem Innenleiter und Schirm nur eine Anregung der zweiten Eigenmode. Mit

$$\underline{U}_{\text{w,rück},1} = \underline{\Gamma}_{\text{w,e}} \cdot \underline{U}_{\text{w,hin},1}$$

ist ein reflexionsfreier Abschluss folglich nur dann möglich, wenn die Elemente $\Gamma_{\text{w,e},12}$ und $\Gamma_{\text{w,e},22}$ der modalen Reflexionsmatrix identisch Null sind. Dieser Fall tritt genau dann ein, wenn die Anpassbedingung für die zweite Eigenmode erfüllt ist. Ein Beispiel dazu liefert die einfache koaxiale Leitung in einem Abstand von $h_2 = 200 \text{ mm}$ zur Bezugsebene. Die charakteristische Wellenadmittanzmatrix dieser Leitung lautet

$$\underline{Y}_{\text{c,ltg}} = \begin{pmatrix} 0.0962 \text{ S} & -0.0962 \text{ S} \\ -0.0962 \text{ S} & 0.1005 \text{ S} \end{pmatrix}.$$

Daraus ergibt sich das in Abbildung 5.15 dargestellte Netzwerk, dass die Leitung für jede beliebige Spannungsverteilung angepasst abschließt. In Tabelle 5.4 sind die notwendigen Größen der Netzwerkelemente aufgelistet.

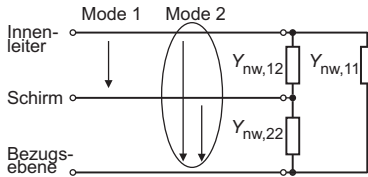


Abbildung 5.15: Vollständiges Abschlussnetzwerk der einfachen koaxialen Leitung über der Bezugsebene

$Y_{\text{nw},11}$	0 S
$Y_{\text{nw},12}$	0,0962 S
$Y_{\text{nw},22}$	0,0043 S

Tabelle 5.4: Größen des Abschlussnetzwerkes, berechnet aus der Wellenadmittanzmatrix

Bedingt durch die koaxiale Geometrie gilt für die Erfüllung der Anpassbedingung generell $Z_{\text{nw},11} \rightarrow \infty$. Die zweite Eigenmode wird nur durch die Admittanz $Y_{\text{nw},22}$ abgeschlossen, deren Kehrwert $Z_{\text{nw},22} = 233 \Omega$ ist. Dieses Ergebnis deckt sich mit

5.6 Die dreiphasige koaxiale Leitung

den Messungen und Berechnungen. Die Reflexionsmatrix $\underline{\Gamma}_e$ ist dabei identisch zu (5.4). Eine näherungsweise Bestimmung der Wellenimpedanz zwischen Schirm und Bezugsebene kann durch Gleichung (5.42), unter Verwendung skalarer Größen, erfolgen. Leerlauf- und Kurzschlussimpedanz werden dazu bei offenem Innenleiter ermittelt. Nachfolgend wird dieses Vorgehen im Experiment für die dreiphasige koaxiale Leitung durchgeführt.

Praktisch stellt sich durch die nichtideale Spannungskopplung am Leitungsanfang immer eine Spannungsdifferenz zwischen Innenleiter und Schirm ein. Somit erfolgt in dem Beispiel der einfachen koaxialen Leitung über der Bezugsebene auch eine geringfügige Anregung der ersten Mode. Zu Kapitelbeginn wurde bereits darauf hingewiesen, dass der optimale Schirmabschlusswiderstand von dem Betrag der Wellenimpedanz des Schirmes abweichen kann, damit auch nach mehreren Reflexionen die maximale Spannung des Innenleiters ein Minimum annimmt. In diesem Fall sind die Einträge $\Gamma_{w,e\ 1,2}$ und $\Gamma_{w,e\ 2,2}$ der modalen Reflexionsmatrix nicht mehr Null. Die zweite Mode regt nach Eintreffen an dem Abschlussnetzwerk die erste Mode an, woraus die Bezeichnung modenkoppelndes Netzwerk resultiert. Idealerweise erfolgt die Anregung der ersten Mode derart, dass die Summe der eintreffenden ersten Mode, ihrer Reflexion und eben dieser zusätzlichen Anregung ein Minimum annimmt.

5.6 Die dreiphasige koaxiale Leitung

5.6.1 Identifikation der Leitung

Die ortsabhängige Variation der Verlegeweise, z. B. in einer Schleppkette, führt zu einer Veränderung der primären Leitungskonstanten. Dadurch wird die Forderung nach Längshomogenität zunächst nicht erfüllt. Unter der Annahme, dass die Änderungen der primären Leitungskonstanten jedoch sehr gering sind und auch über der Länge nur geringfügig variieren, ist der dadurch hervorgerufene Fehler vernachlässigbar klein.

Für die Versuche stehen zwei dreiphasige einzeln geschirmte Leitungsbündel, des gleichen Leitungstyps¹⁷⁾ wie in den einphasigen Versuchen, zur Verfügung. Die Bündel sind teilweise in einer Schleppkette integriert, teilweise auf einer Betontrasse und einer Stahltrasse verlegt. Sie sind $l_1 = 35\text{ m}$, und $l_2 = 80\text{ m}$ lang. Die Ermittlung der primären Leitungskonstanten erfolgt ausschließlich nach einer Berechnung auf Grundlage einer geschätzten „mittleren“ Geometrie, die in Abbildung 5.16 dargestellt ist. Die Einzeleiter werden durch die eingetragenen Indices

¹⁷⁾Kabelschlepp, LifLine700C, 70mm²

1.6 gekennzeichnet. Die Leitungen kreuzen sich nicht, so dass die Leitungskonstanten der inneren coaxialen Leitung etwas von denen der beiden äußeren abweichen. Trotz des geringen Abstandes zur Bezugsebene ist der dielektrische Einfluss der äußeren Kabelummantelung aufgrund ihrer sehr geringen Dicke vernachlässigbar klein. Die Induktivitäts- und Kapazitätsbeläge werden mit Feldberechnungsprogrammen nach der finiten Elemente-Methode bestimmt.

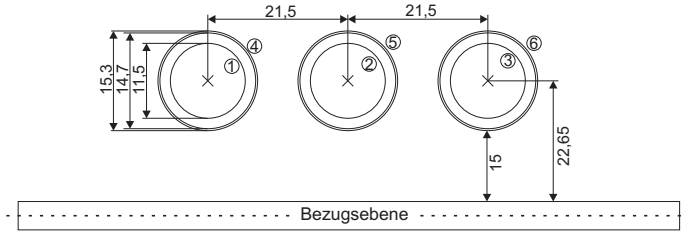


Abbildung 5.16: Festgelegte Geometrie zur Ermittlung der primären Leitungskonstanten

5.6.2 Messungen und Vergleiche mit Berechnungen

Die oben beschriebenen Leitungen verbinden einen Umrichter¹⁸⁾ mit einer 22 kW Asynchronmaschine¹⁹⁾, wodurch praxisnahe Versuchsbedingungen geschaffen werden. Eine nähere Untersuchung der Maschine bezüglich ihres frequenzabhängigen Gleich- und Gegentaktverhaltens wurde bereits in Kapitel 3.4.1 durchgeführt. In Anlehnung an die in 3.4.1 dargestellten Ersatzschaltbilder wird die Maschine als frequenzabhängiges komplexes Abschlussnetzwerk dargestellt, dessen Gleichtakt- und Gegentaktimpedanzen über der Frequenz mit den gemessenen Verläufen in Abbildung 3.5 weitestgehend übereinstimmen. Nach der in Kapitel 3.4.1 zur Vermessung der Maschine angewendeten Methode geschieht auch die Bestimmung der ihrerseits ebenfalls frequenzabhängigen komplexen Gleich- und Gegentaktimpedanzen des Umrichters, deren Verhalten jeweils durch parallele RC-Glieder beschrieben wird.

In den Versuchen beträgt die Taktfrequenz des Wechselrichters 4 kHz bei einer Grundfrequenz von 50 Hz. Sämtliche Messungen an der Maschine erfolgen bei Leerlauf. Die Klemmenspannung an der Maschine beträgt dabei im eingeschwungenen Zustand 550 V und wird im Folgenden als Zwischenkreisspannung U_{zw} bezeichnet

¹⁸⁾Siemens, MidiMaster Eco, 120 kVA, 6SE9531-7DS45

¹⁹⁾Siemens, 1LA2 136, 22 kW, 380 V in Sternschaltung, 43 A, 1.460 U/min

5.6 Die dreiphasige koaxiale Leitung

und somit als Normwert für relative Spannungsangaben verwendet. Die Spannungsabfälle über den Leistungshalbleitern werden dabei näherungsweise vernachlässigt.

Zunächst wird das Gegentaktsverhalten des Schirmabschlussverfahrens für den dreiphasigen Fall untersucht. Danach folgt eine Erweiterung für die Unterbindung hoher Gleichtaktspannungen.

Abschluss nach der Gegentaktsmode

In Abbildung 5.17 sind die gemessenen Spannungsverläufe für beide Leitungslängen ohne ein Abschlussnetzwerk dargestellt. Bei einer Leitungslänge von $l_2 = 80$ m erreicht die Klemmenspannung mit 1.040 V nahezu die doppelte Zwischenkreisspannung. Der Vergleich der mittleren Ausbreitungsgeschwindigkeiten auf beiden Leitungen und den daraus resultierenden Periodendauern der Eigenfrequenzen der Leitungen mit den Periodendauern der Messungen zeigt, dass die Schwingungen bei angeklemmtem Motor längere Periodendauern aufweisen. Dieser Umstand lässt sich auf das komplexe Netzwerk der Maschine, das selbst schwingungsfähig ist und sich bei hohen Frequenzen kapazitiv verhält, zurückführen. Der Zusammenhang zwischen der kritischen Leitungslänge, der Wellengeschwindigkeit und der Spannungsanstiegsgeschwindigkeit, entsprechend Gleichung (3.2), gilt weiterhin, auch bei komplexen Abschlussnetzwerken, denn durch ihn wird die Auslöschung einer rücklaufenden Wanderwelle durch ihre erste reflektierte, hinlaufende Beschrieben und die Wanderwellengeschwindigkeit ist unabhängig von den Größen der Abschlussnetzwerke. Es wird gemäß des in Kapitel 5.5 genannten

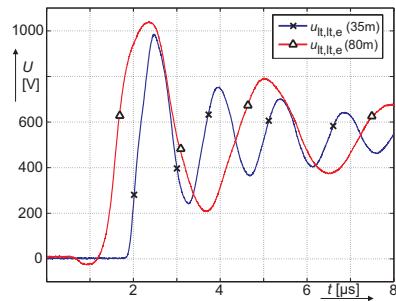


Abbildung 5.17: Gemessene Spannungsverläufe zwischen den Maschinenklemmen ohne Abschlussnetzwerk mit den Leitungen der Längen $l_1 = 35$ m und $l_2 = 80$ m

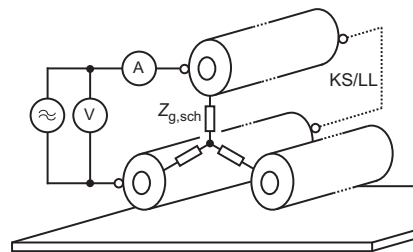


Abbildung 5.18: Verschaltung der Leitung zur Messung der Gegentaktschirmpotenziale

Verfahrens der notwendige Wert des Schirmabschlusswiderstandes näherungsweise bestimmt. Die Leerlauf- und Kurzschlussmessungen der Schirme erfolgen bei offenen Innenleitern anhand der in Abbildung 5.18 dargestellten Verschaltung. Die Leiter werden als verlustlos angenommen, so dass die Gegentakwellenimpedanzen $Z_{g,sch}$ rein reelle Werte enthalten, die z. B. in Sternschaltung, wie in Abbildung 5.18 in Form diskreter Elemente dargestellt, einen virtuellen Sternpunkt bilden. Bei äquivalenter Ausbildung des Abschlussnetzwerkes kann an späterer Stelle der Sternpunkt für den Abschluss nach der Gleichtakwellenimpedanz mit nur einem Widerstand herangezogen werden. Die Messungen erfolgen wie zuvor mit einem Frequenzgenerator einem Shuntwiderstand zur Strommessung und einem Oszilloskop. Die Messergebnisse sind für verschiedene Frequenzen in Tabelle 5.5 dargestellt. Der überschlägig bestimmte Schirmabschlusswiderstand bei Sternschaltung beträgt

Länge	35 m			80 m		
f [kHz]	40	80	100	40	80	100
Z_{ll} [Ω]	2867,0	1347,0	1072,0	770,0	365,0	289,0
Z_{ks} [Ω]	6,71	13,3	16,5	11,2	21,6	26,7
$2 Z_{g,sch}$ [Ω]	138,7	133,3	132,9	92,7	88,7	87,9
$R_{g,sch}$ [Ω]	69,4	66,7	66,5	46,4	44,4	44,0

Tabelle 5.5: Näherungsweise Bestimmung der Gegentakwellenimpedanzen und des notwendigen Schirmabschlusswiderstandes durch Kurzschluss- und Leerlaufmessung

folglich für die 35 m lange Leitung $R_{g,sch,35m} = 68 \Omega$ und für die 80 m lange Leitung $R_{g,sch,35m} = 45 \Omega$. Da aufgrund der hohen Leitungslängen die Verluste (vgl. Kapitel 5.7.2) nicht unerheblich sind, werden Leistungswiderstände²⁰⁾, in einem Aluminiumstrangpressprofil gehäust, auf einem Kühlkörper montiert. Die Messergebnisse einer Auswahl verschiedener Schirmabschlusswiderstände sind in der Abbildungen 5.19 für beide Leitungslängen dargestellt. Die Widerstände können in Stern oder Dreieck geschaltet werden um verschiedene Staffellungen zu erhalten. Angegeben sind jedoch nur die Werte der tatsächlichen Stern- respektive äquivalenten Sternschaltung. Den Messungen zu Folge liegt der Widerstandswert von $R_{g,sch} = 56 \Omega$ für die 35 m lange Leitung, sowie $R_{g,sch} = 39 \Omega$ für die 80 m lange Leitung unter den möglichen Wertekombinationen dem optimalen Wert am nächsten. Die Messungen verifizieren die näherungsweise bestimmten Widerstandswerte bis auf eine zuvor qualitativ vorausgesagte Abweichung. Unter den gegebenen Randbedingungen kann die Amplitude der Leiter-Leiterüberspannung bei 35 m auf 680 V, was einer relativen Überspannung von 23,6 % entspricht, und bei 80 m auf 656 V, einer relativen Überspannung von 19,3 %, begrenzt werden. Deutlich zeigt dieses Ergebnis die Unabhängigkeit zwischen der Leitungslänge und der Funktionalität des Ver-

²⁰⁾Vishay Dale, RH-50

5.6 Die dreiphasige koaxiale Leitung

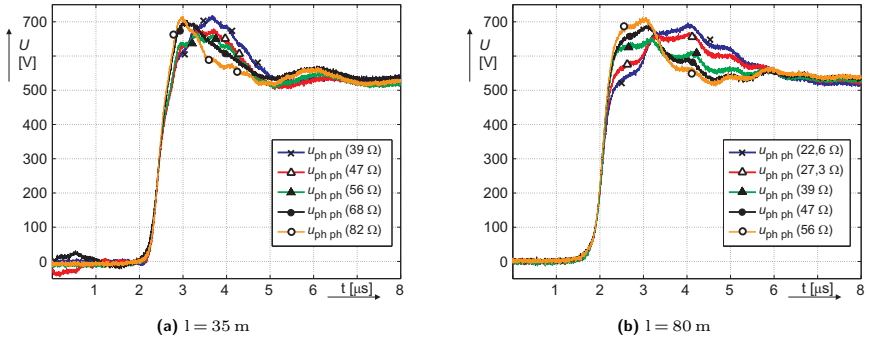


Abbildung 5.19: Schar der gemessenen Innenleiterspannungen am Leitungsende bei Variation der Schirmabschlusswiderstände $R_{g,sch}$

fahrens. Nicht daraus hervor geht die Unabhängigkeit des optimalen Wertes des Schirmabschlusswiderstandes von der Leitungslänge. Die verschiedenen optimalen Schirmabschlusswiderstände lassen sich durch einen Unterschied der Leitungsführungen erklären, die leicht voneinander abweichende Leitungsbeläge hervorrufen. Während die Berechnungen in Abbildung 5.20 der 80 m langen Leitung sich gut

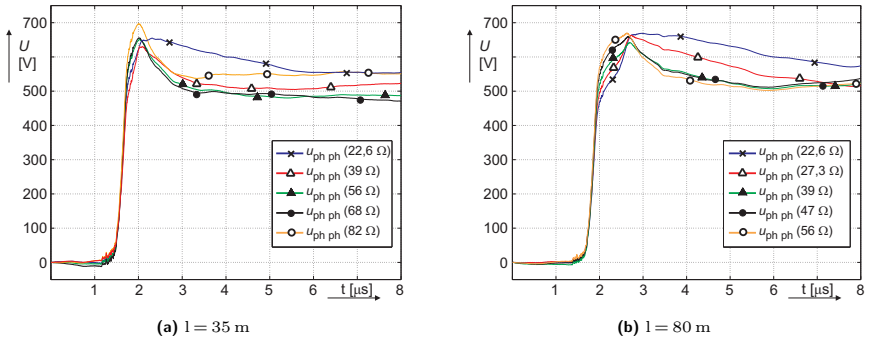


Abbildung 5.20: Schar der berechneten Innenleiterspannungen am Leitungsende bei Variation der Schirmabschlusswiderstände $R_{g,sch}$

mit den Messungen decken, sind bei den Berechnungen der 35 m langen Leitung Abweichungen zu beobachten, die auf einen Fehler der geschätzten Leitungsgeometrie zurückgeführt werden können. Da für die Berechnungen beider Leitungen jeweils der gleiche Satz Leitungsparameter verwendet wird und die Messungen bereits Unterschiede aufweisen, sollten die Berechnungen beider Leitungen auch nicht mit den gemessenen Verläufen übereinstimmen. In beiden Fällen lässt sich jedoch

eine drastische Überspannungsreduktion auch in einem weiten Bereich um den optimalen Wert des Schirmabschlusswiderstandes erreichen, was die Robustheit des Verfahrens gegenüber Parameteränderungen verdeutlicht. Den Berechnungen zufolge kann die maximale Leiter-Leiterspannung der Innenleiter auf 651 V für die 35 m lange Leitung bei einem Schirmabschlusswiderstand von $R_{g,sch} = 56 \Omega$ und 642 V für die 80 m lange Leitung bei einem Schirmabschlusswiderstand von $R_{g,sch} = 39 \Omega$ begrenzt werden. Bezogen auf die Messungen folgt daraus ein relativer Fehler der Berechnungen von 4,3 % respektive 2,2 %. Die Unterschiede der berechneten Kurvenverläufe der 35 m und 80 m langen Leitung bei gleichen Schirmabschlusswiderständen und identischen Parametersätzen der Leitungen, lassen sich durch die weitaus längere Laufzeit auf der 80 m langen Leitung begründen. Während sich die langsamste Eigenmode mit etwa $1,8 \cdot 10^8 \frac{m}{s}$ ausbreitet, liegt ihre doppelte Laufzeit auf der 35 m langen Leitung bei überschlägig 200 ns, einer Zeit im Bereich der Anstiegszeit des Anregungssignales.

Abschluss nach der Gegen- und Gleichtaktmode

Die Amplitude der Gleichtaktspannungsänderung ist von dem Schaltvorgang, bzw. von dem Pulsmuster abhängig und kann zwischen $\frac{1}{6} U_{zw}$ und bei gleichzeitigem Schalten aller Halbbrücken auch $\frac{1}{2} U_{zw}$ betragen. Um eine Basis vergleichbarer Ergebnisse zu schaffen, wird nur der Schaltvorgang einer Halbbrücke von $U_{lt,s,e} = -\frac{1}{3} U_{zw}$ auf $U_{lt,s,e} = +\frac{1}{3} U_{zw}$ betrachtet. Die Messungen der Gleichtaktspannungen erfolgen konform Gleichung 3.1 durch die simultane Messung der maschinenseitigen Leiter-Bezugspotentialspannung. In Abbildung 5.21 sind für die 35 m und 80 m langen Leitungen die Gleichtaktspannungen am maschinenseitigen Ende ohne Abschlussnetzwerk dargestellt. Der Spannungsüberschwinger erreicht in beiden Fällen mit etwa 200 V einen weitaus höheren Wert gegenüber dem eingeschwungenen Zustand von $\frac{1}{6} U_{zw} = 88,3 \text{ V}$. Die näherungsweise Auslegung des Schirmabschlusswiderstandes für das Gleichtaktverhalten erfolgt anhand der in Abbildung 5.22 dargestellten Konfiguration. Die Schirmanfänge und die Schirmenden sind kurzgeschlossen, so dass gegen den Sternpunkt die Gleichtaktimpedanz $\frac{1}{3} Z_{s,sch}$ gemessen werden kann. Der Leerlauf und Kurzschluss am Leitungsende erfolgt gegen das Bezugspotential. Die Messergebnisse sind in der Tabelle 5.6 aufgelistet. Das vollständige Schirmabschlussnetzwerk setzt sich aus einer Sternschaltung zur Reduktion der Gegentaktspannungen und zwischen den Leitern und dem Bezugspotential angeordneten Widerständen zur Reduktion der Gleichtaktspannung zusammen. Die Werte der Widerstände müssen dabei so gewählt werden, dass zwischen den Netzwerkknoten jeweils Widerstände entsprechend der Gegentakt- bzw. der Gleichtaktimpedanzen messbar sind. Daraus folgt unmittelbar die für den optimalen Abschluss nach der Gleich- und Gegentaktmode notwendige Bedingung

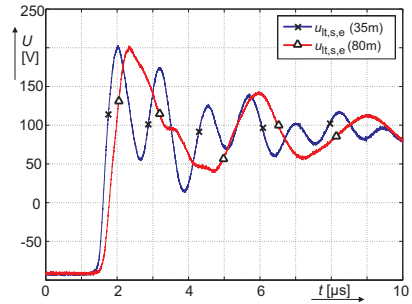


Abbildung 5.21: Gemessene Verläufe der Gleichtaktspannungen an den Maschinenklemmen ohne Abschlussnetzwerk mit den Leitungen der Längen $l_1 = 35 \text{ m}$ und $l_2 = 80 \text{ m}$

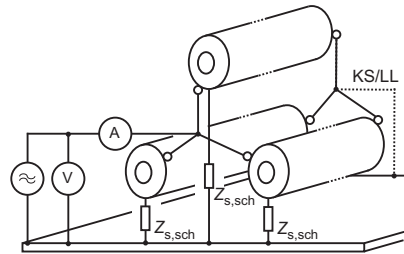


Abbildung 5.22: Verschaltung der Leitung zur Messung der Gleichtaktimpedanzen der Schirme

$$Z_{s,\text{sch}} > Z_{g,\text{sch}}. \quad (5.57)$$

Wegen der Leitungssymmetrie kann der Abschluss nach der Gleichtaktmode durch einen Widerstand $R_{s,\text{sch},Y}$ nach Gleichung 5.58 erfolgen, der den Sternpunkt des Abschlussnetzwerkes mit der Bezugsebene verbindet.

$$R_{s,\text{sch},Y} = \frac{1}{3}R_{s,\text{sch}} - \frac{1}{3}R_{g,\text{sch}} \quad (5.58)$$

Für die in Tabelle 5.6 aufgeführten Lösungen werden die zuvor ermittelten Widerstandswerte $R_{g,\text{sch},35\text{m}} = 56\,\Omega$ und $R_{g,\text{sch},80\text{m}} = 39\,\Omega$ verwendet.

Länge	35 m			80 m		
f [kHz]	40	80	100	40	80	100
Z_{ll} [Ω]	651,0	325,0	258,3	151,1	73,1	57,7
Z_{ks} [Ω]	6,6	13,0	16,4	7,8	15,5	22,1
$\frac{1}{3}Z_{s,\text{sch}}$ [Ω]	65,5	65,0	65,1	34,3	33,7	35,7
$R_{s,\text{sch},Y}$ [Ω]	46,8	43,3	46,2	21,3	20,7	22,7

Tabelle 5.6: Näherungsweise Bestimmung der Gleichtaktwellenimpedanzen und des notwendigen Schirmabschlusswiderstandes durch Kurzschluss- und Leerlaufmessung

Die 35 m lange Leitung sollte demnach mit einem Widerstand von $R_{s,\text{sch},Y} = 45\,\Omega$ und die 80 m lange Leitung mit $R_{s,\text{sch},Y} = 22\,\Omega$ abgeschlossen werden. Auch für das Gleichtaktverhalten kann das überschlägige Dimensionierungsverfahren durch die Messungen der Gleichtaktspannungen mit einer Auswahl verschiedener Abschlusswiderstände verifiziert werden. Den Messergebnissen, der Abbildung 5.23 zufolge, liegt der optimale Widerstand für die 35 m lange Leitung in einem Bereich um $R_{s,\text{sch},Y} = 47\,\Omega$ und für die 80 m lange Leitung in einem Bereich um $R_{s,\text{sch},Y} = 28\,\Omega$. Der Spitzenwert der Gleichtaktspannungsänderung kann bei der 35 m langen Leitung auf $\dot{u}_{s,\text{lt}} = 223,7\text{ V}$ und für die 80 m lange Leitung auf $\dot{u}_{s,\text{lt}} = 221,7\text{ V}$ begrenzt werden. Bei einer Amplitude der Anregungsfunktion von $\frac{1}{3}U_{\text{zw}} = 183,3\text{ V}$ führt das zu einer relativen Überspannung von 22,0% für die 35 m und von 20,9% für die 80 m lange Leitung.

Die Berechnungen in Abbildung 5.24 decken sich insbesondere im Bereich der ersten Reflexion gut mit den Messungen. Bei ähnlich gewählter Staffelung der Abschlusswiderstände lässt sich anders als bei dem Gegentaktverhalten für das Gleichtaktverhalten keine scharfe Abgrenzung des optimalen Wertes treffen. Insbesondere bei der 80 m langen Leitung weisen die Spannungsverläufe der Messung und der Berech-

5.7 Untersuchung der Verluste unter direktem Vergleich mit einem RC-Anpassnetzwerk

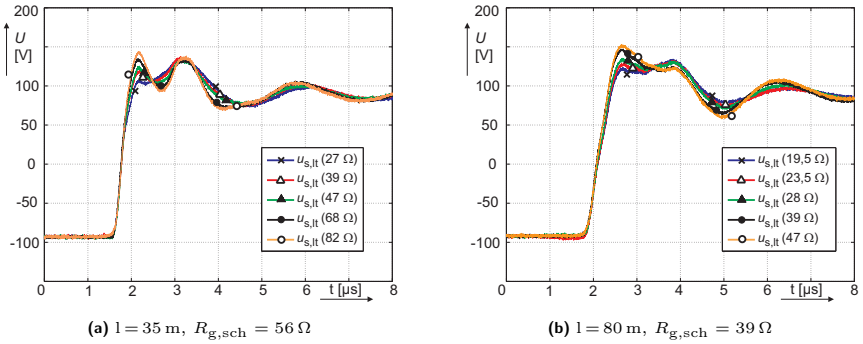


Abbildung 5.23: Schar der gemessenen Gleichtaktspannungen am Leitungsende bei Variation der Schirmabschlusswiderstände $R_{s,sch,Y}$

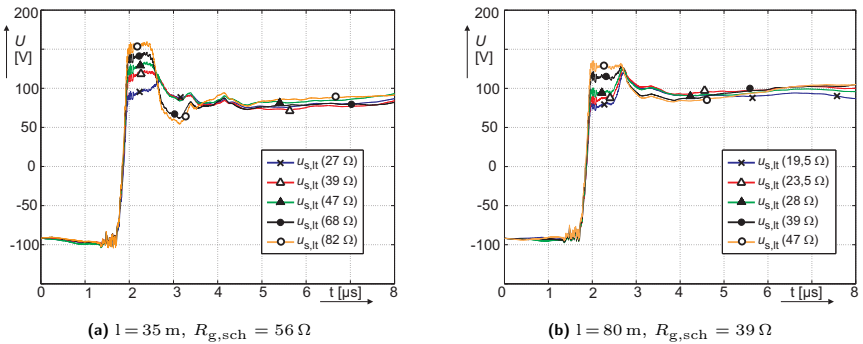


Abbildung 5.24: Schar der berechneten Gleichtaktspannungen am Leitungsende bei Variation der Schirmabschlusswiderstände $R_{s,sch,Y}$

nung einen Schnittpunkt auf, der durch die Variation des Abschlusswiderstandes in dem gewählten Intervall nicht verschoben werden kann.

5.7 Untersuchung der Verluste unter direktem Vergleich mit einem RC-Anpassnetzwerk

Unter direktem Vergleich mit einem RC-Anpassnetzwerk werden die Verlustleistungen des Schirmabschlusverfahrens für beide Leitungslängen ermittelt. Dazu wird zunächst ein RC-Anpassnetzwerk nach den bereits vorgestellten Auslegungsregeln dimensioniert und an dem Versuchsstand unter Berücksichtigung der Überspan-

nungsreduktion und den Verlusten vermessen. Ebenso werden die Verluste des Schirmabschlussverfahrens gemessen und berechnet. Es erfolgt ein Vergleich der Effektivität, wie auch der Verluste beider Verfahren, für die Reduktion der Gentaktspannungen. Die Messungen unter Verwendung des RC-Anpassnetzwerkes erfolgen ohne aufgelegten Schirm. Alle Versuche werden bei einer Taktfrequenz von 4 kHz durchgeführt. Der Untersuchung des Pulsmusters zufolge, wechseln pro PWM-Periode zwei Halbbrücken zwei mal ihren Zustand, während die dritte ohne Schaltvorgang in ihrem Zustand verharrt. In einer vollen Periode der Grundfrequenz, die 50 Hz beträgt, gelangt jede Halbbrücke zu einem Drittel der Zeit in diesen passiven Zustand. Für die Berechnung der Verluste muss wegen des passiven Zustandes der Faktor $\frac{2}{3}$ eingeführt werden. Wegen dem doppelten Zustandswechsel der aktiven Schalter oder Halbbrücken pro PWM-Periode muss der genannte Faktor weiterhin durch die Multiplikation mit zwei zu $\frac{4}{3}$ erweitert werden. Alle Messungen werden in einem Zeitintervall von genau 20 ms durchgeführt. Dadurch kann sichergestellt werden, dass eine Periode der Pulsmusterfolge vollständig abgeschlossen ist. Die Impedanznetzwerke sind bei allen Messungen in Sternschaltung ausgeführt.

5.7.1 Verluste des RC-Anpassnetzwerkes

Die Auslegung der RC-Anpassnetzwerke für die 35 m und 80 m lange Leitung erfolgt konform der in Kapitel 4.4.1 vorgestellten Dimensionierungsregeln. Die Gegenaktwellenimpedanzen der Innenleiter beider Leitungen werden im Versuch durch Abschlussnetzwerke in Stern geschalteter Leistungswiderstände²¹⁾, deren Werte trippelweise verändert werden, ermittelt. Der Betrieb erfolgt nur kurzzeitig, um die Widerstände im Überlastbereich nicht zu zerstören. Zwar ist das Vorgehen relativ aufwändig, die in der Abbildung 5.25 dargestellten Ergebnisse jedoch eindeutig, so dass sie nicht durch weitere Gegenmessungen verifiziert werden müssen. Demzufolge liegt der optimale Widerstand des Anpassnetzwerkes der 35 m langen Leitung bei einem Wert zwischen 56 Ω und 68 Ω pro Strang und für die 80 m lange Leitung bei einem Wert zwischen 47 Ω und 56 Ω pro Strang. Da die exakten Widerstandswerte nicht verfügbar sind, werden für die 35 m lange Leitung 68 Ω und für die 80 m lange Leitung 56 Ω gewählt, die Werte, bei denen jeweils die Beträge der Reflexionen ein Minimum annehmen. Es folgt mit den nun bekannten Widerständen die Dimensionierung der Kapazitäten, die sowohl nach der empirischen Methode wie nach der analytischen (4.27) erfolgt. Die Anstiegszeit der anregenden Spannungsflanke wurde zuvor zu $t_{\text{rise}} = 150 \text{ ns}$ ermittelt (vgl. Kapitel 5.1.5). Um vergleichbare Ergebnisse zu denen des Schirmabschlussverfahrens zu erhalten, wird generell eine zulässige Spannungsüberhöhung von 20% angenommen. Der Über-

²¹⁾Vishay Dale, RH-50

5.7 Untersuchung der Verluste unter direktem Vergleich mit einem RC-Anpassnetzwerk

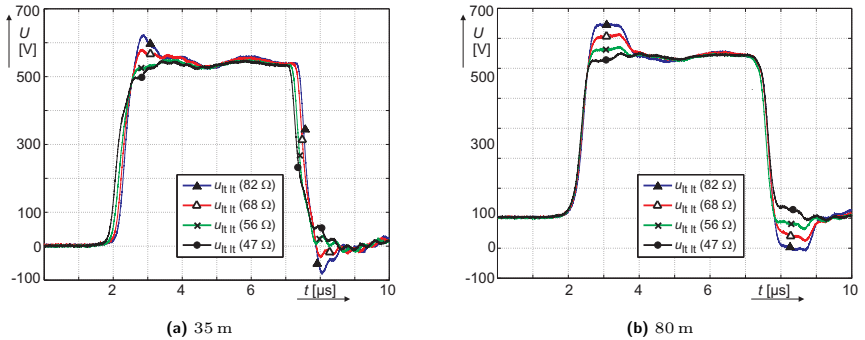


Abbildung 5.25: Leiter-Leiterspannungen bei verschiedenen Abschlusswiderständen, Anpassnetzwerk direkt an Maschinenklemmen

l [m]	35	80		
t_{lauf} [ns]	160	400		
$R_{\text{RC,Y}}$ [Ω]	68	56		
	empirisch	analytisch	empirisch	analytisch
$C_{\text{RC,Y}}$ [nF]	9,9	20,6	12,0	63,8

Tabelle 5.7: Zusammenfassung der Auslegungsergebnisse der RC-Anpassnetzwerke

sicht halber sind alle weiteren Daten und Auslegungsergebnisse in der Tabelle 5.7 zusammengestellt. Die Kurvenscharen in den Abbildungen 5.26 a und b zeigen die gemessenen Leiter-Leiter Spannungsverläufe bei verschiedenen Kapazitäten und festen Widerständen der RC-Anpassnetzwerke. Bei der 35 m langen Leitung tritt eine Überspannung von 20% (660 V) bei einer Kapazität von 33 nF auf und bei der 80 m langen Leitung 18,2% (650 V) bei 47 nF. Diese Werte liegen im Bereich der nach dem analytischen Verfahren ermittelten Werte. Bei den Abweichungen sollte auch berücksichtigt werden, dass die verwendeten Widerstände nicht den optimalen Werten entsprechen. Die empirisch ermittelten Werte weisen starke Fehler auf. Folglich sollte dieses Verfahren nur dann Verwendung finden, wenn Mehrfachreflexionen, die in den Messergebnissen beider Leitungslängen gut erkennbar sind, durch hinreichende Leitungslänge oder Dämpfung ausgeschlossen werden können.

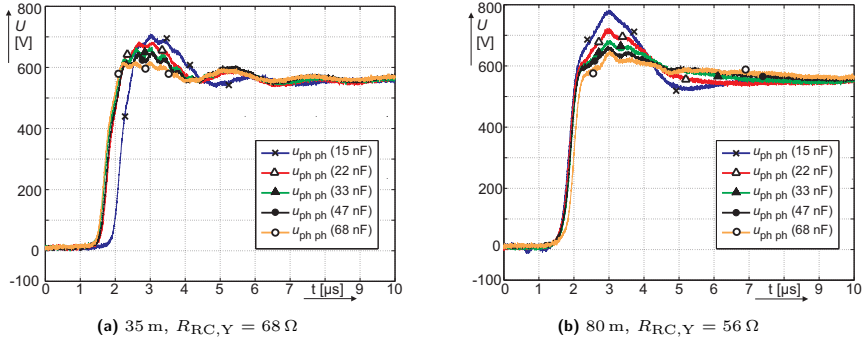


Abbildung 5.26: Leiter-Leiterspannungen bei verschiedenen Kapazitäten

Die Verluste des in Stern geschalteten Anpassnetzwerkes können nach Gleichung (4.29) pro Strang ermittelt werden, wobei die Gleichung um den Faktor $\frac{4}{3}$ wegen des einleitend beschriebenen modifizierten Pulsmusters erweitert wird.

Abbildung 5.27 stellt die auf die Schaltfrequenz normierten gemessenen Verlustleistungen zu der berechneten in Relation. Die blaue und rote Kurve stellen jeweils die gemessenen Verluste der 80 m bzw. 35 m langen Leitung dar. Bei geringen Frequenzen sind die gemessenen Verluste geringfügig höher als die berechneten, die durch die schwarz gestrichelte Kurve dargestellt werden. Die Abweichungen können auf die höheren Spannungsüberschinger bei geringen Kapazitäten zurückgeführt werden und bestätigen die in Kapitel 4.4.1 genannte Fehlerbetrachtung, dass dieser mit zunehmender Zeitkonstante des RC-Gliedes abnimmt. Die guten Übereinstimmungen der Messergebnisse mit den Berechnungsergebnissen des zuvor dimensionierten RC-Anpassnetzwerkes verifizieren die verwendeten Auslegungsregeln.

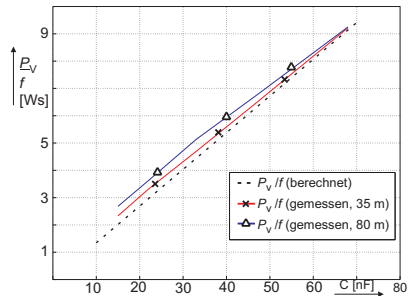


Abbildung 5.27: Auf die Schaltfrequenz normierte Verluste eines Stranges des Anpassnetzwerkes

5.7.2 Verluste des Schirmabschlussverfahrens

Abschluss nach dem Gegentakt

Eine genaue Berechnung der Verluste des Schirmabschlussverfahrens kann bei vollständig identifizierter Leitung anhand des vorgestellten mathematischen Modells erfolgen. Eine überschlägige Berechnung, analog zu der des RC-Anpassnetzwerkes, lässt sich aus dem Ersatzschaltbild des gesamten Systems mit konzentrierten Elementen herleiten. Dabei liegen die Leiter-Schirmkapazitäten in Reihe zu den Schirmabschlusswiderständen, zu denen wiederum parallel die Leiter-Leiterkapazitäten geschaltet sind. Wegen ihrer geringen Kapazität relativ zu den Leiter-Schirmkapazitäten können diese jedoch vernachlässigt werden. In den Versuchen werden die Abschlussnetzwerke in Sternschaltungen ausgeführt. Die Verlustleistung lässt sich wie für das RC-Anpassnetzwerk nach Gleichung (4.29) berechnen, die auch hier um den Faktor $\frac{4}{3}$ wegen des Modulationsverfahrens erweitert wird. Mit der längenabhängigen Gesamtkapazität lauten die Verluste pro Strang

$$P_{v,Y,\text{str}} = m \cdot \frac{1}{3} \cdot U_{\text{zw}}^2 \cdot f_{\text{takt}} \cdot C'_{\text{lt sch}} \cdot l_{\text{ltg}}, \quad (5.59)$$

mit dem Faktor $m = \frac{4}{3}$ der das Modulationsverfahren berücksichtigt. $C'_{\text{lt sch}}$ wurde bereits in Kapitel 5.4.1 zu 452,1 pF/m ermittelt. Bei vorhandener Leitung und fester Zwischenkreisspannung können im Nachhinein die Verluste des Schirmabschlussverfahrens nur über die Leitungslänge und die Taktfrequenz variiert werden. Nach (5.59) beträgt die auf die Schaltfrequenz normierte Verlustleistung pro Strang

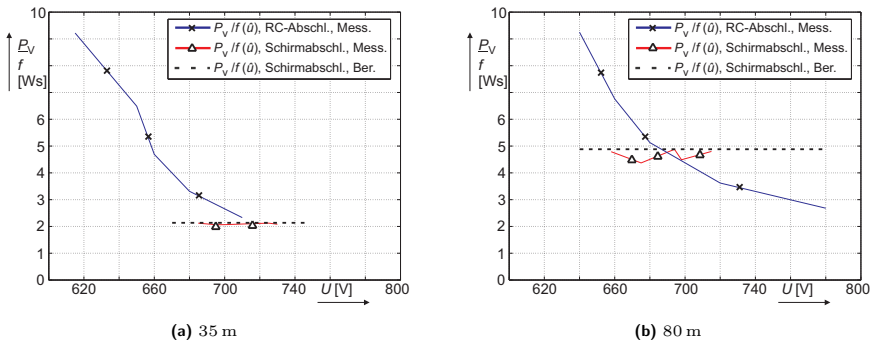


Abbildung 5.28: Relative Verlustleistungen pro Phase

2,14 W/kHz für die 35 m lange Leitung und 4,88 W/kHz für die 80 m lange Leitung. Die bei verschiedenen Schirmabschlusswiderständen $R_{g,\text{sch}}$ gemessenen Verlustleistungen werden in Abbildung 5.28 durch die jeweils rote Kurve über der gemessenen

	Schirmabschlussverfahren		RC-Anpassnetzwerk	
l [m]	35	80	35	80
$R_Y (R_{g, \text{sch}})$ [Ω]	56	39	68	56
C_Y [nF]	–	–	22	47
$\hat{u}$ [V]	680	656	680	650
P_v/kHz [Ws]	2,09	4,15	3,31	6,76

Tabelle 5.8: Vergleich der Auslegungs- und Messergebnisse des Schirmabschlussnetzwerkes mit dem RC-Anpassnetzwerk für beide Leitungslängen

Maximalspannung in Relation zu den berechneten Verlustleistungen, der schwarz gestrichelten Kurven, dargestellt. Wie erwartet sind die Verluste über der Abszisse nahezu konstant. Des Weiteren erfolgt ein Vergleich mit dem RC-Anpassnetzwerk, dessen Verlustleistung über der Maximalspannung jeweils durch die blaue Kurve dargestellt wird. Daraus geht hervor, dass durch das RC-Anpassnetzwerk die Leiter-Leiterspannung an den Maschinenklemmen zwar stärker reduziert werden kann als durch das Schirmabschlussverfahren, jedoch für die 35 m sowie für die 80 m lange Leitung die Verlustleistungen durch das Schirmabschlussverfahren in einem Bereich um den optimalen Widerstand deutlich geringer sind. In Tab. 5.8 sind für beide Leitungslängen die Werte der Bauelemente und gemessenen Größen bei vergleichbaren und durch das Schirmabschlussverfahren geringsten Leiter-Leiterspannungen dargestellt. Die Verlustleistung des Schirmabschlussverfahrens beider Leitungslängen ist bezogen auf die Verlustleistung des RC-Anpassnetzwerkes bei vergleichbarer Wirkung der Überspannungsreduktion um etwa $\frac{1}{3}$ geringer.

Neben allen bisherigen auf leitungstheoretischen Ansätzen beruhenden Abgrenzungen des Schirmabschlussverfahrens von einem RC-Anpassnetzwerk, kann diese folglich auch über die Verlustleistung erfolgen. Die Argumentation, dass möglicherweise Verluste im Schirm, der als Leiter verwendet wird, auftreten, die in der Größenordnung der in Wärme umgesetzten Leistungsdifferenz zu einem RC-Anpassnetzwerk stünden, kann durch einen Vergleich der effektiven ohmschen Widerstände bei hohen Frequenzen falsifiziert werden. Bei 10 MHz, der höchsten betrachteten Frequenz, die in Kapitel 5.1.5 begründet wird, beträgt die Eindringtiefe $\delta_{\text{sch}} = 20,8 \mu\text{m}$. Gegenüber der Schirmdicke von $d_{\text{sch}} = 153,7 \mu\text{m}$ ist der Widerstandsbelag des Schirmes mit $R_{\text{sch}} = 17,1 \text{ m}\Omega/\text{m}$ etwa acht mal größer als im Gleichstromfall. Auch bei hohen Leitungslängen ist der absolute Schirmwiderstand sehr viel kleiner als der optimale Schirmabschlusswiderstand, so dass die Verluste im Schirmleiter vernachlässigbar gering sind.

Abschluss nach dem Gleichtakt

Die Untersuchung der Verluste des Abschlusses nach dem Gleichtakt erfolgt ohne den Vergleich mit dem entsprechenden RC-Anpassnetzwerk. Die bereits zu Kapitelbeginn durchgeführte Identifikation des Pulsmusters führt zu dem Ergebnis, dass pro PWM-Periode vier Änderungen der Gleichtaktspannung auftreten. Da die Gleichtaktspannung, sowie ihre Änderungen definitionsgemäß für alle Stränge identisch sind, können diese in dem ESB parallel geschaltet und zu einem Ersatzstrang zusammengefasst werden. Die Ersatzkapazität entspricht der dreifachen Leiter-Schirmkapazität und der äquivalente Schirmabschlusswiderstand, der die parallel geschalteten Schirme mit dem Sternpunkt verbindet, einem Drittel von $R_{s, \text{sch}}$. Die Auslegung des Netzwerkes wurde bereits in Kapitel 5.6.2 ausführlich hergeleitet und durch entsprechende Messungen belegt. Demnach besteht das die Gleichtaktspannungen reduzierende Schirmabschlussnetzwerk aus einer Reihenschaltung der drei parallel geschalteten Schirmabschlusswiderstände der Gegentaktspannungsunterdrückung und einem den Sternpunkt mit der Bezugsebene verbindenden Widerstand $R_{g, \text{sch}}$. Der Betrag der Änderung der Gleichtaktspannung ist bei jedem Sprung gleich $\frac{1}{3} U_{\text{zw}}$. Wegen der galvanischen Entkopplung durch die Leiter-Schirmkapazitäten sind für die Verluste nur die Gleichtaktspannungsdifferenzen maßgebend. Nach Gleichung (4.28) ergeben sich die gesamten Verluste der Gleichtaktunterdrückung zu

$$P_{v, s, \text{ges}} = 2 \cdot f_{\text{takt}} \cdot 3 \cdot C'_{\text{lt sch}} \cdot l \cdot \left(\frac{1}{3} U_{\text{zw}} \right)^2. \quad (5.60)$$

Mit der Spannungsteilerregel [138] lässt sich zeigen, dass für eine Reihenschaltung der Widerstände R_1 und R_2

$$\frac{P_1}{P_2} = \frac{R_1}{R_2} \quad (5.61)$$

gilt. Damit folgt für die Verlustleistung in dem Widerstand $R_{s, \text{sch}}$

$$\begin{aligned} P_{R, s, \text{sch}} &= \frac{R_{s, \text{sch}}}{R_{s, \text{sch}} + \frac{1}{3} R_{g, \text{sch}}} \cdot P_{v, s, \text{ges}} \\ \Leftrightarrow P_{R, s, \text{sch}} &= \frac{R_{s, \text{sch}}}{R_{s, \text{sch}} + \frac{1}{3} R_{\text{sch, ks}}} \cdot 2 \cdot f_{\text{takt}} \cdot 3 \cdot C'_{\text{lt sch}} \cdot l \cdot \left(\frac{1}{3} U_{\text{zw}} \right)^2. \end{aligned} \quad (5.62)$$

In Tabelle 5.9 sind die Berechnungs- und Messergebnisse der 35 m und 80 m langen Leitung zusammengestellt. Die theoretischen Betrachtungen werden durch die guten Übereinstimmungen der Messergebnisse mit den Berechnungen bestätigt. Insofern kann eine weitere Messung der zusätzlichen Verluste an den in Stern geschalteten Widerständen $R_{g, \text{sch, Y}}$ entfallen.

l [m]	35	80
$P_{R,s, \text{sch}, \text{ber}}/\text{kHz}$ [Ws]	2,28	4,70
$P_{V,s, \text{ges}}/\text{kHz}$ [Ws]	3,19	7,29
$P_{R,s, \text{sch}, \text{gem}}/\text{kHz}$ [Ws]	2,50	4,85

Tabelle 5.9: Vergleich der berechneten und gemessenen auf die Schaltfrequenz normierten Verluste des Widerstandes $R_{s, \text{sch}}$ zur Reduzierung der Gleichtaktspannung

Bei der Auslegung der Leistungsklasse der Widerstände müssen diese zusätzlichen Verluste berücksichtigt werden, sofern das Schirmabschlussnetzwerk auf die Reduzierung der Gleichtaktanteile erweitert wird. Die höchsten Verluste treten bei der 80 m langen Leitung an den Widerständen $R_{g, \text{sch}, Y}$ mit $P_{V, R, g, \text{sch}, Y} = (4, 15 + 4, 85) \text{ W/kHz} \cdot 4 \text{ kHz} = 36 \text{ W}$ auf.

5.8 Zusammenfassung

Bei den untersuchten dreiphasigen Leiterbündeln konnten mit Hilfe des Schirmabschlussverfahrens die Spannung der Gegentaktanteile für die 35 m lange Leitung auf 680 V und für die 80 m lange Leitung auf 656 V begrenzt werden. Bei einer Zwischenkreisspannung von 550 V betragen die relativen Überspannungen 23,6 % und 19,3 %. Die Untersuchung des Verfahrens hinsichtlich des Verhaltens bei dem Abschluss nach der Gleichtaktmode erfolgt generell nur bei dem Zustandswechsel einer Halbbrücke, um vergleichbare Ergebnisse zu erlangen. Die Amplitude der Anregungsfunktion erreicht mit $\frac{1}{3} U_{zw}$ nicht das mögliche Maximum, jedoch kann aus dem Ergebnis eine Aussage über die relative Überspannung abgeleitet werden. Diese beträgt für die 35 m lange Leitung 22,0 % und 20,9 % für die 80 m lange Leitung.

Problematisch gestaltet sich die Ermittlung der optimalen Widerstandswerte des Abschlussnetzwerkes. Es werden die vier Methoden:

- Analytische Berechnung,
- Simulation,
- näherungsweise Bestimmung der Wellenimpedanzen und
- Ausprobieren

vorgestellt, deren Genauigkeit und Aufwand variieren.

5.8 Zusammenfassung

Die Methode der sukzessiven Approximation, die mehrfache analytische Berechnung der Spannungsverläufe des Leitungsendes unter Variation der Werte des Abschlusswiderstandes, weist eine modellabhängige Genauigkeit auf. Es ist möglich wesentliche Effekte, wie z. B. Moden- und chromatische Dispersion, zu berücksichtigen. Jedoch setzt diese Methode hinreichend genau bestimmte primäre Leitungskonstanten voraus und ist mit einem hohen zeitintensiven Rechenaufwand verbunden. Eine weitere Annäherung der tatsächlichen Verläufe setzt die Bestimmung der komplexen frequenzabhängigen Maschinen- und Umrichterimpedanzen voraus. Nur für die tendenzielle Ermittlung der Werte der optimalen Abschlusswiderstände können die Abschlussnetzwerke durch Leerläufe und Kurzschlüsse gebildet werden. Da ideale Leerläufe und Kurzschlüsse unweigerlich zu wenigstens einer Division durch Null führen, können diese durch extrem große oder extrem kleine Widerstandswerte dargestellt werden.

Zur Bestimmung der frequenzabhängigen primären Leitungskonstanten wurde ein Algorithmus vorgestellt. Wegen der in dem betrachteten Frequenzbereich sehr viel geringeren Einflüsse der Widerstands- und Leitwertbeläge sind die Phasenverschiebungen bei den Kurzschluss- und Leerlaufmessungen sehr gering gegenüber 0° bzw. 90° . Ein großes Problem bei der Vermessung der Leitung besteht folglich in der hinreichend genauen Ermittlung des Phasenwinkels. Die primären Leitungskonstanten des Labormodells der 15 m langen Leitung über einer Bezugsebene lassen sich wegen der bekannten Geometrie einfach und sehr genau berechnen. Weiterhin weisen die Berechnungs- und Messergebnisse der 35 m langen Leitung gute Übereinstimmungen auf. Die exakte Berücksichtigung der verschiedenen Ausbreitungskoeffizienten, die frequenzabhängige Ausbreitungsgeschwindigkeiten und Dämpfungen der Eigenwellen beschreiben, hat den Umstand zur Folge, dass die Berechnung erst nach der Transformation des Anregungssignales in zwei Bildräume stattfinden kann. Werden Vereinfachungen eingeführt, so besteht die Möglichkeit auf eine oder auch auf beide Transformationen zu verzichten.

Die Ermittlung des optimalen Widerstandes durch mehrere Simulationen kann die Rechenzeit zwar verkürzen, doch wird das Ergebnis a priori einen höheren Fehler aufweisen, denn durch die Anwendung der transienten Simulation können frequenzabhängige Leitungsparameter nicht beachtet werden. Insbesondere kann keine Berücksichtigung der Dämpfung durch einen frequenzabhängigen ohmschen Widerstand erfolgen. Die Ermittlung der primären Leitungskonstanten wird dennoch vorausgesetzt. Wegen der Nichtberücksichtigung der Frequenzabhängigkeit handelt es sich dabei jedoch um skalare Werte.

Die optimalen Schirmabschlusswiderstände der Gegen- sowie der Gleichtaktmode liegen im Bereich der Wellenimpedanzen der Schirme zueinander, bzw. der Schirme zu der Bezugsebene. Daraus folgt die dritte Methode der näherungsweisen

Bestimmung der jeweiligen Wellenimpedanzen durch eine Kurzschluss- und eine Leerlaufmessung. Da die zu ermittelnden Wellenimpedanzen als rein reelle Werte angenommen werden, ist die Phasenverschiebung unerheblich. Somit können Leerlauf- und Kurzschlusswiderstand aus z.B. den Effektivwerten bestimmt werden, was den Einsatz einfacher Messmittel, wie Frequenzgenerator und Oszilloskop, ermöglicht. Diese Vorgehensweise wurde experimentell anhand der 35 m und 80 m langen Leitung verifiziert. Die daraus hervorgegangenen Ergebnisse sind zwar nur angenäherte Werte, die den Versuchen zufolge jedoch hinreichend genau sind. Für die praktische, schnelle Auslegung der Widerstände kann dieses Verfahren favorisiert werden.

Eine triviale und praktisch relevante Methode, das Ausprobieren, mit etwas höherem Aufwand stellt die Messung der Klemmenspannung unter Variation der Schirmabschlusswiderstände dar.

6 Gegenüberstellung ausgewählter Verfahren

Die technischen und wirtschaftlichen Kriterien häufig verwendeter und in den Kapiteln 4 und 5 vorgestellter Verfahren werden anhand eines beispielhaften Antriebssystems gegenübergestellt. Dieses setzt sich aus einem aus dem 400 V Drehstromnetz gespeisten Umrichter, einer dreiphasigen Motorleitung variabler Länge und einer 75 kW Asynchronmaschine zusammen. Die Taktfrequenz des Umrichters betrage 4 kHz. Der angenommene Wirkungsgrad von $\eta_{\text{mot}} = 0,95$ und $\cos \phi_{\text{mot}} = 0,8$ führen zu der Wechselrichterscheinleistung von $S_{\text{wr}} = 99 \text{ kVA}$, woraus der Phasenstrom von $I_{\text{str}} = 143 \text{ A}$ folgt.

Unter Berücksichtigung der in den vorherigen Kapiteln gesammelten Erkenntnissen kann eine Auswahl der vorteilhaftesten Systeme für den Antrieb erfolgen. Weiterhin existieren für das oben genannte Beispielsystem nach wie vor eine große Menge Freiheitsgrade, die bei der Auswahl eines Filters bzw. Modifikation der Topologie zur Vermeidung parasitärer Effekte berücksichtigt werden müssen. Konkret sei zunächst zu klären, ob die Gegentakt- oder Gleichtaktkomponente bedämpft oder unterdrückt werden soll. Der zulässige Toleranzbereich in dem sich die Spannung der betrachteten Komponente bewegen darf, muss definiert werden. Handelt es sich um einen nachträglichen Einbau, so können gerade bei langen Motorleitungen, die den Einsatz geometrisch großer Filter (Sinusfilter) notwendig machen, Platzprobleme auftreten. Das Volumen und die Masse von Filterschaltungen, deren Induktivitäten den Laststrom tragen, steigt mit zunehmender Antriebsleistung. Systeme, die unmittelbar am Motor installiert werden, benötigen den notwendigen Bauraum und es muss eine hinreichende Kühlung sichergestellt werden. Als elegant erweist sich die Integration von Bauteilen im Klemmkasten, so dass auch die Wärmeabfuhr durch das Motorgehäuse übernommen wird. Neben den konstruktionstechnischen Aspekten, muss bei dem Einsatz von Filtern die mögliche Veränderung der Übertragungsfunktion des Antriebssystems berücksichtigt werden. Der Einsatz eines Filters beeinflusst die Systemdynamik in der Regel negativ. Während die zusätzlichen Verluste bei Antrieben großer Leistungen nur geringfügig ins Gewicht fallen, müssen sie bei kleinen Systemen in einem vertretbaren Rahmen bleiben. Ein weiterer wichtiger Aspekt sind neben den technischen Abwägungen die anfallenden Kosten. Generell können Filtersysteme, deren Drosseln den Laststrom tragen, als kostenintensive Baugruppen eingestuft werden. Ebenso führen besondere Umrichtertopologien, aufgrund des erhöhten Bauteilaufwandes, zu stark erhöhten Kosten.

Durch den Vergleich sollen unter anderem die Vorteile des Schirmabschlussverfahrens hinsichtlich der Kosten- sowie Bauraum- und Gewichtseinsparungen verdeutlicht werden. Dabei wird ausschließlich die Reduktion der Gegentaktkomponenten betrachtet. Die Topologien herkömmlicher du/dt - und Sinusfilter lassen die Ver-

ringerung von Gleichtaktkomponenten nicht zu, die nur durch aufwändige Zusatzbaugruppen (vgl. Kapitel 4.1.5) erreicht werden kann. Der Vollständigkeit halber sei hier darauf hingewiesen, dass sowohl mit einem Anpassnetzwerk wie auch durch das Schirmabschlussverfahren nur das Überspringen der Gleichtaktspannung verringert werden kann. Dadurch kann die das Isolationssystem schädigende Wirkung vermindert werden, jedoch nicht die das Lager überwiegend schädigenden EDM-Lagerströme (vgl. Kapitel 3.4.4). Für häufig angewandte Verfahren werden für das eingangs vorgestellte Antriebssystem mit einer 80 m langen Motorleitung markante technische und wirtschaftliche Kriterien genannt. Die Gegenüberstellung erlaubt eine Bewertung der jeweiligen Eigenschaften der Verfahren nach Punkten zwischen 1 und 5, wobei 5 als positiv und 1 als negativ definiert ist. Durch die Wahl des Antriebssystems wird versucht möglichst vergleichbare Bedingungen zu schaffen, jedoch sollte berücksichtigt werden, dass Änderungen der Systemparameter sich unterschiedlich auf die Eigenschaften der Verfahren auswirken, so dass in Extremfällen die Bewertungen anders ausfallen können. Z. B. weist das Schirmabschlussverfahren für das betrachtete System eine sehr geringe Verlustleistung auf. Wegen des linearen Anstieges mit zunehmender Leitungslänge verschlechtert sich jedoch der Wirkungsgrad bei langen Motorleitungen. Andererseits wird die Leitungslänge die Auslegung eines Sinusfilters nur unwesentlich beeinflussen, doch führt eine zunehmende Motorleistung zu einem notwendigen Anstieg des Kapazitätswertes und damit nach Gleichung 4.14 zu steigenden Filterverlusten. Aus den genannten Beispielen geht hervor, dass ein Vergleich schwierig durchzuführen ist. Die Vergabe der Bewertungspunkte basiert demnach nicht unmittelbar auf den genannten diskreten Zahlenwerten technischer und wirtschaftlicher Kriterien, sondern auch auf davon abweichenden Werten veränderter Antriebssysteme. Sämtliche technische Angaben sind im Folgenden, sofern nicht darauf hingewiesen wird, unverbindliche Angaben der in den Fußnoten aufgeführten Hersteller.

Die Verluste des du/dt -Filters werden überschlägig unter der Annahme einer Filterkapazität von 100 nF für ein dreiphasiges System bei 560 V Zwischenkreisspannung und 4 kHz Taktfrequenz berechnet. Die optimale Auslegung des Filters ist zwar unmittelbar von der Leitungslänge abhängig, jedoch werden die Filter zu meist überdimensioniert, so dass eine obere Grenze der Leitungslänge angegeben wird. Eine Parameteränderung innerhalb des angegebenen Intervalles führt somit nicht zu einer Fehlfunktion. Die maximale Leitungslänge ist relativ gering. Wegen der großen Laufzeit von Wanderwellen auf langen Leitungen müsste die Filterzeitkonstante groß gewählt werden, so dass das du/dt -Filter zu Lasten der Dynamik in einen Sinusfilter übergeht.

Das Sinusfilter lässt zwar sehr lange Motorleitungen zu, führt jedoch zu erheblichen Verlusten. Sowohl der notwendige Bauraum wie auch das Gewicht sind beachtlich. Da Sinusfilter für lange Leitungen eine sehr große Zeitkonstante haben, so dass sie

bisweilen nur die Grundfrequenz passieren lassen, ist eine dynamische Regelung des Antriebes häufig nicht mehr möglich. Neben dem Verlust der Dynamik des Systems führt die hohe Induktivität zu einem großen Spannungsabfall, der eine reduzierte Spannung an der Maschine zur Folge hat.

Die Motordrossel bildet mit der Leitungskapazität einen Filter. Die Induktivität kann in dem Bereich zwischen der eines du/dt - und eines Sinusfilters liegen. Die Verluste sind ausschließlich von dem Leitungskapazitätsbelag und der Leitungslänge abhängig. Die Dynamik verhält sich entsprechend der Wahl der Induktivität.

Steht die Bewahrung einer hohen Dynamik des Antriebsstranges im Vordergrund, so zeigen das RC-Anpassnetzwerk und das Schirmabschlussverfahren die besten Eigenschaften. Da keine Filterelemente in Reihe zur Maschine geschaltet werden, erfolgt keine Veränderung der Zeitkonstante des Systems. Eine Kombination mit gleichtaktunterdrückenden Systemen ist durchaus möglich, so dass die Verfahren seitens ihrer Effektivität mit Filtern gleichgestellt werden können. Dabei ist zu beachten, dass die durch den Wechselrichter eingeprägte Spannungsanstiegsgeschwindigkeit nur durch Dispersion, Dämpfung und die transiente Maschinenimpedanz verringert wird. Sofern das Wicklungssystem jedoch den Anforderungen nach DIN VDE 0530-17 [27] genügt und die Anstiegszeit unter der angegebenen Grenzkennlinie liegt, stellt dies kein Problem dar¹⁾. Eine Begrenzung der Leitungslänge unter der Verwendung eines RC-Anpassnetzwerkes erfolgt ab sehr großen Längen durch die inakzeptablen Verluste. Daher erklärt sich die Umklammerung der herstellerspezifischen Angabe in Tabelle 6.1 und die Bewertung mit nicht der vollen Punktzahl. Die für das RC-Anpassnetzwerk angegebene Verlustleistung von 180 W ist eine herstellerspezifische Angabe für eine Leitungslänge von 183 m. Aus der Untersuchung des Verfahrens in Kapitel 5.7.1 folgt aus der Abbildung 5.28 b für die 80 m lange Leitung eine Verlustleistung von etwa 6,8 W/kHz um die Spannung auf 660 V zu begrenzen. Zur überschlägigen Berechnung der absoluten Verlustleistung eines dreiphasigen Systems bei einer Taktfrequenz von 4 kHz wird näherungsweise angenommen, dass sich die Verlustleistung linear zur Leitungslänge verhält (4.27). Damit folgt

$$P_{v,RC\text{-Abschluss}} = 3 \cdot 6,8 \frac{\text{W}}{\text{kHz}} \cdot 4 \text{ kHz} \cdot \frac{183 \text{ m}}{80 \text{ m}} = 186,7 \text{ W},$$

ein Wert der sehr nahe an der Angabe des Herstellers eines kommerziell erwerblichen RC-Abschlussnetzwerkes liegt. Bei optimaler Auslegung des Netzwerkes hat sowohl die Wellenimpedanz der Leitung, die sich aus dem Kapazitäts- und dem In-

¹⁾Die Grenzkennlinie berücksichtigt auch Reflexionen, so dass für die gewählte Zwischenkreisspannung von 560 V kein Wert angegeben ist. Wird jedoch zur Abschätzung die Spannung von 1 kV gewählt, so ergibt sich für 560 V eine minimale Anstiegszeit von etwa 100 ns, eine Zeit, die wegen der hohen Spannung in der Kennlinie als untere Abschätzung und somit sicherer Wert behandelt werden kann.

duktivitätsbelag berechnet wie auch die Leitungslänge Einfluss auf die Netzwerkgrößen. Daraus ergibt sich die relativ schlechte Bewertung bezüglich Parameteränderungen. Die Überdimensionierung kann nur seitens der Entkoppelkapazitäten und der Leistungsklasse der Widerstände erfolgen, während die Werte der Widerstände bestmöglich an die Leitungswellenimpedanz angepasst sein müssen.

Eine Längenbegrenzung der Motorleitung unter Verwendung des Schirmabschlussverfahrens ist aus physikalischer Sicht wie bei dem RC-Abschlussnetzwerk nicht gegeben. Die Leitungslänge kann variiert werden, solange die Leistungsklasse und Kühlung der Widerstände dies zulässt. Die Verlustleistung ergibt sich aus den in Kapitel 5.7.2 durchgeführten Untersuchungen. Das Gewicht dieses Systems wird überschlägig aus der Differenz zwischen drei 80 m langen geschirmten und ungeschirmten Motorleitungen der Innenleiterquerschnittsfläche von 35 mm^2 berechnet. Zwar ist nur dieses bereits höher als das Gewicht des RC-Anpassnetzwerkes, doch begründet sich die gute Bewertung darin, dass es sich hierbei um eine über die gesamte Leitungslänge verteilte Größe handelt, die die Trägheit eines möglicherweise bewegten Servomotors nicht erhöht. Der zweite Wert ergibt sich aus der Masse der Widerstände und einem geschätzten Summanden, der sich aus Leitungen, Befestigungen und sonstigem Kleinzeug zusammensetzt. Auch das Volumen ist sehr gering, so dass die notwendigen Widerstände möglicherweise im Klemmkasten der Maschine untergebracht werden können. Eine Parameteränderung der Motorleitung führt nur zu einer Fehlauselegung, wenn diese Einfluss auf die Leitungswellenimpedanz hat. Grundsätzlich sind die Kosten dieses Verfahrens sehr gering, jedoch ist bei der Betrachtung zu beachten, dass nur Materialkosten aber keine Herstellungskosten und Gewinne berücksichtigt wurden.

In der Abbildung 6.1 a sind die Ergebnisse der theoretischen Untersuchung des Zusammenhanges zwischen der Verlustleistung und der Motorleistung dargestellt. Die Berechnungen lehnen sich an dem in Kapitel 5.7 ermittelten Modulationsverfahren zur absoluten Berechnung der Verlustleistung an. Während die Erhöhung der Verlustleistung mit steigender Leitungslänge auf die Vergrößerung der Gesamtkapazität zurückzuführen ist, steigen mit zunehmender Motorleistung die Verluste durch den mit wachsender Leiterquerschnittsfläche ebenfalls zunehmenden Kapazitätsbelag. Der große Vorteil des Schirmabschlussverfahrens hinsichtlich der Verluste auch bei großen Systemleistungen und Leitungslängen wird durch diese Betrachtung deutlich. Die Kosten verschiedener Verfahren über der Motorleistung sind in Abbildung 6.1 b aufgetragen. Die Kurven des Schirmabschlussverfahrens ergeben sich dabei aus der Kostendifferenz zwischen geschirmten und ungeschirmten Leitungen. Vorteile zeigt dieses Verfahren folglich bei relativ kurzen Leitungen geringer bis mittlerer Antriebsleistung.

	$l_{tg,max}$ [m]	P_v [W]	m [kg]	$l \times b \times h$ [m ³]	Kosten [€] (Netto)	Parameter- änderung	Dynamik (du/dt , ω_0 , L)
du/dt -Filter	$30^{(1)} \cdot 50^{(3)}$	380	$11^{(1)}$	$0,19 \times 0,16 \times 0,27^{(1)}$	320	l_{tg}	$500^{(3)} \cdot 1 \text{ kV} / \mu\text{s}^{(1)}$
Bewertung	$\frac{2}{-}$	$\frac{2}{-}$	$\frac{3}{-}$	$\frac{3}{-}$	$\frac{3}{-}$	$\frac{4}{-}$	$\frac{3}{-} \cdot 4$
Sinusfilter	$400^{(2)} \cdot 2000^{(3)}$	$720^{(2)}$	$61^{(1)} \cdot 66^{(5)}$	$0,42 \times 0,22 \times 0,75^{(1)}$	$1.300 \cdot 1800$	$-$	$1,8 \text{ kHz}^2$
Bewertung	$\frac{5}{-}$	$\frac{1}{-}$	$\frac{1}{-}$	$\frac{2}{-}$	$\frac{1}{-}$	$\frac{5}{-}$	$\frac{1}{-}$
Motordrossel	$-$	fC'_{tg}	$11^{(1)} \cdot 66^{(5)}$	$0,42 \times 0,22 \times 0,75^{(1)}$	$320 \cdot 1.300$	C'_{tg}	$38 \mu\text{H}^{(1)} \cdot 0,5 \text{ mH}^{(5)}$
Bewertung	$\frac{3}{-}$	$\frac{2}{-}$	$\frac{1}{-}$	$\frac{2}{-}$	$\frac{2}{-}$	$\frac{4}{-}$	$\frac{1}{-} \cdot 4$
Anpassnetzwerk	$(183^{(4)})$	$180 (183 \text{ m})^{(4)}$	$3,9^{(4)}$	$0,18 \times 0,16 \times 0,13^{(4)}$	520	L'_{tg} , C'_{tg}	du/dt_{wr}
Bewertung	$\frac{4}{-}$	$\frac{3}{-}$	$\frac{5}{-}$	$\frac{4}{-}$	$\frac{4-5}{-}$	$\frac{2}{-}$	$\frac{5}{-}$
Schirmabschlussv.	$-$	≈ 60	$9,6^{(6)} + 0,5^{(7)}$	$\approx 0,0001$	250	L'_{tg} , C'_{tg}	du/dt_{wr}
Bewertung	$\frac{4}{-}$	$\frac{4}{-}$	$\frac{5}{-}$	$\frac{5}{-}$	$\frac{5}{-}$	$\frac{3}{-}$	$\frac{5}{-}$

Tabelle 6.1: Vergleich ausgewählter Verfahren anhand der Dimensionierung für einen 400 V drehstromgespeisten 75 kW Antriebsstrang mit einer 80 m langen Motorleitung

2) Quelle: Bürkle und Schöck
3) Quelle: Schaffner
4) Quelle: Plathaus
5) Quelle: Rockwell Automation
6) Quelle: Tauscher
7) Quelle: Kabelschlepp
8) Quelle: Vishay

Die hohen Kosten des Sinus- und des du/dt -Filters gerade bei hohen Leistungen und Phasenströmen stehen in direktem Zusammenhang mit dem aktuellen Kupferpreis. Die mit steigender Motorleistung zunehmenden Kosten des Schirmabschlussverfahrens begründen sich in der erhöhten Kostendifferenz zwischen geschirmten und ungeschirmten Motorleitungen des jeweils notwendigen Querschnittes. Bei der Betrachtung sollte berücksichtigt werden, dass für einen Vergleich mit dem du/dt -Filter, dieser nur bis zu einer stark eingeschränkten Leitungslänge verwendet werden kann.

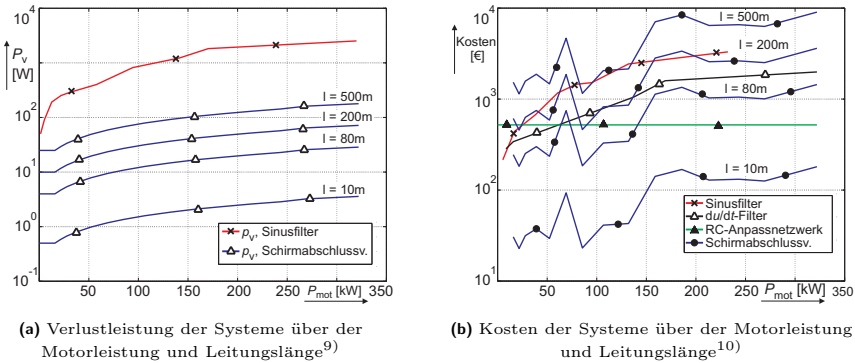


Abbildung 6.1: Vergleich verschiedener Systeme hinsichtlich der Kosten und der Verlustleistung in Abhängigkeit der Motorleistung und Leitungslänge

Die Verlustleistung des Schirmabschlussverfahrens ist bis zu großen Leitungslängen hin sehr gering und das Volumen sowie das Gewicht des Systems quasi vernachlässigbar klein. Die Dynamik des Antriebssystems wird nicht beeinflusst. Mögliche Nachteile des Verfahrens bestehen in einer unverändert hohen Spannungsanstiegsgeschwindigkeit, die bei Überschreitung eines kritischen Grenzwertes trotz keiner signifikanten Überspannung die Wicklungsisololation der Maschine schädigt. Bei dem in den Versuchen verwendeten IGBT-Umrichter wird dieser Grenzwert nicht annähernd erreicht, jedoch wäre eine Überschreitung mit MOSFET-Halbleiterschaltern denkbar. Mit Hilfe des Schirmabschlussverfahrens können Überspannungen drastisch reduziert, jedoch nicht vollständig unterdrückt werden. Das Verfahren ist bei Leitungslängen bis hin zu etwa 100 m und mittleren Antriebsleistungen kostengünstig. Die nachträgliche Implementierung des Verfahrens, sofern einzeln geschirmte Motorleitungen vorhanden sind, ist wegen des geringen Bauraums und geringen

⁹⁾Quellen: Sinusfilter: Block, du/dt -Filter: ABB, RC-Anpassnetzwerk: Rockwell Automation, Schirmabschlussverfahren: eigene Berechnung, Motorleitung: LIFE-LINE Power ONE 700 C

¹⁰⁾Quellen: Sinusfilter: Tauscher, Schirmabschlussverfahren: eigene Berechnung, Motorleitung: Kabelschlepp LIFE-LINE Power ONE 700, LIFE-LINE Power ONE 700 C

Verlusten tendenziell gut möglich. Die Dimensionierung kann einfach anhand der aufgeführten Auslegungsregeln erfolgen.

7 Zusammenfassung und Aussicht

Die Ursachen und Folgen einleitend genannter Überspannungen, die sich durch Wicklungsschäden äußern und letzten Endes zu einer drastischen Lebensdauerverkürzung der Maschine führen können, wurden umfangreich beschrieben. Daneben erfolgte ebenfalls die Betrachtung schädlicher Lagerströme, hervorgerufen durch hochfrequente Gleichtaktströme, die in dieser Art nur bei Umrichterspeisung durch die veränderliche Spannungssumme gegenüber dem Bezugspotential entstehen. Existierende Technologien zur Verringerung oder vollständiger Unterdrückung oben genannter Probleme wurden detailliert vorgestellt. Dabei handelt es sich um eine Vielzahl kommerziell verfügbarer Systeme. Die umfangreiche Beschreibung erfolgte aufgrund der oftmals sehr knappen und unvollständigen Fachliteratur auf diesem Gebiet. Des Weiteren sollte eine fundierte Basis geschaffen werden, um die nachfolgend dokumentierte Erfindung, das Schirmabschlussverfahren, ausführlich und hinreichend genau zu den existierenden Verfahren in Relation stellen zu können. Das Schirmabschlussverfahren lässt sich mit einzeln geschirmten Motorleitungen, deren Schirme wechselrichterseitig nicht aufgelegt sind und motorseitig durch ein richtig bemessenes Widerstandsnetzwerk abgeschlossen werden, realisieren. Der Zustandswechsel einer Wechselrichterhalbbrücke hat einen Spannungssprung und damit auf der vorausgesetzt elektrisch langen Leitung eine Wanderwelle auf dem Innenleiter zur Folge. Wegen des eingangsseitig offenen Schirmes wird entsprechend des kapazitiven Teilverhältnisses der Kapazitätsbeläge auch eine Wanderwelle auf dem Schirm angeregt, die sich in Richtung Maschine ausbreitet. Bei richtiger Bemessung der Schirmabschlusswiderstände koppelt die sich auf dem Schirm ausbreitende, maschinenseitig eintreffende Wanderwelle negativ in den Innenleiter ein, während die eintreffende Wanderwelle des Innenleiters, wegen des durch die Maschineninduktivität relativ großen Reflexionskoeffizienten, positiv reflektiert wird. Die Spannungssumme am Innenleiterende kann somit auf eine zulässige Amplitude begrenzt werden. Die Transformation des Systems in den Modalbereich erlaubt eine weitere Möglichkeit den physikalischen Hintergrund des Verfahrens zu erklären. Für ein konkretes System zeigt sich, dass durch eine Schaltzustandsänderung vorwiegend die Eigenmoden angeregt werden, die durch die Schirmabschlusswiderstände unmittelbar abgeschlossen werden können. Der ideale Fall ergibt sich bei identischer Amplitude der Wanderwelle des Innenleiters und des Schirmes, bei dem tatsächlich die Anpassbedingung erfüllt werden kann. Diese Voraussetzung könnte nur durch die wechselrichterseitige galvanische Verbindung des Schirmes mit dem Innenleiter erfüllt werden, führte jedoch zu inakzeptabel hohen Verlusten. An dieser Stelle wird der Begriff des modenkoppelnden Netzwerkes eingeführt. Maschinenseitig einfallende Eigenmoden regen dabei durch die Struktur des Abschlussnetzwerkes andere Eigenmoden an. Diese Anregungen sollten dabei so erfolgen, dass die in den Urbildbereich zurücktransformierten Spannungen über der gesamten

Zeitdauer des transienten Einschwingvorganges ein Minimum annehmen. Hierin begründet sich der fundamentale Unterschied zu einem RC-Anpassnetzwerk, bei dem die Motorleitungen durch jeweils einen Widerstand zunächst ihrer Gegentakwellenimpedanz entsprechend angepasst werden und durch jeweils eine Kapazität die galvanische Entkopplung erfolgt um die Verluste drastisch zu reduzieren.

Durch ein näherungsweise ideales Labormodell, das aus einer 15 m langen einfachen geschirmten Motorleitung über einer elektrisch leitfähigen Bezugsebene besteht, werden Berechnungen erfolgreich verifiziert. Um jedoch die Funktion des Verfahrens anhand eines in industrieller Umgebung vorzufindenden Systems, dessen Randbedingungen von den zunächst idealen weit entfernt sind, im Experiment praktisch nachzuweisen, erfolgt der Aufbau eines vollständigen Antriebssystems. Dieses besteht aus einem 120 kVA Umrichter für das 400 V Drehstromnetz, einer 22 kW Asynchronmaschine und drei einzeln geschirmten parallel verlegten Motorleitungen einer effektiven Innenleiterquerschnittsfläche von 70 mm^2 . Die Leitungstriple sind 35 m bzw. 80 m lang und sind streckenweise in einer Schleppkette über einer teilweise unterbrochenen Stahlebene, streckenweise auf Stahlbetonboden und streckenweise auf einer Schaltschrankreihe, was einem Verlegekanal entspricht, positioniert. Dabei kreuzen sich die Leitungen mehrmals und liegen streckenweise in Schleifen auf dem Boden. Generell kann angenommen werden, dass die Randbedingungen eines in industrieller Umgebung sauber verlegten Leitungssystems besser als die Versuchsbedingungen sind. Bei einer Zwischenkreisspannung von 550 V beträgt die maximale Spannung bei der 35 m langen Leitung 680 V und bei der 80 m langen Leitung 656 V. Dies entspricht einer relativen Überspannung von 22 %, bzw. 20,9 %. Eine Erweiterung des Netzwerkes erlaubt die Reduktion der Schwingungsamplitude der Gleichtaktkomponenten.

Die Vorteile des zum Patent angemeldeten Schirmabschlussverfahrens werden nach der umfangreichen Analyse in direkten Vergleich zu ausgewählten kommerziell verfügbarer Verfahren gestellt. Besonders sei dabei die geringe Verlustleistung hervorzuheben, die bei identischen Antriebssystemen sogar geringer als die eines RC-Abschlussnetzwerkes ist. Das Verfahren bietet bis zu Antriebsleistungen von etwa 150 kW und Leitungslängen bis etwa 100 m wirtschaftliche Vorteile. Sofern eine Nachrüstung erfolgt und bereits geschirmte Leitungen vorhanden sind, deren Schirme für das Verfahren genutzt werden können, sind die Gesamtkosten vernachlässigbar. Durch das geringe Gewicht und den kleinen notwendigen Bauraum bietet sich das Verfahren besonders für Nachrüstungen und bewegte Antriebssysteme an, deren Massenträgheit gering bleiben sollte. Die Patentanmeldung des Schirmabschlussverfahrens wird derzeit geprüft, die Offenlegungsschrift ist bereits erfolgt.

Zur Verringerung der feldgebundenen Störabstrahlung könnten folgende Untersuchungen das Verhalten des Systems unter Nutzung eines Gesamtschirmes, der die

einzelnen geschirmten Leitungen umschließt und beidseitig auf dem Bezugspotential aufgelegt ist, beinhalten. Besonders sollte dabei auf das Teilverhältniss der Kapazitätsbeläge geachtet werden, damit die Amplitude der auf den Innenleiterschirm einkoppelnden Spannung nicht zu gering ausfällt. Die Kombination des Schirmabschlussverfahrens mit einer gleichtaktspannungsunterdrückenden Maßnahme, wie z. B. einer Gleichtaktdrossel oder einem Gleichtakttransformator, führt zu einem universell einsetzbaren System.

8 Anhang

8.1 Verwendete Konstanten

ϵ_0	elektrische Feldkonstante
μ_0	magnetische Feldkonstante
π	π , Kreiszahl
c	Lichtgeschwindigkeit
j	imaginäre Einheit

8.2 Formelzeichen

a	Variable
A	Fläche
$\underline{\underline{A}}$	Ausbreitungsmatrix
$\underline{b}$	Breite
B	Bandbreite
$\underline{\underline{B}}$	Variable Matrix
$\underline{\underline{C}}$	Kapazität
C'	Kapazitätsbelag
d	Durchmesser
D	Dämpfung
E	elektrische Feldstärke
$\underline{\underline{E}}$	Einheitsmatrix
f	Frequenz
F	Füllfaktor
h	Höhe
H	magnetische Feldstärke
i	elektrischer Strom (Zeitwert)
I	elektrischer Strom
k	Variable
K	Variable
l	geometrische Länge
L	Induktivität
L'	Induktivitätsbelag
m	Masse, Variable
$\underline{\underline{M}}$	Variable Matrix
n	Variable

N	Variable
o	Variable
P	Wirkleistung
Q	Blindleistung
r	Radius
R	elektrischer Widerstand
S	Scheinleistung
T	Periodendauer
u	elektrische Spannung (Zeitwert)
U	elektrische Spannung, Phase U
v	Geschwindigkeit
V	Verstärkung, Volumen, Phase V
$\underline{V}$	Eigenvektor
$\underline{W}$	Transformation, Phase W
x	Variable
y	Variable
z	geometrische Ausbreitungsrichtung der Leitung
γ	Ausbreitungskoeffizient
Γ	Reflektionskoeffizient
δ	Eindringtiefe
ϵ	Permittivität
ϵ_r	relative Permittivität
κ	spezifische Leitfähigkeit
λ	Eigenwert
μ	Permeabilität
μ_r	relative Permeabilität
ρ	spezifischer Widerstand
τ	Zeitkonstante
Φ	magnetischer Fluss
ω	Kreisfrequenz

8.3 Indices

a	Anfang
abs	absolut
ac	Wechselstrom
anr	Anregung
ber	Berechnung
c	kennzeichnet charakteristische Größen

8.3 Indices

C	Kapazität
d	Dämpfung
dc	Gleichstrom
dr	Drossel
e	Ende
eff	effektiv
f	Filter
FE	Eisen, bezeichnet den magnetischen Widerstand eines Eisenkreises
g	Gegentakt, unsymmetrisch
ge	Gehäuse
ges	gesamt
gruppe	Gruppe
h	Haupt(-induktivität)
hin	hinlaufend, hinlaufende Welle
i	beliebiger Index
j	beliebiger Index
k	totaler magnetischer Kopplungskoeffizient; Laufindex
kette	Kette, Kettenglied
koax	koaxial, Koaxialleitung
konz	konzentriert
ks	Kurzschluss
L	Induktivität
L ₁	Phase L ₁
L ₂	Phase L ₂
L ₃	Phase L ₃
lag	Lager
lauf	Lauf(zeit)
life	im Zusammenhang Lebensdauer
ll	Leerlauf
lt	(Innen-) Leiter
ltg	Leitung
m	beliebiger Index
max	Maximum
mess	Messung, gemessen
MMPT	Maximum-Minimum Pulse Technique
mod	Modell
mot	Motor
n	beliebiger Index
nw	Netzwerk
peak	peak, Maximalwert
PET	Pulse Eliminating Technique
ph	Phase

prox	Proximity (effekt)
r	reflektiert
R	Phase R von elektrischen Bauelementen
RC	RC-Glied
rel	relativ
rise	rise = Anstieg, Anstiegszeit
rot	Rotor
rück	rücklaufend, rücklaufende Welle
s	Gleichtakt, symmetrisch; Strahlungswiderstand (Antenne)
S	Phase S von elektrischen Bauelementen
sch	Schirm
skin	Skin (effekt)
str	Strang
T	Phase T von elektrischen Bauelementen
takt	Takt, Taktfrequenz, PWM-Frequenz
U	Phase U
v	verlust, Verlustleistung
V	Phase V
w	bezeichnet Größe im Modalbereich, Eigenwelle
W	Phase W
wick	Wicklung
Y	Stern (-schaltung)
zw	Zwischenkreis
Δ	Dreieck (-schaltung)
0	Resonanz-/Eigenfrequenz, Bezeichnung des Wellenwiderstandes

8.4 Abkürzungen

ARCPI	auxiliary resonant commutated pole inverter
CM	common mode
CMC	common mode choke
CMT	common mode Transformer
DCMLI	diode clamped multilevel inverter
DGL	Differentialgleichung
DM	differential mode
EDM	electric discharge machining
EMV	Elektromagnetische Verträglichkeit
engl.	englisch

8.5 Konventionen

ESB	Ersatzschaltbild
FEM	Finite Elemente-Methode
GTO	gate turn-off thyristor
IGBT	insulated-gate bipolar transistor
IGCT	integrated gate commutated thyristor
JFET	junction field effect transistor
KS	Kurzschluss
LL	Leerlauf
MOSFET	metal-oxid-semiconductor field effect transistor
PP	Polypropylen
PTFE	Polytetrafluorethylen
PUR	Polyurethan
PVC	Polyvinylchlorid
SCR	silicon controlled rectifier
SiC	silicon carbide
TE	Teilentladung
TEA	Teilentladungsaussatz
TEE	Teilentladungseinsatz
TPE	Thermoplastisches Elastomer
UV	Ultraviolett
WR	Wechselrichter
XLPE	cross linked polyethylene

8.5 Konventionen

zeitlich veränderlicher Wert	klein, kursiv	$u(t)$
Effektivwert	groß, kursiv	U
Vektor	unterstrichen, kursiv	$\underline{u}$
Matrix	doppelt unterstrichen, kursiv	$\underline{\underline{U}}$
komplexe Zahl	fett, kursiv	$\overline{\underline{U}}$
Phasor	fett, kursiv, groß	$\underline{\underline{U}}$
Leitungsbelag	kursiv mit Apostroph	L'

Abbildungsverzeichnis

2.1	Ersatzschaltbild des infinitesimal kurzen Doppelleiters	19
2.2	Mehrfachleitersystem über einer Groundplane	24
2.3	Anregung der Mehrfachleitung bei Kopplung am Leitungsanfang .	31
2.4	II-ESB (a) und T-ESB (b) einer Leitung	33
3.1	oben: diverse Schaltzustände einer beispielhaften PWM-Periode (symbolische Darstellung der Schaltung der einzelnen Maschinenstränge auf positives oder negatives Zwischenkreispotential) unten: zugehörige Gleichtaktspannungen nach Gleichung (3.1)	38
3.2	Relative maximale Klemmenspannung für verschiedene Verhältnisse von Anstiegs- zu Laufzeit und verschiedene Reflexionskoeffizienten am Leitungsende	39
3.3	Kurvenform des idealen Doppelpulses (a), Beschreibung des Doppelpulses durch Wanderwellen (b) und Kurvenverläufe am Leitungsende bei $T_1/t_{\text{lauf}} = 1$ (c) und $T_1/t_{\text{lauf}} = 4$ (d)	41
3.4	Notwendiger Kurvenverlauf (Puls mit anschließender Polaritätsinversion) zur Bildung der vierfachen Zwischenkreisspannung (a), Beschreibung des zeitlichen Verlaufes durch Wanderwellen (b) und Kurvenverläufe am Leitungsende bei $T_1/t_{\text{lauf}} = 2$ (c) und $T_1/t_{\text{lauf}} = 4$ (d)	42
3.5	Gegentaktimpedanzen (a) und Gleichtaktimpedanzen (b) verschiedener Maschinen über der Frequenz	45
3.6	Allgemeines Gegentakt-ESB (a) und Gleichtakt-ESB (b) aus [42] .	45
3.7	Wicklungsmodell nach [49]	46
3.8	Effektive Kapazitäten zwischen Rotor, Wicklung, Stator und Gehäuse	51
4.1	Vergleich des Stromes einer Phase und des Summenstromes mit und ohne Motorfilter	60
4.2	Topologien eines du/dt -Filters aus [65] und [74]	61
4.3	Bodediagramm des beispielhaften Sinusfilters	64
4.4	Schaltsymbol (a) und einphasiges ESB (b) der dreiphasigen Gleichtakt-drossel nach [33]	67
4.5	Gleichtaktfilter nach [39]	68
4.6	Ersatzschaltbild des Gleichtaktpfades mit integriertem Gleichtakttransformator mit Dämpfungswiderstand nach [31]	69
4.7	Beschaltung eines Gleichakttransformators mit der Filterung des Gleichaktanteiles durch ein RC-Netzwerk (a) nach [39] und durch eine Gegentakt-drossel (b) nach [32]	70
4.8	du/dt -Filter mit zusätzlicher Gleichaktunterdrückung aus [88] . .	72

4.9	Kombination eines du/dt -Filters mit einem Gleichtakttransformator aus [89]	73
4.10	Vorgeschlagene Geometrie der Drossel (a) und Anordnung sowie zusätzliche Beschaltung im Antriebsstrang (b) aus [90]	74
4.11	Gleichtaktfilter nach [39]	77
4.12	Simulation beispielhafter Verläufe von Eingangs- und Ausgangsspannung des Ladepulsverfahrens einer Leitung mit Motordrossel ($L_{\text{ges}} = 4 \mu\text{H}$, $C_{\text{ges}} = 4,5 \text{ nF}$, $R = 0 \Omega$, $T_{\text{LC}} = 843 \text{ ns}$)	80
4.13	Motorseitiges Anpassnetzwerk nach [119]	84
5.1	Ersatzschaltbild des Endstückes infinitesimaler Länge einer verlustlosen koaxialen Leitung über einer Bezugsebene	92
5.2	Datenstruktur des Algorithmus zur Berechnung der Spannungen an den Leitungsenden nach mehrfachen Reflexionen im Zeitbereich . .	98
5.3	Datenstruktur des Algorithmus zur Berechnung der Spannungen an den Leitungsenden nach mehrfachen Reflexionen im Frequenzbereich	101
5.4	Dämpfungsterme $\frac{R'(f)}{L'}$ und $\frac{G'(f)}{C'}$ über der Frequenz	104
5.5	Zeitliche (a) und fouriertransformierte (b) Spannungsverläufe an den Wechselrichterklammern	105
5.6	Vergleich zwischen Wechselstromwiderstand und Strahlungswiderstand der 80 m langen Leitung	105
5.7	Feldverläufe in einem Leiter bei Rückstrom im dicht angrenzenden benachbarten Leiter ($I = 100 \text{ A}$)	106
5.8	Einträge der Induktivitäts- und Kapazitätsmatrizen der 15 m langen Leitung in einem Abstand von $h_2 = 200 \text{ mm}$ über der Bezugsebene nach der in 5.3.1 vorgestellten Berechnungsmethode	114
5.9	Frequenzabhängige Einträge der Induktivitätsbelagsmatrix, Höhe: $h_2 = 200 \text{ mm}$, Berechnung mittels eines FEM-Programmes	115
5.10	Messaufbau zur Untersuchung des Schirmabschlussverfahrens anhand des einphasigen Motorkabels.	116
5.11	Gemessene Spannungsverläufe am Ende der Innenleiter und offenem Schirmende bei zwei verschiedenen Abständen zu der Bezugsebene	117
5.12	Schar der gemessenen Innenleiterspannungen am Leitungsende bei Variation des Schirmabschlusswiderstandes	117
5.13	Schar der berechneten Innenleiterspannungen am Leitungsende bei Variation des Schirmabschlusswiderstandes	118
5.14	Schar der simulierten Innenleiterspannungen am Leitungsende bei Variation des Schirmabschlusswiderstandes	119
5.15	Vollständiges Abschlussnetzwerk der einfachen koaxialen Leitung über der Bezugsebene	120
5.16	Festgelegte Geometrie zur Ermittlung der primären Leitungskonstanten	122

5.17	Gemessene Spannungsverläufe zwischen den Maschinenklemmen ohne Abschlussnetzwerk mit den Leitungen der Längen $l_1 = 35$ m und $l_2 = 80$ m	123
5.18	Verschaltung der Leitung zur Messung der Gegentaktimpedanzen der Schirme	123
5.19	Schar der gemessenen Innenleiterspannungen am Leitungsende bei Variation der Schirmabschlusswiderstände $R_{g,sch}$	125
5.20	Schar der berechneten Innenleiterspannungen am Leitungsende bei Variation der Schirmabschlusswiderstände $R_{g,sch}$	125
5.21	Gemessene Verläufe der Gleichtaktspannungen an den Maschinenklemmen ohne Abschlussnetzwerk mit den Leitungen der Längen $l_1 = 35$ m und $l_2 = 80$ m	127
5.22	Verschaltung der Leitung zur Messung der Gleichtaktimpedanzen der Schirme	127
5.23	Schar der gemessenen Gleichtaktspannungen am Leitungsende bei Variation der Schirmabschlusswiderstände $R_{s,sch,Y}$	129
5.24	Schar der berechneten Gleichtaktspannungen am Leitungsende bei Variation der Schirmabschlusswiderstände $R_{s,sch,Y}$	129
5.25	Leiter-Leiterspannungen bei verschiedenen Abschlusswiderständen, Anpassnetzwerk direkt an Maschinenklemmen	131
5.26	Leiter-Leiterspannungen bei verschiedenen Kapazitäten	132
5.27	Auf die Schaltfrequenz normierte Verluste eines Stranges des Anpassnetzwerkes	132
5.28	Relative Verlustleistungen pro Phase	133
6.1	Vergleich verschiedener Systeme hinsichtlich der Kosten und der Verlustleistung in Abhängigkeit der Motorleistung und Leitungslänge .	144

Tabellenverzeichnis

4.1	Kategorisierung diverser Gegenmaßnahmen zur Verringerung des schädlichen Einflusses getakteter Spannungen	55
5.1	Messergebnisse zur Bestimmung der Wellenimpedanz der verwendeten koaxialen Leitung unter Vernachlässigung von Dämpfung und chromatischer Dispersion	112
5.2	Einträge der Kapazitätsbelagsmatrix, Höhe: $h_2 = 200$ mm, Berechnung mittels eines FEM-Programmes	115
5.3	Ergebnisse der FEM-gestützten Berechnung der primären Leitungskonstanten der einfachen koaxialen Leitung über der Bezugsebene für hohe Frequenzen	116
5.4	Größen des Abschlussnetzwerkes, berechnet aus der Wellenadmittanzmatrix	120
5.5	Näherungsweise Bestimmung der Gegentaktwellenimpedanzen und des notwendigen Schirmabschlusswiderstandes durch Kurzschluss- und Leerlaufmessung	124
5.6	Näherungsweise Bestimmung der Gleichtaktwellenimpedanzen und des notwendigen Schirmabschlusswiderstandes durch Kurzschluss- und Leerlaufmessung	128
5.7	Zusammenfassung der Auslegungsergebnisse der RC-Anpassnetzwerke	131
5.8	Vergleich der Auslegungs- und Messergebnisse des Schirmabschlussnetzwerkes mit dem RC-Anpassnetzwerk für beide Leitungslängen	134
5.9	Vergleich der berechneten und gemessenen auf die Schaltfrequenz normierten Verluste des Widerstandes $R_{s,sch}$ zur Reduzierung der Gleichtaktspannung	136
6.1	Vergleich ausgewählter Verfahren anhand der Dimensionierung für einen 400 V drehstromgespeisten 75 kW Antriebsstrang mit einer 80 m langen Motorleitung	143

Literaturverzeichnis

- [1] GRABINSKI, H.: *Theorie und Simulation von Leitbahnen*. Springer-Verlag, 1991. Berlin, Heidelberg, New York, ISBN 3-540-53957-3.
- [2] MÜLLER, G.: *Eigenmode-basierte Analyse des Übersprechverhaltens verschiedener Modelle von Leitungen bei Signalen im Zeitbereich*. Prof. Dr.-Ing. Dr. h.c. Dieter A. Mlynski, 2001. Karlsruhe, Dissertation, ISSN 0948-0994.
- [3] LINDELL und ISMO V.: *On the Quasi-TEM Modes in Inhomogeneous Multiconductor Transmission Lines*. IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, Seiten 812–817, 1981.
- [4] ENDERS, A.: *Skriptum zur Vorlesung Elektromagnetische Felder*. 2001. Braunschweig.
- [5] UNGER, H.G.: *Elektromagnetische Wellen auf Leitungen*. Springer-Verlag, 2006. Heidelberg, ISBN 3-7785-2390-2.
- [6] RICHTER, M.: *Numerische Simulation elektromagnetischer Vorgänge auf nichtlinear abgeschlossenen inhomogenen Leitungssystemen im Zeitbereich*. Shaker Verlag, 1997. Zwickau, Dissertation.
- [7] FURLAN, P.: *Das gelbe Rechenbuch*. Verlag Martina Furlan. Dortmund, ISBN 3-931645-02-9.
- [8] BRONSTEIN, SEMENDJAJEW, MUSIOL und MÜHLIG: *Taschenbuch der Mathematik*. Verlag Harri Deutsch. Thun und Frankfurt am Main, ISBN 3-8171-1626-8.
- [9] DIN EN 60027-2: *Formelzeichen für die Elektrotechnik - Teil 2: Telekommunikation und Elektronik*, 2007.
- [10] MEYBERG, K. und P. VACHENAUER: *Höhere Mathematik 2*. Springer Verlag, 1991. München, ISBN 3-540-66150-6.
- [11] BURG, HAF und WILLE: *Höhere Mathematik für Ingenieure*. Teubner Verlag. Stuttgart, ISBN 3-519-22956-0.
- [12] CLAYTON, R.P.: *Analysis of Multiconductor Transmission Lines*. IEEE Press, 2008. New Jersey, ISBN 978-0-470-13154-1.

- [13] GERTHSEN, C. und H. VOGEL: *Gerthsen Physik*. Springer Verlag. Berlin, ISBN 3-540-65479-8.
- [14] KARRENBURG, U.: *Signale Prozesse Systeme Eine multimediale und interaktive Einführung in die Signalverarbeitung*. Springer Verlag, 2010. Heidelberg, ISBN 978-3-642-01863-3.
- [15] TIMMERMANN, C.: *Lichtwellenleiter*. Vieweg, 1981. Braunschweig Wiesbaden, ISBN 3-528-03341-X.
- [16] FISCHER, R.: *Elektrische Maschinen*. Hanser Verlag, 1995. München, Wien, ISBN 3-446-18423-6.
- [17] FUCHS, F.W. und A. KLOENNE: *DC link and dynamic performance features of PWM IGBT current source converter induction machine drives with respect to industrial requirements*. Power Electronics and Motion Control Conference, Seiten 1393–1398, 2004.
- [18] ZACH, F.: *Leistungselektronische Schaltungen*. Springer, 2008. München, ISBN 978-3-540-69300-0.
- [19] HINRICHSSEN, F., I. KOCH und W.-R. CANDERS: *Current source IGBT-inverter for low inductive synchronous machines*. Power Electronics Specialists Conference, Seiten 2849–2853, 2004.
- [20] JENNI, F. und D. WÜEST: *Steuerverfahren für selbstgeführte Stromrichter*. Teubner Verlag, 1995. Stuttgart, ISBN 3-519-06176-7.
- [21] HEUMANN und STUMPE: *Thyristoren Eigenschaften und Anwendungen*. Teubner Verlag, 1970. Stuttgart, ISBN 3-519-16101-X.
- [22] LUTZ, J.: *Halbleiter-Leistungsbaulemente*. Springer Verlag, 2006. Heidelberg, ISBN 3-540-34206-0.
- [23] ABB: *Technical Guide No. 102: Effects of AC Drives on Motor Insulation-Knocking down the standing wave*. 1997.
- [24] TAREILUS, G.: *Der Auxiliary Resonant Commutated Pole Inverter im Umfeld schaltverlustreduzierter IGBT-Pulswechselrichter*. Cu villier Verlag Göttingen, 2008. Braunschweig, Dissertation.
- [25] CANDERS, W.-R.: *Skriptum zur Vorlesung Drehstromantriebe und deren Simulation*. 2009. Braunschweig.

- [26] DIN VDE 0530-17: *Drehende elektrische Maschinen - Teil 17: Umrichter- gespeiste Induktionsmotoren mit Käfigläufer*, 2007.
- [27] DIN EN 60034-25: *Drehende elektrische Maschinen - Teil 25: Leitfaden für den Entwurf und das Betriebsverhalten von Drehstrommotoren, die speziell für Umrichterbetrieb bemessen sind*, 2009.
- [28] SEMIKRON: DATENBLATT ZUM SKM50GB12T4, REV. 2 16.06.2009. <http://www.semikron.com/skcompub/de/4067.htm>.
- [29] SEMIKRON: DATENBLATT ZUM SKM600GA12T4, REV. 2 16.06.2009. <http://www.semikron.com/skcompub/de/4067.htm>.
- [30] AGGELER, D., J. BIELA und J.W. KOLAR: *Controllable dv/dt behaviour of the SiC MOSFET/JFET cascode an alternative hard commutated switch for telecom applications*. Applied Power Electronics Conference and Exposition, Seiten 1584–1590, 2010.
- [31] OGASAWARA, S. und H. AKAGI: *Modeling and Damping of High-Frequency Leakage Currents in PWM Inverter-FED AC Motor Drive Systems*. IEEE Transactions on Industry Applications, Seiten 1105–1114, 1996.
- [32] SWAMY, M.M., K. YAMADA und T. KUME: *Common Mode Current Attenuation Techniques for Use with PWM Drives*. IEEE Transactions on Power Electronics, Seiten 248–255, 2001.
- [33] MEI, C., J.C. BALDA, W.P. WAITE und K. CARR: *Analyzing Common-Mode Chokes For Induction Motor Drives*. Power Electronics Specialists Conference, Seiten 1557–1562, 2002.
- [34] LUO, F., S. WANG, F. WANG, D. BOROYEVICH, N. GAZEL und Y. KANG: *Common Mode Voltage in DC-FED Motor Drive System and its Impact on the EMI Filter*. Applied Power Electronics Conference and Exposition, Seiten 1272–1278, 2010.
- [35] KERKMAN, R.J., D. LEGGATE und G. SKIBINSKI: *Interaction of Drive Modulation and Cable Parameters on AC Motor Transients*. IEEE Transactions on Industry Applications, Seiten 722–731, 1997.
- [36] ROCKS, A.: *Einsatz von Metalloxid-Varistoren zum Überspannungsschutz pulsumrichter- gespeister Drehfeldmaschinen*. Darmstadt, Dissertation.

- [37] SAUNDERS, L.A? G.L. SKIBINSKI S.T. EVON und D.L. KEMPKE: *Riding the Reflected Wave - IGBT Drive Technology Demands New Motor and Cable Considerations*. IEEE IAS-Petroleum & Chemical Industry Conference, Seiten 75–84, 1996.
- [38] SKIBINSKI, G., D. LEGGATE und R. KERKMAN: *Cable Characteristics and Their Influence on Motor Over-Voltages*. Applied Power Electronics Conference and Exposition, Seiten 114–121, 1997.
- [39] MURAI, Y., T. KUBOTA und Y. KAWASE: *Leakage Current Reduction for a High-Frequency Carrier Inverter Feeding an Induction Motor*. IEEE Transactions on Industry Applications, Seiten 858–863, 1992.
- [40] SUWANKAWIN, S., P. PAIRODAMONCHAI, S. SANGWONGWANICH, C. SUKHAPAP und W. TEARWATTANARATTIKAL: *Destruction by Charge Current and Its Solution for PWM Inverter Feeding Multiple Motors Throug Long Cables*. Industry Applications Conference 2005, Seiten 1382–1389, 2005.
- [41] AUTOMATION, ROCKWELL: *Verdrahtungs- und Erdungsrichtlinien für pulsweitenmodulierte (PWM) Frequenzumrichter*, 2007.
- [42] CONSOLI, A., G. ORITI, A. TESTA und A.L. JULIAN: *Induction Motor Modeling for Common Mode and Differential Mode Emission Evaluation*. IEEE Industry Applications Conference, Seiten 595–599, 1996.
- [43] BOGLIETTI, A. und E. CARPANETO: *Induction Motor High Frequency Model*. IEEE Industry Applications Conference, Seiten 1551–1558, 1999.
- [44] GRANDI, G., D. CASADEI und U. REGGIANI: *High Frequency Lumped Parameter Model For AC Motor Windings*. Proceedings of the IEEE International Symposium on Industrial Electronics, Seiten SS201–SS206, 1997.
- [45] WRIGHT, M.T., S.J. YANG und K. MCLEAY: *General theory of fast-fronted interturn voltage distribution in electrical machine windings*. IEE Proceedings Electric Power Applications, 1983.
- [46] ROCKS, A. und V. HINRICHSEN: *Effect of varistors for overvoltage protection in inverter-fed drives on the voltage distribution in the stator winding*. IEEE International Symposium on Electrical Insulation, Seiten 624–627, 2008.
- [47] PERSSON, E. und H.A. SIMONS: *Transient effects in application of PWM inverters to induction motors*. IEEE Transactions on Industry Applications, Seiten 1095–1101, 1992.

- [48] KAUFHOLD, M., H. ANINGER, M. BERTH, J. SPECK und M. EBERHARDT: *Electrical Stress and Failure Mechanism of the Winding Insulation in PWM-Inverter-Fed Low-Voltage Induction Motors*. IEEE Transactions on Industrial Electronics, Seiten 396–402, 2000.
- [49] MAGDUN, O., A. BINDER, A. ROCKS und O. HENZE: *Prediction of Common mode ground current in motors of inverter-based drive systems*. International Aegean Conference on Electrical Machines and Power Electronics, Seiten 806–811, 2007.
- [50] TAVNER, P.J. und R.J. JACKSON: *Coupling of discharge currents between conductors of electrical machines owing to laminated steel core*. IEE Proceedings Electric Power Applications, 2002.
- [51] KAUFHOLD, M., G. BORNER, M. EBERHARDT und SPECK J.: *Failure mechanism of the interturn insulation of low voltage electric machines fed by pulse-controlled inverters*. IEEE Electrical Insulation Magazine, Seiten 9–16, 1996.
- [52] BUDDE, M.: *Teilentladungsdiagnostik von hochbelasteten Isoliersystemen auf Epoxidharzbasis*. Cuvillier Verlag Göttingen, 2010. Braunschweig, Dissertation.
- [53] KURRAT, M.: *Grundlagen der physikalischen Vorgänge II - Äußere Teilentladungen, Seminarunterlagen, TE in hoch beanspruchten elektrischen Isolierungen*. TAE Esslingen, 2007.
- [54] STONE, G.C., S.R. CAMPBELL und H. SEDDING: *Applicability of Partial Discharge Testing For 4 KV Motor and Generator Stator Windings*. Electrical Electronics Insulation Conference and Electrical Manufacturing & Coil Winding Conference, Seiten 665–668, 2002.
- [55] KUECHLE, A.: *Hochspannungstechnik*. Springer Verlag, 2009. Heidelberg, ISBN 978-3-540-78412-8.
- [56] ANGLHUBER, M., S. RÄTZKE und J. KINDERSBERGER: *Erosion von Kunststoffoberflächen bei Koronabelastung*. ETG Fachtagung „Grenzflächen in elektrischen Isoliersystemen“, Seiten 15–20, 2008.
- [57] BAUER, K., M. KAUFHOLD und H. WANG: *High Voltage Winding Insulation for High Power Adjustable Speed Drives Fed by IGBT-Converter*. 8th INSUCON Int. Insul. Conference, 1998.

- [58] BUSSE, D.F., J.M. ERDMAN, R.J. KERKMAN, D.W. SCHLEGEL und G.L. SKIBINSKI: *Characteristics of Shaft Voltage and Bearing Currents*. Industry Applications Magazine, Seiten 21–32, 1997.
- [59] ERDMAN, J., R.J. KERKMAN, D. SCHLEGEL und G. SKIBINSKI: *Effect of PWM inverters on AC Motor Bearing Currents and Shaft Voltages*. Applied Power Electronics Conference and Exposition, Seiten 24–33, 1996.
- [60] SHAOTANG, C. und T.A. LIPO: *Bearing Currents and Shaft Voltages of an Induction Motor Under Hard and Soft Switching Inverter Excitation*. Industry Applications Conference, Seiten 167–173, 1997.
- [61] BUSSE, D.F., J.M. ERDMAN, R.J. KERKMAN, D.W. SCHLEGEL und G.L. SKIBINSKI: *An Evaluation of the Electrostatic Shielded Induction Motor: A Solution for Rotor Shaft Voltage Buildup and Bearing Current*. Industry Applications Conference, Seiten 1563–1570, 1997.
- [62] SHAOTANG, C., T.A. LIPO und D.W. NOVOTNY: *Circulating Type Motor Bearing Current in Inverter Drives*. Industry Applications Conference, Seiten 162–167, 1996.
- [63] JOUANNE, A.V. und H. ZHANG: *A Dual-Bridge Inverter Approach to Eliminating Common-Mode Voltages and Bearing and Leakage Currents*. IEEE Transactions on Power Electronics, Seiten 43–48, 1999.
- [64] VAN HAUTE, S., A. MALFAIT, R. REEKMANS und R. BELMANS: *Losses, audible noise and overvoltages in induction motor drives*. Power Electronics Specialists Conference, Seiten 586–592, 1995.
- [65] KIM, S.-J. und S.-K. SUL: *A Novel Filter Design for Suppression of High Voltage Gradient in Voltage Fed PWM Inverter*. Proceedings of APEC, vol. 1, Seiten 122–127, 1997.
- [66] GRÖLING, C.: *Optimierungspotenzial bei Servoumrichtern für permanenterregte Synchronmaschinen*. Braunschweig, Dissertation.
- [67] JOUANNE, A.V., Z. HAORAN und A. WALLACE: *An evaluation of mitigation techniques for bearing currents, EMI and over-voltages in ASD applications*. IEEE Industry Applications Conference, Seiten 478–485, 1997.
- [68] DIN EN 61800-3: *Drehzahlveränderbare elektrische Antriebe - Teil 3: EMV-Anforderungen einschließlich spezieller Prüfverfahren*, 2004.

- [69] HANIGOVSKZI, N., J. POULSEN, G. SPIAZZI und F. BLAABJERG: *An EMC evaluation of the use of unshielded motor cables in AC adjustable speed drive applications*. IEEE Power Electronics Specialists Conference, Seiten 75–81, 2004.
- [70] JETTANASEN, C.: *Influence of Power Shielded Cable and Ground on Distribution of Common Mode Currents Flowing in Variable-Speed AC Motor Drive Systems*. Symposium on Electromagnetic Compatibility, Seiten 953–956, 2010.
- [71] ZHONG, E. und T.A. LIPO: *Improvements in EMC Performance of Inverter-Fed Motor Drives*. IEEE Transactions on Industrial Electronics, Seiten 1247–1256, 1995.
- [72] JUERGENS, C. und C. PAULWITZ: *Nie wieder geschirmte Leitungen*. Components, Epcos Online-Magazin, 2007.
- [73] HEUCK, K., K.-D. DETTMANN und SCHULZ D.: *Elektrische Energieversorgung*. Vieweg Verlag, 2007. Wiesbaden, ISBN 978-3-8348-0217-0.
- [74] MOREIRA, A.F., T.A. LIPO, G. VENKATARAMANAN und S. BERNET: *Modeling and Evaluation of dv/dt Filters for AC Drives with High Switching Speed*. 9th European Conference on Power Electronics and Applications, 2001.
- [75] BASAVARAJA, B. und S. SARMA: *Modeling and simulation of dv/dt filters for AC drives with fast switching transients*. Power India Conference, IEEE, 2006.
- [76] JOUANNE, A.V. und P.N. ENJETI: *Design Considerations for an Inverter Output Filter to Mitigate the Effects of Long Motor Leads in ASD Applications*. IEEE Transactions on Industry Applications, Seiten 1138–1145, 1997.
- [77] SKIBINSKI, G.: *Design methodology of a cable terminator to reduce reflected voltage on AC motors*. IAS, Conference Record IEEE, Seiten 153–161, 1996.
- [78] STEINKE, J.K.: *Use of a LC Filter to Achieve a Motorfriendly Performance of the PWM Voltage Source Inverter*. Electric Machines and Drives Conference, Seiten TA2/4.1–TA24.3, 1997.
- [79] PONTT, J., J. RODRIGUEZ, S. KOURO, H. FARIAS und M. ROTELLA: *Output Sinus Filter for Medium Voltage Drive with Direct Torque Control*. Conference Record of IAS, vol. 1, Seiten 204–209, 2005.

- [80] OGASAWARA, S. und H. AKAGI: *Circuit Configurations and Performance of the Active Common-Noise Canceler for Reduction of Common-Mode Voltage Generated by Voltage-Source PWM Inverters*. Industry Applications Conference, Seiten 1482–1488, 2000.
- [81] WEST, R.: *Common Mode Inductor Material Selection*. Electrical Electronics Insulation Conference and Electrical Manufacturing & Coil Winding Conference. Proceedings, Seiten 489–495, 1995.
- [82] AMIDON. Katalog 2010-1.
- [83] DAMING, Z. und H. RUIFENG: *Calculation of Effective Impedance of Common-mode Choke of Mn-Zn ferrite*. Electromagnetic Compatibility, Seiten 391–394, 2006.
- [84] HILZINGER, H.-R. und H. WARLIMONT: *Amorphe und nanokristalline Metalle*. Spektrum der Wissenschaft, Juli, 1994.
- [85] KUME, T. und M.M. SWAMY: *Variable Frequency Drive Noise Attenuation Circuit*. U.S. Patent 6 028 405, 2000.
- [86] OGASAWARA, S., H. AYANO und H. AKAGI: *An active circuit for cancellation of common-mode voltage generated by a PWM inverter*. IEEE Transactions on Power Electronics, Seiten 835–841, 1998.
- [87] MEI, C., J.C. BALDA, W.P. WAITE und K. CARR: *Minimization and Cancellation of Common-Mode Currents, Shaft Voltages and Bearing Currents for Induction Motor Drives*. Power Electronics Specialists Conference, Seiten 1127–1132, 2003.
- [88] RENDUSARA, D.A. und P.N. ENJETI: *An improved inverter output filter configuration reduces common and differential modes dvdt at the motor terminals in PWM drive systems*. IEEE Transactions on Power Electronics, vol. 13, Seiten 1135–1143, 1998.
- [89] YANSHU, J., X. DIANGUO und C. XIYOU: *A Novel Inverter Output dv/dt Suppression Filter*. IECON, vol. 3, Seiten 2901–2905, 2003.
- [90] WU, B., S. RIZZO, N. ZARGARI und Y. XIAO: *An Integrated dc Link Choke for Elimination of Motor Common-mode Voltage in Medium Voltage Drives*. Industry Applications Conference, Seiten 2022–2027, 2001.

- [91] WALTRICH, G. und I. BARBI: *THREE-PHASE CASCADE MULTILEVEL INVERTER USING COMMUTATION SUB-CELLS*. Power Electronics Conference, Seiten 362–368, 2009.
- [92] BOONCHIAM, P. und N. MITHULANANTHAN: *Diode-clamped Multilevel Voltage Source Converter for Medium Dynamic Voltage Restorer*. International Journal of Electrical Power and Energy Systems Engineering, 2008.
- [93] HUANG, J. und K.A. CORZINE: *Extended Operation of Flying Capacitor Multilevel Inverters*. IEEE Transactions on Power Electronics, Seiten 140–147, 2006.
- [94] ZHANG, H., A.V. JOUANNE, S. DAI, A.K. WALLACE und WANG F.: *Multilevel Inverter Modulation Schemes to Eliminate Common-Mode Voltages*. IEEE Transactions on Industry Applications, Seiten 1645–1653, 2000.
- [95] RENDUSARA, D., E. CENGELCI, P. ENJETI, V.R. STEFANOVIC und W. GRAY: *Analysis of common mode voltage-“neutral shift” in medium voltage PWM adjustable speed drive (MV-ASD) systems*. IEEE Power Electronics Specialists Conference, Seiten 935–940, 1999.
- [96] HINRICHSSEN, F.: *Untersuchungen zu Resonant Commutated Pole Kommutierungszellen in Spannungs- und Stromzwischenkreis-Umrichtern*. Cuvillier Verlag Göttingen, 2008. Braunschweig, Dissertation.
- [97] SUH, D.-B., J.-W. CHOI und S.-K. SUL: *Voltage Gradient Suppression in Application of Voltage-Fed PWM Inverter to AC Motor Drives - Resonant DC Link Inverter Approach*. Proceedings of APEC, vol. 2, Seiten 601–606, 1996.
- [98] COLLI, V.D., P. CANCELLIERE, F. MARIGNETTI und R. DI STEFANO: *Influence of voltage and current source inverters on low-power induction motors*. IEE Proceedings - Electric Power Applications, Seiten 1311–1320, 2005.
- [99] WU, B. und F. DEWINTER: *Voltage Stress on Induction Motors In Medium Voltage (2300 to 6900V) PWM GTO CSI Drives*. Power Electronics Specialists Conference, Seiten 1128–1132, 1995.
- [100] HABERBERGER, M. und F.W. FUCHS: *Novel Protection Strategy for Current Interruptions in IGBT Current Source Inverters*. Power Electronics Specialists Conference, Seiten 558–564, 2004.
- [101] ZACH, F.: *Leistungselektronik - Ein Handbuch*. Springer, 2010. Wien, New York, ISBN 978-3-211-82179-4.

- [102] MOHR, M. und F.W. FUCHS: *Comparison of Three Phase Current Source Inverters and Voltage Source Inverters Linked with DC to DC Boost Converters for Fuel Cell Generation Systems*. Power Electronics and Applications, 2006.
- [103] HABERBERGER, M. und F.W. FUCHS: *Design and Losses of PWM Current Source Converters*. IEEE International Conference on Industrial Technology, Seiten 737–744, 2010.
- [104] DAKIR, A., R. BARLIK, M. NOVAK und P. GROCHAL: *Computer simulations for two angular-speed-control systems of a current source inverter feeding an induction machine*. IEE International Symposium on Industrial Electronics, Seiten 940–945, 1996.
- [105] MECKE, R., B. NEUMANN und U. RIEFENSTAHL: *PWM Current Source Inverter With Reduced Filter Elements Aand Sinusoidal Line As Well As Motor Currents*. Conference on Power Electronics and Variable Speed Drives, Seiten 612–616, 1998.
- [106] JULIAN, A.L., T.A. LIPO und G. ORITI: *Elimination of Common Mode Voltage in Three Phase Sinusoidal Power Converters*. Power Electronics Specialists Conference, Seiten 1968–1972, 1996.
- [107] LAI, Y.-S.: *Investigations into the Effects of PWM Techniques on Common Mode Voltage for Inverter-Controlled Induction Motor Drives*. IEEE Power Engineering Society, Seiten 35–40, 1999.
- [108] MAY, H., W.-R. CANDERS und N. LESCOW: *Leistungssteigerungen bei ASM durch optimierte Wechselrichterspeisung*. Praxis der elektrischen Antriebe für Hybrid- und Elektrofahrzeuge. Haus der Technik, Fachbuch, Band 102, 2009.
- [109] OLESCHUK, V., R. BOJOI, G. GRIVA und F. PROFUMO: *Symmetrical Six-Phase Drives with Common-Mode Voltage Elimination Based on Synchronized PWM*. International Aegean Conference on Electrical Machines and Power Electronics, Seiten 800–806, 2008.
- [110] KERKMAN, R.J., D. LEGGATE, D. SCHLEGEL und G. SKIBINSKI: *PWM Inverters and Their Influence on Motor Over-Voltage*. Proceedings of APEC, vol. 1, Seiten 103–113, 1997.
- [111] CAPITANEANU, S.L., B. DE FORNEL, M. FADEL, F. MALRAIT und J. MALREIT: *Modelling and identification for reduction of overvoltage transients*. IEEE Proceedings, Electrical Power Applications, Seiten 175–184, 2003.

- [112] DEISENROTH, H. und C. TRABERT: *Vermeidung von Überspannungen bei Pulsumrichterantrieben*. etz, Band 114, Heft 17, Seiten 1060–1066, 1993.
- [113] CACCIATO, M., A. CONSOLI, G. SCARCELLA und A. TESTA: *Reduction of common mode currents in PWM inverter motor drives*. Industry Applications Conference, Seiten 707–714, 1997.
- [114] DEWINTER, F., N. ZARGARI, S. RIZZO und Y. XIAO: *Medium Voltage Drives: Are Isolation Transformer Required*. Petroleum and Chemical Industry Conference, Seiten 191–196, 2002.
- [115] NEXANS-PROSPEKT: *Wicklungsdraht für Unterwassermotoren*. 2009.
- [116] TAKAHASHI, T., M. TETMEYER, H. TSAI und T. LOWERY: *Motor Lead Length Issues For IGBT PWM Drives*. Pulp and Paper Industry Technical Conference, Seiten 21–27, 2002.
- [117] SKIBINSKI, G., R. KERKMAN, D. LEGGATE, J. PANKAU und D. SCHLEGEL: *Reflected Wave Modeling Techniques for PWM AC Motor Drives*. Applied Power Electronics Conference and Exposition, Seiten 1021–1029, 1998.
- [118] HABIGER, E.: *Handbuch Elektromagnetische Verträglichkeit*. Verlag Technik, 1992. Berlin, München, ISBN 3-341-00993-0.
- [119] BOLSENS, B., K. DE BRABANDERE, J. VAN DEN KEYBUS, J. DRIESEN und R. BELMANS: *Transmission Line Effects on Motor Feed Cables Terminator Design and Analysis in the Laplace-Domain*. IEE International Electric Machines and Drives Conference, Seiten 1866–1872, 2003.
- [120] HAEDERLI, C.: *EP 1 699 129 A1*. Europäische Patentanmeldung, 2005.
- [121] JOUANNE, A.V., D. REDUSARA, P.N. ENJETI und W. GRAY: *Filtering techniques to minimize the effect of long motor leads on PWM inverter fed AC motor drive systems*. IEEE Industry Applications Conference, Seiten 37–44, 2002.
- [122] ROCKS, A. und V. HINRICHSSEN: *Overvoltage Protection of inverter-fed drives with help of energy varistors-dimensioning and lifetime considerations*. Proceedings of APEC, Seiten 860–865, 2008.
- [123] BOYANTON, H.: *BEARING DAMAGE DUE TO ELECTRIC DISCHARGE*. [www.motorshaftgrounding.com/TechDocument/](http://www.motorshaftgrounding.com/TechDocument/TechnicalDocument.pdf) TechnicalDocument.pdf, Seiten 1–20, 2010.

- [124] WANG, F.: *Motor Shaft Voltages and Bearing Currents and Their Reduction in Multilevel Medium-Voltage PWM Voltage-Source-Inverter Drive Applications*. IEEE Transactions on Industry Applications, Seiten 1336–1341, 2000.
- [125] HAASE, H., S. KOCHETOV, G. WOLLENBERG und J. NITSCH: *Einkopplung externer Störfelder in ungleichförmige Leitungen -Analyse im Frequenz- und Zeitbereich*. EMV 2004 Internationale Fachmesse und Kongress für Elektromagnetische Verträglichkeit, Seiten 283–290, 2004.
- [126] HAASE, H.: *Full-Wave Field Interactions of Nonuniform Transmission Lines*. Magdeburg, Dissertation.
- [127] STEINMETZ, T.: *Ungleichförmige und zufällig geführte Mehrfachleitungen in komplexen, technischen Systemen*. Magdeburg, Dissertation.
- [128] KRÜGER, G.: *Goto C Programmierung*. Addison-Wesley-Longman, 1998. Bonn, ISBN 3-8273-1368-6.
- [129] MEINKE und GRUNDLACH: *Taschenbuch der Hochfrequenztechnik*. Springer-Verlag, 1992. Berlin, Heidelberg, New York, ISBN 3-540-54714-2.
- [130] ROTHAMMEL, K. und A. KRISCHKE: *Antennenbuch*. DARC Verlag, 2002. Baunatal, ISBN 3-88692-033-X.
- [131] BÜHLER, G.: *Systemverluste bei der berührungslosen induktiven Energieübertragung*. Dissertation, Technische Universität Carolo Wilhelminia zu Braunschweig, Fakultät für Elektrotechnik, 2009.
- [132] OGASAWARA, S. und H. AKAGI: *Analysis and Reduction of EMI Conducted by a PWM Inverter-Fed AC Motor Drive System Having Long Power Cables*. Power Electronics Specialists Conference, Seiten 928–933, 2000.
- [133] AGRAWAL, A.K., N. YU, L.D. SCOTT und H.M. FOWLES: *Experimental Characterization of Multiconductor Transmission Lines in the Frequency Domain*. IEEE Transactions on Electromagnetic Compatibility, Seiten 20–27, 1979.
- [134] PAUL, C.R.: *Usefull Matrix Chain Parameters Identities for the Analysis of Multiconductor Transmission Lines*. IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, Seiten 756–760, 1975.

- [135] ROHLFING, H. und H. SCHMIDT: *Friedrich Tabellenbuch Elektrotechnik Elektronik*. Dümmler Verlag, 1993. Heidelberg, ISBN 3-427-53024-8.
- [136] ZINKE und BRUNSWIG: *Lehrbuch der Hochfrequenztechnik*. Springer-Verlag, 1990. Heidelberg, ISBN 3-540-51421-X.
- [137] KABELSCHLEPP: *Kabelschlepp Gesamtkatalog*.
- [138] KORIES und SCHMIDT-WALTER: *Taschenbuch der Elektrotechnik*. Verlag Harri Deutsch. Thun und Frankfurt am Main, ISBN 3-8171-1626-8.
- [139] MÜNCH, W.V.: *Werkstoffe der Elektrotechnik*. Teubner Verlag, 2000. Stuttgart, ISBN 3-519-20115-1.

Index

- Äußere Teilentladung, *siehe* Koronaentladung
- Abstrahlungsverluste, 105
- Admittanzmatrix, 25
- aktiver Filter, *siehe* Gleichtakttransformator, aktiver
- amorphe Metalle, 65
- Anpassnetzwerk, 83
- Anpassung, 29
- Ausbreitungskonstante, 22
- Ausbreitungsmatrix, 25
- Aussteuerungsgrad, 35
- Bildladungsmethode, 110
- Blockbetrieb, 35
- charakteristische Impedanz, 22
- Clampingdioden, motorseitig, 89
- Clampingdioden, wechselrichterseitig, 62
- Common Mode Choke, *siehe* Gleichtaktdrossel
- Common Mode Transformer, *siehe* Gleichtakttransformator
- du/dt -Filter, 60
- Dämpfung, 22
- Dämpfungskonstante, 22
- Dispersion, 32
- Dispersion, chromatische, 23, 32
- Doppelleitung, 18
- Drossel, motorseitig, 88
- EDM-Strom, 51
- Eigengleichung, 26
- Ferrite, Mangan-Zink, 65
- Ferrite, Nickel-Zink, 65
- Funkenerosion, *siehe* EDM-Strom
- Gegentaktanteile, 37
- Geräuschemission, 52
- Gleichtaktanteile, 37
- Gleichtaktdrossel, 65, 66
- Gleichtakttransformator, 65, 68
- Gleichtakttransformator, aktiver, 71
- Gleichtaktunterdrückung, durch H-Brücken, 77
- Gleichtaktunterdrückung, zusätzliche Phase, 76
- Gleitentladungen, 47
- Groundplane, 24
- Gruppengeschwindigkeit, 23
- Hohlraumentladung, 48
- Impedanzmatrix, 25
- Innere Teilentladung, *siehe* Hohlraumentladung
- Kopplung, 30
- Kopplung, leitungsgebunden, 30, 97
- Koronaentladung, 47
- Kostenvergleich, 144
- kritische Leitungslänge, 39
- Ladepulsverfahren, 80
- Lager, isolierte, 87
- Lagerimpedanz, 50
- Lagerkapazität, 50
- Lagerqualität, 87
- Lagerstrom, 50
- Leitungsbelag, 19
- Leitungsgleichungen, mathematische Form, 23
- Leitungsgleichungen, physikalische Form, 22
- Leitungskonstanten, Berechnung, 110
- Leitungskonstanten, primäre, 19
- Leitungskonstanten, Vermessung, 108
- Leitungssupertheorie, 94
- Leitungswellenimpedanz, 20, 22
- Materialdispersion, 32

- Maximum-Minimum Pulse Technique, 79
- Maxwell'sche Äquivalenz, 27
- Mehrlevelumrichter, 74
- metallische Gläser, *siehe* amorphe Metalle
- Modaltransformation, 26
- Moden, 27
- Modendispersion, 32, 97
- modenkoppelndes Netzwerk, 30
- Modenkopplung, 30, 98
- Motordrossel, 57
- Motorleitungen, 82
- Nullvektor, 81
- Phasengeschwindigkeit, 23
- Phasenkonstante, 22
- Proximityeffekt, 106
- Pulsbetrieb, 35
- Pulse Eliminating Technique, 79
- Quasi-TEM-Moden, 28
- RC-Abschlussnetzwerk, *siehe* Anpassnetzwerk
- Reflexion, 28
- Reflexionsfaktor, 29
- Rotorerdung, 87
- Rotorschirmung, 88
- Schirmabschlussverfahren, 91
- Schirmabschlussverfahren, Gegentaktmode, 123
- Schirmabschlussverfahren, Gleichtaktmode, 127
- Schirmabschlusswiderstand, 91
- Schirmung, 82
- Schmierstoffe, leitende, 88
- Siliziumkarbid, 36
- Sinusfilter, 63
- Skineffekt, 110
- Störungen, elektromagnetische, 53
- Störungen, feldgebunden, 53
- Störungen, leitungsgebunden, 53
- Strahlungswiderstand, 106
- Streamer-Mechanismus, 47
- stromkompensierte Drossel, 64
- Stromzwischenkreisumrichter, 76
- Symmetriepunkt, 53
- Teilentladungen, 47
- Telegraphengleichung, 20
- TEM-Moden, 27
- Townsend-Mechanismus, 47
- Trenntransformator, 81
- Überspannung, doppelte, 38
- Überspannung, dreifache, 40
- Überspannung, vierfache, 42
- Varistor, 86
- Vergleich Filter, 143
- Verluste, du/dt -Filter, 62
- Verluste, RC-Anpassnetzwerk, 130
- Verluste, Schirmabschlussverfahren, 133
- Verluste, Sinusfilter, *siehe* Verluste, du/dt -Filter
- Verlustvergleich, 144
- Wechselrichter, resonant, 75
- Wellengeschwindigkeit, 20
- Wellenleiterdispersion, 32
- Wellenspannung, 52
- Wellenwiderstand, *siehe* Leitungswellenimpedanz
- Zwischenkreisfilter, 73

