

# Entwurf und Simulation aktiver EMV-Filter für dreiphasige drehzahlveränderbare Antriebe

Von der Fakultät IV  
-Elektrotechnik und Informatik-  
der TU-Berlin zur Erlangung  
des akademischen Grades  
Doktor-Ingenieur  
genehmigte Dissertation

**Dipl.-Ing. Marcus Schinkel**

TU Berlin, 10. Januar 2009

D83

---

FACHGEBIET ELEKTRISCHE ANTRIEBSTECHNIK

Fakultät für Elektrotechnik und Informatik

Technische Universität Berlin



**Promotionsausschuss:**

Vorsitzender: Prof. Dr.-Ing. C.Gühmann

1.Berichter: Prof. Dr.-Ing. U.Schäfer

2.Berichter: Prof. Dr.-Ing. G.Mönich

Tag der wissenschaftlichen Aussprache: 18.September 2008

Die vorliegende Arbeit entstand während meiner Tätigkeiten als wissenschaftlicher Mitarbeiter am Institut für Mikrointegration an der Technischen Universität Berlin sowie als Entwicklungsingenieur der Firma Fernsteuergeräte GmbH.

Mein besonderer Dank gilt Dr.-Ing. Stephan Guttowski, der diese Arbeit anregte, sie konstruktiv begleitete und wertvolle fachliche sowie moralische Unterstützung während der gesamten Zeit gab.

Auch gilt mein Dank Prof. Dr.-Ing. U.Schäfer und Prof. Dr.-Ing. G.Mönich für das der Arbeit entgegengebrachte Interesse, die zahlreichen fachlichen Anregungen sowie ihre Unterstützung, ohne die die Realisierung der Arbeit nicht möglich gewesen wäre.

Herrn Prof. Dr.-Ing. C.Gühmann danke ich für die Übernahme des Vorsitz des Promotionsausschusses.

Auch möchte ich allen Mitarbeitern und Studenten, die mich auf meinem Weg begleiteten Dank aussprechen. Insbesondere gilt dies für Dr.-Ing. Stefan Weber und Dipl.-Ing. Andre Linde, die mich fachlich sehr unterstützten.

Klaus-Dieter Schulz danke ich für seine Unterstützung, die er mir als Geschäftsführer der Fernsteuergeräte GmbH gewährte und somit die Fertigstellung der Arbeit erheblich erleichterte.

Weiterhin danke ich Elgin Heinrich und Fred Steinhäuser für die Korrektur des Manuskriptes.

In besonderem Maße möchte ich meiner Frau Stefania Schinkel für ihr Verständnis und ihre Unterstützung danken.



# Überblick

Die vorliegende Arbeit untersucht, inwieweit durch den Einsatz aktiver EMV-Filter in dreiphasigen drehzahlveränderbaren Antriebssystemen Filtervolumen und damit auch Filterkosten im Vergleich zur etablierten passiven Filterung reduziert werden können. Anhand einer vergleichenden Betrachtung der Einfügedämpfung werden unterschiedliche aktive Filtertopologien bewertet. Im Ergebnis wird eine besonders geeignet erscheinende Topologie entworfen, realisiert und vermessen. Weiterhin werden Modelle aller Baugruppen des aktiven Filters sowie der Filterumgebung für den normativ beschriebenen Frequenzbereich von 10kHz bis 30MHz entwickelt. Mit deren Hilfe ist nicht nur die simulative Vorhersage des Verhaltens aktiver Filter möglich, sie fördern weiterhin auch das Verständnis elektronischer Zusammenhänge innerhalb des Filtersystems.

Die Arbeit gliedert sich in vier Themengebiete. Nach einer Einführung der zugrunde gelegten Beeinflussungsmodelle sowie der verwendeten Messtechnik wird in Kapitel 2 weiterhin auf die von Antriebssystemen emittierten leitungsgeführten Störungen und die damit in Zusammenhang stehenden Problemstellungen eingegangen. Mit diesem Verständnis der Grundlagen werden in Kapitel 3 die Eigenschaften unterschiedlicher Lösungsansätze diskutiert, wobei der Fokus auf dem vergleichsweise jungen Forschungsgebiet der aktiven EMV-Filterung liegt. Diese Betrachtungen führen zur Auswahl einer aktiven EMV-Filtertopologie, auf die im weiteren Verlauf der Arbeit näher eingegangen wird. Mit der Modellierung der Baugruppen dieser aktiven Filtertopologie und der Filterumgebung wird in Kapitel 4 ein wesentlicher Inhalt der Arbeit vorgestellt. Dabei wird auf die nachvollziehbare Parametrisierung der Ersatzbauteile anhand von Messungen eingegangen. Die somit erlangten Kenntnisse des Verhaltens aller relevanten Baugruppen stellen die Basis für die Betrachtungen zum Filterentwurf des Kapitels 5 dar. Abschließend wird das elektrische Verhalten eines entsprechend ausgelegten aktiven Filters mittels Messung aber auch Simulation charakterisiert und bewertet.



# Inhaltsverzeichnis

<b>1</b>	<b>Einleitung</b>	<b>9</b>
1.1	Motivation . . . . .	9
1.2	Zielstellung . . . . .	11
1.3	Historie der EMV . . . . .	11
<b>2</b>	<b>Grundlagen der EMV in der Antriebstechnik</b>	<b>13</b>
2.1	Modell der elektromagnetischen Störbeeinflussung . . . . .	15
2.1.1	Elektromagnetische Störgrößen . . . . .	15
2.1.2	Kopplungsmechanismen . . . . .	17
2.2	Elektromagnetische Störungen von Antriebssystemen . . . . .	19
2.2.1	Die Störquelle . . . . .	19
2.2.2	Störpfade in Antriebssystemen . . . . .	28
2.2.3	Störsenken leitungsgeführter Störungen . . . . .	30
2.3	Messung leitungsgebundener Störungen . . . . .	31
2.3.1	Der normgerechte Aufbau . . . . .	32
2.3.2	Die Netznachbildung . . . . .	33
2.3.3	Die Messtechnik . . . . .	36
2.3.4	Grenzwerte leitungsgebundener Störungen . . . . .	40
2.4	Problemstellungen in Antriebssystemen . . . . .	42
<b>3</b>	<b>Konzepte zur Verringerung asymmetrischer Störungen</b>	<b>45</b>
3.1	Vermeidung der Störungen . . . . .	46
3.2	Passive Filterung . . . . .	49
3.3	Aktive EMV-Filterung . . . . .	52

3.3.1	Stand der Technik . . . . .	53
3.3.2	Systematik aktiver Filtertopologien . . . . .	57
3.3.3	Aktive Filter in Regelkreisstruktur . . . . .	59
3.3.4	Aktive Filter mit Störgrößenaufschaltung . . . . .	63
3.3.5	Aktive EMV-Filterung - Eine Zwischenbilanz . . . . .	66
<b>4</b>	<b>Modellierung des aktiven Filters und seiner Umgebung</b>	<b>69</b>
4.1	Einführende Betrachtungen . . . . .	70
4.2	Modellierung der Umgebung des aktiven Filters . . . . .	77
4.2.1	Impedanz der Messeinrichtung . . . . .	78
4.2.2	Störquelle . . . . .	78
4.2.3	Impedanz des Koppelpfades . . . . .	80
4.3	Modellierung des aktiven Filters . . . . .	90
4.3.1	Messeinrichtung . . . . .	91
4.3.2	Verstärker und Spannungsversorgung . . . . .	92
4.3.3	Einkopplung . . . . .	93
<b>5</b>	<b>Systemauslegung und experimentelle Verifikation</b>	<b>97</b>
5.1	Auslegung des Gegenspannungseinkopplers . . . . .	98
5.1.1	Betrachtungen zur Auslegung der Baugruppen . . . . .	99
5.1.2	Systembetrachtungen zur Auslegung . . . . .	111
5.1.3	Vorschlag zur systematischen Auslegung . . . . .	115
5.2	Messtechnische Verifikation . . . . .	116
5.2.1	Messaufbau und Verifikation der Filterumgebungsmodelle .	116
5.2.2	Betrachtungen zur Filterwirkung . . . . .	121
5.2.3	Ein Vergleich zur passiven Filterung . . . . .	131
5.3	Der Gegenspannungseinkoppler - Ein Fazit . . . . .	132
<b>6</b>	<b>Zusammenfassung</b>	<b>135</b>

# 1 Einleitung

## 1.1 Motivation

Durch die stetige Weiterentwicklung der Halbleiter, insbesondere der Entwicklung des Insulated Gate Bipolar Transistors (IGBT), hat sich sowohl die Anzahl als auch der Einsatzbereich von Frequenzumrichtern zur Drehzahlregelung elektrischer Antriebe vergrößert. Besonders die steigenden Schaltgeschwindigkeiten der Leistungshalbleiter ermöglichen, bei gleichzeitig steigendem Wirkungsgrad, eine signifikante Verbesserung des dynamischen Verhaltens der Maschinen. Mit diesem Fortschritt erhöht sich jedoch das elektromagnetische Störpotenzial des leistungselektronischen Umrichter-Maschine-Systems. Ursache hierfür sind die, aufgrund des schnellen Schaltens, vermehrt auftretenden hochfrequenten Anteile in der Ausgangsspannung des Umrichters. Diese hohen Frequenzanteile rufen symmetrische und asymmetrische Störströme durch die im System und seiner elektrischen Umgebung vorhandenen parasitären Störpfade hervor. Dabei stellen besonders die asymmetrischen Störströme, aufgrund ihres im Detail unbekanntem Strompfades, eine große Herausforderung beim Entwurf eines leistungselektronischen Systems dar. Besonders hervorzuheben ist der asymmetrische Störstrom durch die Streukapazitäten der Maschine zum Bezugspotenzial, der unmittelbar durch die höheren Schaltgeschwindigkeiten und die damit verbundenen höherfrequenten Transienten hervorgerufen wird. Weitere damit einhergehende Probleme sind Lagerströme und Wellenspannungen sowie die Isolationszerstörung der Motorwicklungen durch ein erhöhtes Maß an Teilentladungen.

Nach heutigem Stand der Technik bieten sich zur Lösung des Problems der asymmetrischen Störströme in einem leistungselektronischen System zwei Herangehensweisen an. Zum einen wird versucht, den Umrichter so zu modifizieren, dass er schon ein geringeres Maß an Störungen erzeugt. Hier sind EMV optimierte Aufbautechniken und Ventilansteuerverfahren sowie umrichterinterne Hardwaremodifikationen zu nennen. Ziel all dieser Maßnahmen ist die Verringerung der hochfrequenten Spektralanteile in der Ausgangsspannung des Umrichters. Nachteil dieser Varianten ist ein teilweise erheblicher Mehraufwand bezüglich des Bauteilbedarfs und damit einhergehend auch der Kosten. Zum anderen wird versucht, die Störungen durch Filtermaßnahmen zu verringern. Hier sind passive Filter auf breiter Front im Einsatz. Da ihr Volumen und damit auch ihre Kosten proportional zur Leistung und antiproportional zur Grenzfrequenz steigen, sind diese EMV-Filter besonders für den Schaltfrequenzbereich und für hohe Leistungen groß und kostenintensiv. Weiterhin sind bei passiven Filtern parasitäre Elemente der einzelnen Bauteile und des Aufbaus zu berücksichtigen, die den wirksamen Frequenzbereich einschränken.

Ein Ansatz, der besonders im kleinen bis mittleren Spannungs- bzw. Leistungsbereich Erfolg versprechend zu sein scheint, ist die aktive Filterung. Sie hat ihr Potenzial bereits in mehreren Veröffentlichungen bewiesen und bietet weitere Ansatzpunkte zur Verbesserung. Unter aktiven Filtern werden im Allgemeinen aktive Leistungsfilter sowie aktive EMV-Filter verstanden. Die aktiven Leistungsfilter sind meist selbst in Umrichtertechnik ausgeführt und damit, begrenzt durch das Shannon-Theorem, hauptsächlich zur Vermeidung niederfrequenter Netzrückwirkungen anzuwenden.

Die vorliegende Arbeit beschäftigt sich mit den aktiven EMV-Filtern, die in analoger Verstärkertechnik aufgebaut sind. Sie besitzen im Gegensatz zu den aktiven Leistungsfiltern eine hohe Bandbreite und einen vergleichbar einfachen Aufbau, sind dagegen aber nicht für sehr große Störsignalleistungen geeignet. Besonders zur Reduzierung der asymmetrischen Störströme im Frequenzbereich von 10kHz bis 1MHz ist ihr Einsatz vorteilhaft. Darüber hinaus ist ein Kompromiss zwischen Realisierungsaufwand und benötigter Filterwirkung zu finden.

## 1.2 Zielstellung

Die heute notwendigen Filtermaßnahmen in leistungselektronischen Systemen verhindern durch ihr großes Volumen und ihr Gewicht eine weitere Integration bzw. Verkleinerung der Anlagen. Durch die Erhöhung der Packungsdichte von Bauteilen sowie Baugruppen entstehen wiederum neue Koppelmöglichkeiten, die zu Überschreitungen der gesetzlich festgelegten Grenzwerte und zu Fehlfunktionen der Anlagen führen können. Die beschriebenen Probleme sind nur durch neue Konzepte wie die aktive Filterung zu lösen. Sie hat in mehreren Arbeiten ihr Potenzial bewiesen [1–6]. Leider zeigt sich bei den bisher veröffentlichten Arbeiten, dass eine systematische, zielgerichtete Auslegung aller Komponenten des aktiven Filters nicht beschrieben ist. Vielmehr liegt der Auslegung wesentlicher Baugruppen ein „Trial-and-Error“ Prozess zu Grunde. Weiterhin ist der Zusammenhang zwischen Filterwirkung und Filterumgebung kaum untersucht. Aufgrund der Komplexität des Gesamtsystems sind die konventionellen analytischen Ansätze dabei nicht zielführend.

In dieser Arbeit wird daher ein neuer Weg beschritten, der den Entwurf aktiver EMV-Filter durch die gezielte Modellierung und Simulation unterstützt. Die daraus gewonnenen Erkenntnisse führen zu einer Entwurfs- und Integrationsmethodik für aktive EMV-Filter. Notwendige Teilschritte hierzu sind die Bewertung der bekannten aktiven Filtertopologien hinsichtlich ihrer Filterwirkung sowie die Modellierung der Filterumgebung und des aktiven Filters. Im Ergebnis kann eine geeignet erscheinende Topologie bestimmt werden, zu der eine Aussage zu treffen ist, inwieweit dieser aktive Filter einen Fortschritt darstellt und wie seine Filterwirkung gegenüber der etablierten passiven Filterung zu bewerten ist.

## 1.3 Historie der EMV

Infolge der Einführung des Rundfunks durch die Reichspost im Jahre 1926 traten erste ungewollte gegenseitige Beeinflussungen elektrischer Gerätschaften auf<sup>1</sup>.

---

<sup>1</sup>Im Detail handelte es sich um die Störung des Rundfunkempfangs durch Zündanlagen von Automobilen.

Schon 1928 sah man sich daher gezwungen, ein *Fernmeldeanlagen-gesetz (FAG)* zu erlassen, das maßgeblich vom Verband Deutscher Elektrotechniker (VDE) mitgestaltet wurde. In den folgenden Jahren wurde dann durch die Reichspost ein eigener Rundfunk-Entstördienst eingerichtet. Mit der zunehmenden Verbreitung elektrotechnischer Gerätschaften stieg auch die Bedeutung der Elektromagnetischen Verträglichkeit. Nachdem schon 1943 durch die Deutsche Wehrmacht erste EMV-Normen eingeführt wurden, folgte 1949 das *Hochfrequenzgerätegesetz (HFrg)*. Im Jahre 1950 erschienen auch in den USA die ersten, zunächst auf den militärischen Bereich bezogenen, Vorschriften. Diese *MIL-STD* wurden in den folgenden Jahren weiter präzisiert und von vielen Ländern übernommen bzw. in nationale Normen eingearbeitet. 1978 wurde in Deutschland das *Funkstör-gesetz (FunkStörG)* erlassen. Zusammen mit dem FAG und HFrg gab es damit in Deutschland zur selben Zeit drei anwendbare Vorschriften.

Im Zuge der Errichtung eines gemeinsamen europäischen Binnenmarktes und des damit verbundenen Bestrebens nach rechtlicher Vereinheitlichung wurde 1989 die Richtlinie über die *Angleichung der Rechtsvorschriften der Mitgliedstaaten über die elektromagnetische Verträglichkeit* verabschiedet [7]. Infolgedessen wurde diese dann in den Mitgliedsstaaten in nationales Recht umgesetzt. So wurde in Deutschland 1992 das *Gesetz über die elektromagnetische Verträglichkeit von Geräten (EMVG)* erlassen [8]. Nach einer Übergangsfrist, in der auch noch das FAG, das HFrg und das FunkStörG gültig waren, ist seit 1996 nur noch das EMVG in Kraft. Seit 1998 gilt mit dem zweiten Änderungsgesetz die aktuelle Fassung.

## 2 Grundlagen der EMV in der Antriebstechnik

Der Betrieb drehzahlveränderbarer elektrischer Antriebe unterliegt, wie alle elektrischen und elektronischen Einrichtungen, Rechtsvorschriften und Normen. Bei deren Einhaltung wird der gegenseitige störungsfreie Betrieb angenommen [9]. Die geltenden Vorschriften sind dabei abhängig von der jeweiligen Art der elektrischen Einrichtung und deren Betriebsort. Hier werden Fachgrundnormen, Grundnormen und Produktnormen unterschieden. Im Bereich der drehzahlveränderbaren elektrischen Antriebe gilt die Produktnorm EN61800-3. Sie regelt die Anforderungen bezüglich der elektromagnetischen Verträglichkeit (EMV) für elektrische Antriebe sowohl im Wohn- als auch im Industriebereich.

Grundsätzlich werden Bedingungen an die Messumgebung gestellt, Grenzwerte definiert und Anforderungen bezüglich Störemmission und Störfestigkeit drehzahlveränderbarer elektrischer Antriebe formuliert.

Zum einen ist die Störfestigkeit zu gewährleisten. Ziel ist es, die Funktionalität der elektrischen Einrichtung unter Einwirkung externer Störquellen zu gewährleisten. Allgemein kann dabei zwischen natürlichen und technischen Störquellen unterschieden werden. Zu den bekanntesten natürlichen Störquellen gehören elektrostatische Entladungen (ESD) sowie Blitzüberschläge. Bekannte technische Störquellen stellen alle schaltenden elektronischen Einrichtungen, wie z. B. Mikroprozessoren, Schaltnetzteile und Wechselrichter, dar. Hinsichtlich der Störgrößen wird dabei zwischen schnellen energiereichen Impulsen (Burst), energiereichen Impulsen (Surge) sowie Netzspannungsschwankungen unterschieden. Weiterhin können eingekoppelte sowie geleitete Hochfrequenzstörungen auftreten, die sowohl natürlichen als auch technischen Ursprungs sein können. Im Zusammenhang mit

elektrischen Antrieben regelt die Norm vor allem Anforderungen bezüglich niederfrequenter Störungen wie Netzspannungsänderungen und Spannungsunsymmetrien, sowie hochfrequenter Störungen wie Burst und leitungsgeführter Hochfrequenz.

Zum anderen ist die Störaussendung ein wesentliches Merkmal hinsichtlich der EMV des elektrischen Antriebes. Hier ist das Ziel, funktionsstörende Beeinflussungen anderer elektrischer Einrichtungen zu verhindern. Festgeschrieben sind vor allem elektrische Grenzwerte, die in genormten Umgebungen gemessen werden. Betrachtet werden sowohl abgestrahlte als auch leitungsgeführte Störungen. Die DIN VDE0870 [9] fasst diese beiden Anforderungen mit dem Satz zusammen:

*Die elektromagnetische Verträglichkeit stellt die Fähigkeit einer elektrischen Einrichtung dar, in ihrer elektromagnetischen Umgebung zufriedenstellend zu funktionieren, ohne diese Umgebung, zu der auch andere Einrichtungen gehören, unzulässig zu beeinflussen.*

Aus der Betrachtung dieser beiden Konzepte lassen sich erste Maßnahmen zur Beherrschung der EMV ableiten. Zum einen können elektrische Einrichtungen so störfest konzipiert werden, dass eine elektromagnetische Beeinflussung (EMB) nicht möglich ist. Zum anderen können aber auch die elektrischen Einrichtungen schon so realisiert werden, dass sie keine Störungen an ihre Umgebung abgeben. Jede Maßnahme für sich würde die EMV sicherstellen, wäre aber technisch sehr aufwändig und kostspielig. Die durch die Norm gestellten Anforderungen bezüglich der Störfestigkeit und Störaussendung versuchen hier einen Kompromiss zu finden, der die Funktionsfähigkeit des Systems bei vertretbaren Entstörkosten gewährleistet.

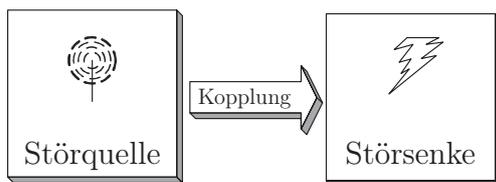
Des Weiteren ist für die folgende Betrachtung eine Definition der „Schnittstelle“ zwischen dem System und seiner Umgebung notwendig. Dazu ist die Einteilung in innere und äußere EMV eines Systems hilfreich [10].

Die innere EMV stellt die eigene, interne Störfestigkeit einer elektrischen Einrichtung dar. Darunter versteht man die elektromagnetische Beeinflussung einzelner Baugruppen untereinander, innerhalb des Systems. Problemstellungen bezüglich der inneren EMV werden zweckmäßigerweise während der Produktentwicklung beachtet und stehen nicht im Fokus der vorliegenden Arbeit.

Die äußere EMV beschreibt die gegenseitige elektromagnetische Beeinflussung einer Einrichtung und seiner elektrischen Umgebung. Die Umgebung selbst kann dabei großen Einfluss auf die EMV haben und die Vorhersage der Wirksamkeit bestimmter Abhilfemaßnahmen erschweren.

In der vorliegenden Arbeit wird der Umrichter inklusive seiner Steuerelektronik als geschlossenes System verstanden, an das Anforderungen bezüglich der äußeren EMV gestellt werden.

## 2.1 Modell der elektromagnetischen Störbeeinflussung



Die wesentliche Voraussetzung für das Auftreten von elektromagnetischen Störungen ist das Vorhandensein von Störquelle, Störsenke und einem Koppelpfad zwischen diesen beiden. Die Störquelle ist dabei der Ursprung der Störgrößen und die Störsenke,

die durch die Störquelle beeinflusste Einrichtung. Als Quelle elektromagnetischer Störenergie kommt nahezu jede elektrische Einrichtung infrage. Besonders schaltende Einrichtungen wie Digitalbaugruppen und leistungselektronische Baugruppen sind potenzielle Quellen elektromagnetischer Störungen. Der Koppelpfad überträgt in dieser Betrachtung die Energie der Störgröße von der Quelle der Störungen zur beeinflussten Einrichtung. Eine elektrische Einrichtung wird im Sinne der EMV zu einer potenziellen Störsenke, wenn ihre Funktion durch vorhandene Störgrößen beeinflusst werden kann.

### 2.1.1 Elektromagnetische Störgrößen

Die Vielzahl der möglichen Erscheinungsformen elektromagnetischer Störgrößen macht es notwendig, geeignete Systematisierungen vorzunehmen. Dabei haben

sich vor allem das Modell der symmetrischen und asymmetrischen Störungen<sup>1</sup> sowie die Unterscheidung in leitungsgebundene und abgestrahlte Störungen bewährt.

Eine elektromagnetische Beeinflussung bezeichnet man als leitungsgebunden, wenn sie über eine oder mehrere Leitungen oder auch über passive Bauelemente in die Störsenke eindringt. Dies gilt auch dann, wenn ein Teil des Koppelpfad abgestrahlt überbrückt wird. So kann eine elektromagnetische Beeinflussung durchaus leitungsgebunden entstehen, dann aber abgestrahlt werden und schließlich in anderen Leitungen wieder als leitungsgeführte Störung auftreten.

Solange die Wellenlänge der anregenden Frequenzen groß gegenüber den Abmessungen der potenziell abstrahlfähigen Struktur, z. B. eines Leiters, ist, breiten sich Störgrößen vorwiegend leitungsgebunden aus. Wird die Bedingung

$$l_{\text{Leiter}} > \frac{1}{10 \cdot f \cdot \sqrt{\mu \cdot \epsilon}} \quad \text{mit} \quad \mu = \mu_0 \cdot \mu_r \quad \text{und} \quad \epsilon = \epsilon_0 \cdot \epsilon_r \quad (2.1)$$

erfüllt, setzt Abstrahlung ein [11]. Die Grenze für den Übergang zwischen leitungsgebundenen und abgestrahlten Störungen ist dabei fließend. Gemein ist beiden jedoch, dass jede abgestrahlte Störung zunächst eine leitungsgeführte ist.

Weiterhin können die leitungsgeführten Störungen in symmetrische und asymmetrische Störungen unterschieden werden.

Die *symmetrischen Störströme* werden durch hochfrequente Spannungen zwischen den Außenleitern hervorgerufen. Sie haben keinen Bezug zum Erdpotenzial. Die symmetrischen Störströme stellen im Grunde den hochfrequenten Anteil des Nutzstromes einer elektrischen Einrichtung dar.

Die *asymmetrischen Störströme* werden durch hochfrequente Spannungen mit Bezug zum Erdpotenzial hervorgerufen. In dreiphasigen Systemen werden sie vom virtuellen Mittelpunkt der drei Außenleiter angegeben. Der Strompfad, oder zumindest ein Teil, führt folglich über das Erdpotenzial. Asymmetrische Störströme werden nahezu ausschließlich durch kapazitive Überkopplungen hervorgerufen.

In realen Systemen überlagern sich die symmetrischen und asymmetrischen Störungen. Die getrennte Betrachtung, besonders in dreiphasigen Systemen, ist aufwändig und bringt viele Probleme bei der technischen Realisierung der Separier-

<sup>1</sup>auch Gegentaktstörung und Gleichtaktstörung genannt

schaltung mit sich. Aus diesem Grund betrachtet man in Abnahmemessungen die *unsymmetrischen Störungen*. Sie werden vom Außenleiter zum Bezugspotenzial gemessen und bilden daher die Überlagerung beider Störungsarten ab. Auch die geltende Normung bezieht sich auf unsymmetrische Störungen, da der Messaufwand wesentlich verringert wird.

### 2.1.2 Kopplungsmechanismen

Dem Koppelpfad kommt in der Betrachtung der elektromagnetischen Beeinflussung eine besondere Bedeutung zu, da die meisten Maßnahmen zur Beherrschung der EMV die Beeinflussung des Koppelpfades zu Grunde legen. Des Weiteren sind die Störquelle und die Störsenke als beeinflusste Einrichtung in den meisten Fällen leicht auszumachen. Die Koppelpfade sind dagegen ungleich schwieriger zu identifizieren. Analog zu Abbildung 2.1 wird dabei zwischen galvanischer, kapazitiver und induktiver Kopplung bei leitungsgebundenen Störungen, der Strahlungskopplung und der Wellenleiterkopplung bei abgestrahlten Störungen unterschieden. Gemeinsames Merkmal aller Mechanismen ist, dass sie einen Energieaustausch zwischen Störquelle und Störsenke ermöglichen. Allen nichtgal-

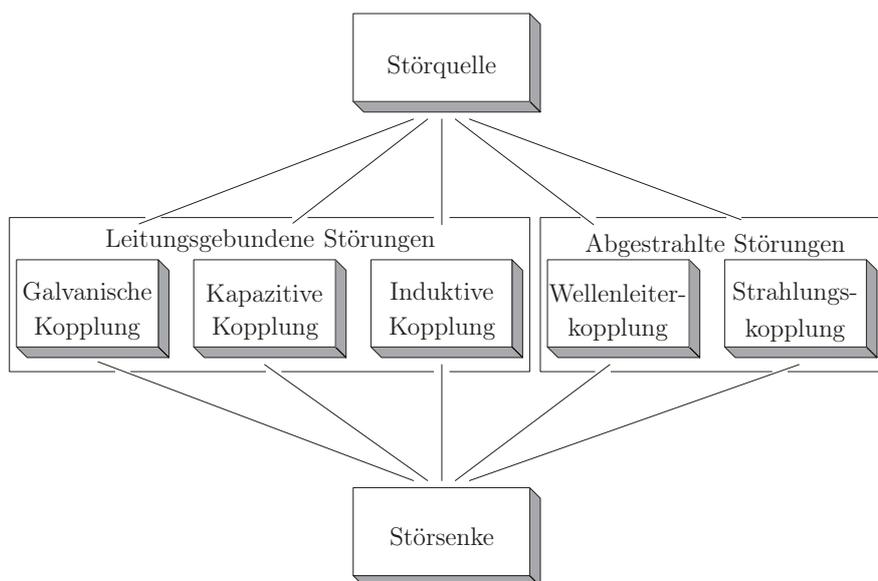


Abbildung 2.1: Kopplungsmechanismen in der EMV

vanischen Kopplungen ist gemein, dass sie kein Übertragungsmedium benötigen und bei Gleichspannung nicht wirksam sind.

Die *Galvanische Kopplung* tritt bei gemeinsamen Impedanzen der Störquelle und der Störsenke auf. Dies ist in der Leistungselektronik meist der Fall, da die Anlagen im Allgemeinen an einem Energieversorgungsnetz betrieben werden und dadurch auch ein gemeinsames Bezugspotenzial, die Erdung, besteht. Ein Energieaustausch findet folglich über gemeinsame Zuleitungen bzw. den Erdleiter statt. Abhilfe schaffen die galvanische Trennung der Stromkreise<sup>2</sup>, die sorgfältige Auslegung der Signal- und Versorgungsleitungen sowie die niederimpedante Anbindung an das Bezugspotenzial.

Die *Kapazitive Kopplung* tritt bei veränderlichen Potenzialdifferenzen zwischen leitenden Materialien auf. Dabei bildet sich ein elektrisches Feld aus, das den Energieaustausch ermöglicht. Kapazitive Kopplung tritt hauptsächlich in hochohmigen Systemen bei hohen Frequenzen auf und kann u. a. durch Schirmung gemindert werden.

Die *Induktive Kopplung* tritt u. a. bei nahe beieinander liegenden stromdurchflossenen Leitern auf. Dabei wird über das umgebende Magnetfeld eines stromdurchflossenen Leiters eine Störspannung in dem Leiter des gestörten Systems induziert. Der Energieaustausch findet demzufolge über das magnetische Feld statt. Induktive Kopplung tritt hauptsächlich bei hochbestromten Leitern auf und kann durch räumliche Trennung oder Verdrillung der einzelnen Leiter gemindert werden.

Die *Strahlungskopplung und Wellenleiterkopplung* können zusammenfassend als elektromagnetische Kopplung bezeichnet werden. Bei beiden Phänomenen breitet sich die Störenergie als elektromagnetische Welle im Raum aus. Der Unterschied zwischen ihnen liegt in dem Verhältnis zwischen Signalfrequenz und Abstand der Störquelle zur Störsenke. Der Energieaustausch findet über elektromagnetische Wellen statt.

Für weiterführende Betrachtungen sei diesbezüglich auf die Literatur verwiesen [12–14].

---

<sup>2</sup>z.B. durch galvanisch trennende Transformatoren

## 2.2 Elektromagnetische Störungen von Antriebssystemen

Drehzahlveränderbare elektrische Antriebe wandeln elektrische in mechanische Energie um. Um die Verluste der Umformung auf der einen Seite gering zu halten und die Dynamik der Maschine auf der anderen Seite zu verbessern, werden Umrichter mit schnell schaltenden Halbleitern und möglichst hohen Schaltfrequenzen verwendet. Dies führt zu einem hohen elektromagnetischen Störpotenzial. Grundsätzlich bestehen diese Systeme analog zu Abbildung 2.2 aus einer Netzankopplung, dem Umrichter, den Stromversorgungsleitungen bzw. Kabeln und der Maschine. Die spannungsfreien leitenden Teile dieser Baugruppen sind aus Sicherheitsgründen in aller Regel geerdet. Damit kann das Erdpotenzial als Bezugspotenzial aufgefasst werden.

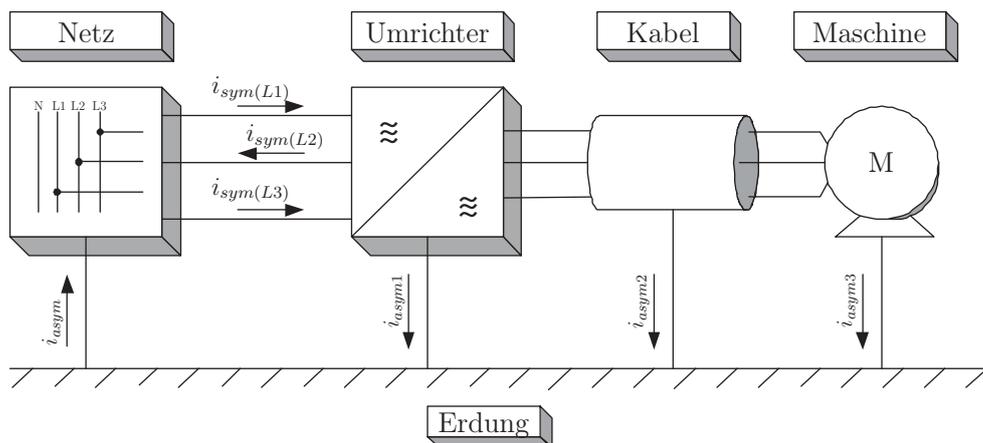


Abbildung 2.2: Leitungsgeführte Störpfade

### 2.2.1 Die Störquelle

Der Umrichter stellt in Antriebssystemen die dominierende Störquelle dar. In ihm werden hohe Ströme und Spannungen sehr schnell geschaltet. Daraus erwächst ein erhebliches Störpotenzial. Im folgenden Abschnitt soll das Störpotenzial des Umrichters untersucht werden.

Im Sinne der äußeren EMV soll in der vorliegenden Arbeit davon ausgegangen

werden, dass der Wechselrichter die alleinige Störquelle im Umrichter darstellt. Das Störpotenzial umrichterinterner Hilfsspannungsquellen soll folglich vernachlässigt werden.

### 2.2.1.1 Analyse der Umrichterausgangsspannung im Frequenzbereich

Die erdbezogenen Ausgangsspannungen des Umrichters können durch einem trapezförmigen Verlauf nach Abb. 2.3 approximiert werden. Da in der EMV Gleichspannungsanteile keine Rolle spielen, stellt dieser Ansatz auch für alle Summenspannungen eine gute Näherung dar, da sie wiederum in einen trapezförmigen Verlauf zerlegt werden können. Daher kann mit diesem Ansatz das grundsätzliche

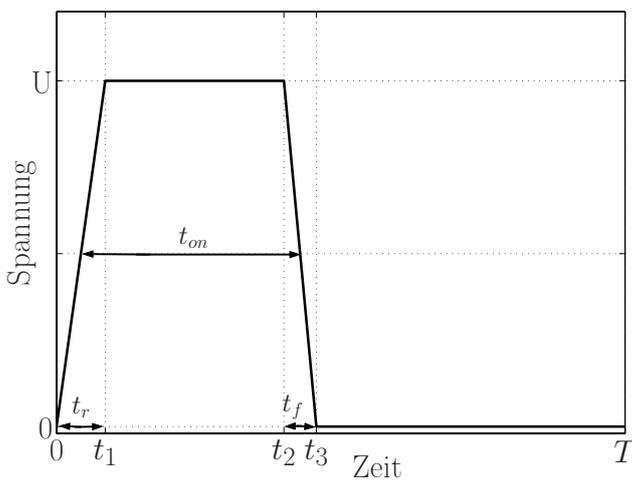


Abb. 2.3: Trapezimpuls

Charakterisiert werden (Vgl. Abb. 2.3). Wobei die Periodendauer  $T$  direkt abhängig ist von der Schaltfrequenz des Umrichters, aber nicht der Schaltfrequenz entsprechen muss<sup>3</sup>. Die Anstiegs- und Abfallzeit wird in erster Linie vom Halbleiter und seiner Ansteuerung bestimmt. Sie kann aber auch durch externe Beschaltung variiert werden [15]. Die mittlere Einschaltzeit  $t_{on}$  wird durch das Steuerverfahren des Umrichters bestimmt. In aller Regel wird eine Pulsweitenmodulation (PWM) verwendet, die nahezu jeden Wert für  $t_{on}$  bezogen auf die Periodendauer zulässt. Die Spannungsamplitude  $U$  ist abhängig von der Zwischenkreisspannung und dem gewählten Bezugspotenzial.

Frequenzverhalten jeder Ausgangsspannung, unabhängig vom Bezugspotenzial, beschrieben werden.

Ein sich periodisch wiederholender trapezförmiger Spannungsverlauf kann im Zeitbereich durch die Periodendauer  $T$ , die absolute Anstiegszeit  $t_r$ , die mittlere Einschaltzeit  $t_{on}$ , die absolute Abfallzeit  $t_f$  und die Spannungsamplitude  $U$  charakterisiert werden.

<sup>3</sup>wie z.B. die Frequenz der Sternpunktspannung des Umrichterausgangs

In der EMV werden die Störpegel normgerecht im Frequenzbereich betrachtet und bewertet. Besonders die doppelt-logarithmische Darstellung ermöglicht es hier große Wertebereiche aussagegräftig darzustellen. Jedes zeitkontinuierliche Signal kann mit Hilfe des Fourier-Integrals in eine Fourier-Reihe zerlegt werden. Nichtperiodische Signale rufen dabei ein kontinuierliches Spektrum hervor. Im Falle periodischer Signale genügt die mathematisch wesentlich einfachere Entwicklung in eine Fourier-Reihe [16]. In der Realität stellt die vom Umrichter erzeugte trapezförmige Ausgangsspannung aufgrund der variablen Einschaltzeit  $t_{on}$  eine nichtperiodische Funktion dar. Trotzdem soll sie zunächst als periodisch, mit der Periodendauer  $T$ , angenommen und in der Folge die Abhängigkeit von den veränderlichen Parametern  $t_r$ ,  $t_f$  und  $t_{on}$  diskutiert werden. Betrachtungen zum Signalspektrum PWM-modulierter Signale finden sich in [17].

Eine beliebige Funktion  $u(t)$  kann mit Hilfe der Fourier-Reihenentwicklung wie folgt dargestellt werden:

$$u(t) = \frac{\bar{U}}{2} + \sum_{k=1}^{\infty} A_k \cdot \sin\left(k \cdot \frac{2\pi}{T}t + \varphi_k\right) \quad (2.2)$$

$$\text{mit } A_k = \sqrt{a_k^2 + b_k^2} \quad \text{und} \quad \varphi_k = \arctan\left(\frac{a_k}{b_k}\right)$$

die Fourier-Koeffizienten berechnen sich zu:

$$a_k = \frac{2}{T} \int_0^T u(t) \cdot \cos\left(k \cdot \frac{2\pi}{T}t\right) dt \quad k=1,2,3\dots \quad (2.3)$$

$$b_k = \frac{2}{T} \int_0^T u(t) \cdot \sin\left(k \cdot \frac{2\pi}{T}t\right) dt \quad k=1,2,3\dots \quad (2.4)$$

Da der vorliegende Trapezimpuls keinerlei Symmetrien zeigt, müssen beide Koeffizienten berechnet werden. Arbeiten hierzu finden sich in [18–20]. Im Allgemeinen findet nur eine Betrachtung des Amplitudenspektrums statt. Die Phase wird vernachlässigt, da sie auch durch die EMV-Messtechnik nicht berücksichtigt wird.

Die vorgestellten Ergebnisse lassen sich unter der Annahme gleicher Ein- und Auschaltzeiten ( $t_r = t_f \stackrel{!}{=} t_S$ ) weiter vereinfachen.

$$A_k = \frac{2UT}{k^2\pi^2t_S} \sin\left(\frac{k\pi t_S}{T}\right) \sin\left(\frac{k\pi}{T}(t_{on} + t_S)\right) \quad k=1,2,3\dots \quad (2.5)$$

Aus dieser Gleichung ist es möglich, drei Eigenschaften des Amplitudenspektrums abzuleiten. Zunächst sind die Werte von  $A_k$  bei  $k=1$  maximal, da  $k^2$  im Nenner

vorkommt. Weiterhin besteht ein direkter Zusammenhang zwischen der Amplitude des Störspektrums und der Spannung des Trapezimpulses, da  $U$  im Zähler vorkommt. Und zuletzt kann gezeigt werden, dass für einen Tastgrad  $\frac{t_{on}}{T}$  von 0,5 der Wert für  $A_k$  maximal wird, da der Term  $\sin(\frac{k\pi}{T}(t_{on} + t_S))$  maximal wird.

Der Einfluss der Parameter  $t_S$  und  $t_{on}$  ist aber in dieser Form recht aufwändig zu untersuchen. Daher werden spezielle Eigenschaften des Amplitudenspektrums trapezförmiger Spannungen ausgenutzt und im Sinne einer Worst-Case-Abschätzung eine Hüllkurvennäherung des Amplitudenspektrums eingeführt [21]. Ein Trapezimpuls mit gleicher Ein- und Ausschaltzeit kann abschnittsweise mit drei Näherungsgleichungen beschrieben werden. Zunächst können die Beziehungen  $\sin(x) = x$  und  $|\sin(\pi - x)| = x$  bei kleinem Argument  $x$  ausgenutzt werden. Damit ergibt sich für kleine Werte von  $k$  und sehr kleinem und sehr großem Tastgrad  $\frac{t_{on}}{T}$  aus Formel 2.5 für den *unteren Frequenzbereich* der Zusammenhang:

$$A_{NF}(f) = \frac{2U}{T}(t_{on} + t_S) \quad \text{für Frequenzen} \quad f_{sw} \leq f < 5 \cdot f_{sw} \quad (2.6)$$

Dies bedeutet, dass im unteren Frequenzbereich keine Abhängigkeit der Amplitude von der Schaltfrequenz  $f_{sw}$  besteht. Einzig die Fläche des Trapezimpulses, und somit der Mittelwert, hat hier Einfluss. Man beachte weiterhin, dass durch die getroffenen Annahmen die Näherung nur zulässig ist, wenn folgende Bedingung eingehalten wird:

$$\frac{T}{\pi(t_{on} + t_S)} \geq 1 \quad (2.7)$$

Bei weiter steigendem  $k$  gewinnt zunächst der Term  $\sin(\frac{k\pi}{T}(t_{on} + t_S))$  durch die Abhängigkeit von  $t_{on}$  an Bedeutung und kann für den *mittleren Frequenzbereich* mit seinem Maximalwert von  $\sin(x\frac{\pi}{2}) = 1$  abgeschätzt werden.

$$A_{MF}(f) = \frac{2U f_{sw}}{f \pi} \quad \text{für Frequenzen} \quad f < 100 \cdot f_{sw} \quad (2.8)$$

$k$  wurde hier durch die Vielfachen der Schaltfrequenz ersetzt ( $k = \frac{f}{f_{sw}}$ ). In diesem Frequenzbereich fällt die Näherung proportional zu  $\frac{1}{f}$  bzw. in der logarithmischen Darstellung mit 20dB pro Dekade.

Der Term  $\sin(\frac{k\pi t_S}{T})$  kann nun im *oberen Frequenzbereich* auch mit dem Maximalwert des Sinus von 1 abgeschätzt werden.

$$A_{HF}(f) = \frac{2U f_{sw}}{f^2 \pi^2 t_S} \quad (2.9)$$

Durch die Abhängigkeit von  $\frac{1}{f^2}$  fällt die Hüllkurve in diesem Bereich mit 40dB pro Dekade. Damit besteht eine effiziente Methode das Spektrum trapezförmiger Rechteckimpulse auch ohne Fourier-Analyse nach oben hin abzuschätzen.

Abbildung 2.4 stellt das Amplitudenspektrum eines Trapezimpulses mit:  $T = 100\mu s$ ,  $t_{on} = 10\mu s$   $U = 500V$  und  $t_S = 0,5\mu s$  in doppeltlogarithmischer Form dar. Zusätzlich sind die drei Frequenzbereiche der Hüllkurvennäherung markiert. Das Gleichsetzen der Formeln 2.6 und 2.8 bzw. 2.8 und 2.9 liefert die Schnittpunkte der Hüllkurven und damit die Definitionsbereiche der jeweiligen Näherung.

$$f_1 = \frac{1}{\pi(t_{on} + t_S)} \quad \text{und} \quad f_2 = \frac{1}{\pi t_S} \quad (2.10)$$

Zunächst lässt sich mit Hilfe der Gleichung 2.8 der Maximalwert des Amplitu-

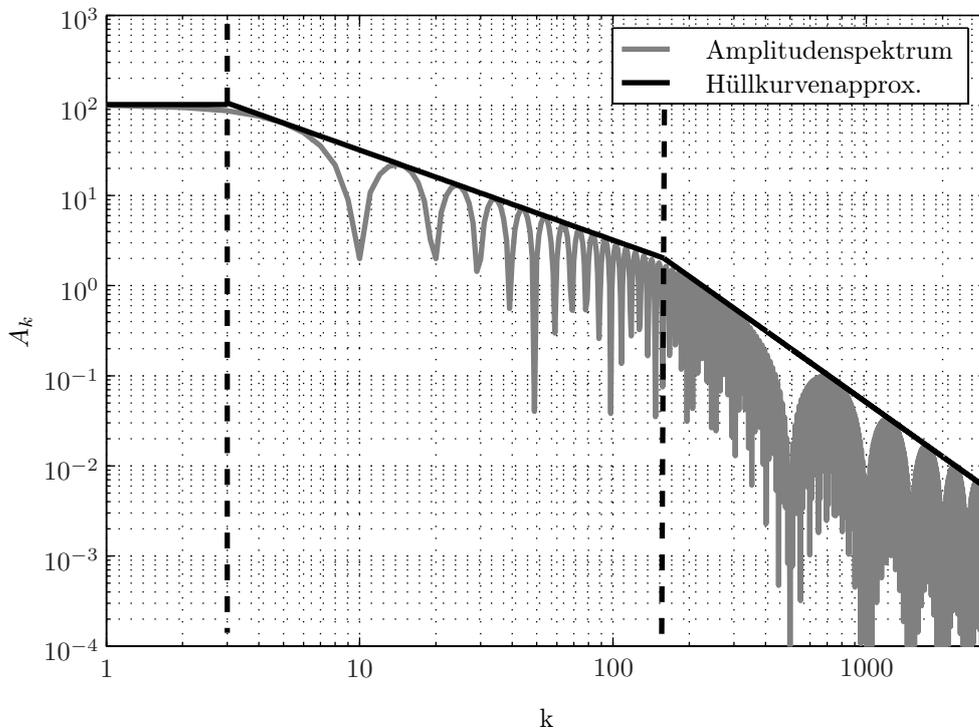


Abbildung 2.4: Abschnittsweise Approximation durch Hüllkurven

denspektrums bei einem Tastgrad von 0.5 und der Grundswingungsfrequenz  $k=1$  berechnen.

$$A_{max} = \frac{2U}{\pi} \quad \text{bei} \quad k = 1 \quad (2.11)$$

Die Hüllkurve für den unteren Frequenzbereich erfüllt nicht die Bedingung aus Gleichung 2.7 und ist daher nicht anzuwenden.

Weiterhin können mit Hilfe der drei Approximationen Aussagen über das Frequenzverhalten des Amplitudenspektrums getroffen werden. Zunächst sind die Gleichungen 2.8 und 2.9 von der Schaltfrequenz abhängig, Gleichung 2.6 jedoch nicht. Dies bedeutet, dass zumindest im mittleren und oberen Frequenzbereich mit steigender Schaltfrequenz die Amplituden steigen. Der untere Frequenzbereich ist dagegen unabhängig von der Schaltfrequenz. Aus den Gleichungen 2.10 lassen sich weiterhin die Abhängigkeiten der Knickfrequenzen ableiten. So ist die erste Knickfrequenz  $f_1$  nahezu ausschließlich von der mittleren Einschaltzeit  $t_{on}$  abhängig. Je kleiner  $t_{on}$  im Verhältnis zur Periodendauer, desto weiter rückt  $f_1$  in Richtung höherer Frequenzen. Die zweite Knickfrequenz  $f_2$  ist dagegen nur von der Schaltgeschwindigkeit  $t_s$  abhängig. Je höher die Flankensteilheit ist, desto weiter verschiebt sich die Knickfrequenz  $f_2$  in Richtung oberer Frequenzen.

Trotz einiger Berichte über EMV-optimiertes Schaltverhalten [22, 23] stellen die Schaltflanken nur ein sekundäres Optimierungsziel dar. Die geringe Verschiebung von  $f_2$  bei technisch möglichen Veränderungen der Schaltzeit und die erreichbare zusätzliche Verringerung der Amplituden werden durch höhere Schaltverluste erkauft. Auch wird es aufgrund des relativ geringen Einflusses der Schaltgeschwindigkeit genügen, auf die genaue Berücksichtigung bzw. Modellierung der Schaltflankensteilheit zu verzichten.

Die Betrachtungen dieses Abschnittes haben gezeigt, dass die vom Wechselrichter hervorgerufenen asymmetrischen Störungen in der Systembetrachtung als breitbandige Spannungsquelle berücksichtigt werden müssen. Anschaulich folgt dies auch aus der Tatsache, dass diese in Reihe des Störpfades liegende Spannungsquelle aus der Überlagerung der drei Wechselrichterausgangsspannungen resultiert. Damit kann das Blockschaltbild des Antriebes aus Abb. 2.2 für die weiteren Betrachtungen auf das Ersatzschaltbild des asymmetrischen Störpfades aus Abb. 2.5 reduziert werden. Auch wird an dieser Stelle die Netznachbildung (LISN)

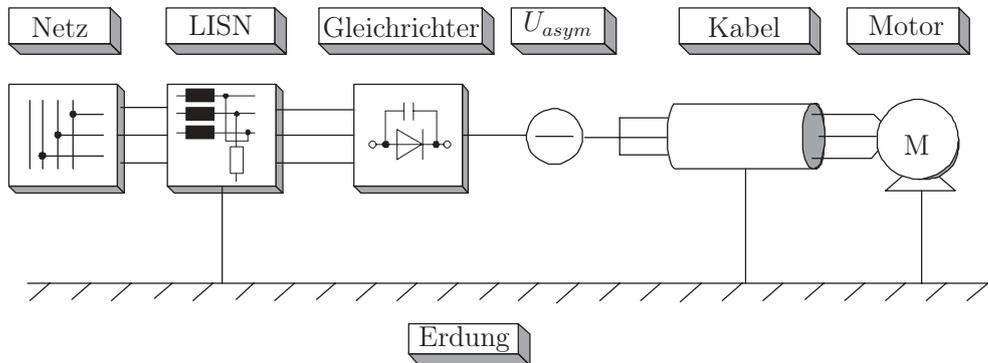


Abbildung 2.5: Ersatzschaltbild des asymmetrischen Pfades

eingeführt, die den Innenwiderstand des Netzes normgerecht nachbildet und die Messung der Störgrößen ermöglicht. Weitere Ausführungen folgen hierzu in Abschnitt 2.3.2.

### 2.2.1.2 Analyse der asymmetrischen Störspannung

Der asymmetrische Störstrom wird durch die Umladung parasitärer Kapazitäten mit Bezug zum Erdpotential hervorgerufen. Das Umschalten der einzelnen Wechselrichterbrücken von negativem auf positives Zwischenkreispotenzial stellt dafür die Ursache dar. Die Kapazitäten werden folglich mit der gesamten

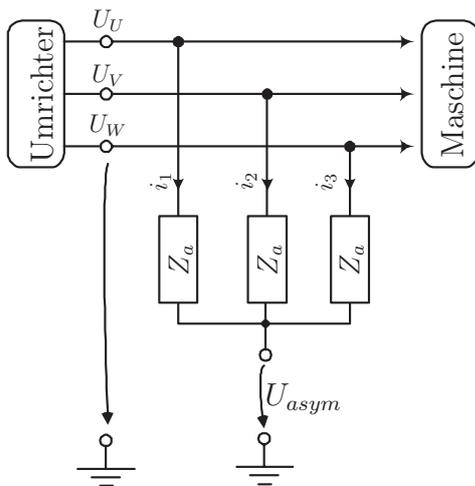


Abb. 2.6: Asym. Störspannung

Zwischenkreisspannung umgeladen und verursachen aufgrund der Anordnung vom Leiter zur Bezugs Erde unsymmetrische Störungen. Daraus folgt, dass durch die Überlagerung der drei Ausgangsspannungen sowohl symmetrische als auch asymmetrische Störströme durch die parasitären Kapazitäten fließen. Die Messung einer Leiter-Erdspannung kann folglich keinen Aufschluss über die asymmetrische Komponente geben.

Die asymmetrische Störspannung wird als

Potenzialdifferenz zur Erde definiert, die aus dem Mittelwert der drei Umrichter Ausgangsspannungen gebildet wird. Anschaulich kann der zeitliche Verlauf anhand der Abbildung 2.6 hergeleitet werden. Dabei wird zunächst von einer unbelasteten Störspannungsquelle ausgegangen.  $Z_a$  stellt in der Abbildung eine über die drei Außenleiter gleichverteilte parasitäre Impedanz<sup>4</sup> dar, die einen Sternpunkt hin zum Erdpotenzial bildet. Die drei Maschengleichungen lauten:

$$u_U - u_{asym} = Z_a \cdot i_1 \quad (2.12)$$

$$u_V - u_{asym} = Z_a \cdot i_2 \quad (2.13)$$

$$u_W - u_{asym} = Z_a \cdot i_3 \quad (2.14)$$

Durch Addition der drei Gleichungen folgt:

$$u_U + u_V + u_W - 3 \cdot u_{asym} = Z_a \cdot (i_1 + i_2 + i_3) \quad (2.15)$$

Aus der Knotengleichung für den gebildeten Sternpunkt folgt:

$$i_1 + i_2 + i_3 = 0$$

Damit ergibt sich die asymmetrische Störspannung:

$$u_{asym} = \frac{u_U + u_V + u_W}{3} \quad (2.16)$$

Da sich bei jedem Schaltvorgang eine der Spannungen  $u_U$ ,  $u_V$  oder  $u_W$  um den Betrag der Zwischenkreisspannung  $U_{DC}$  ändert, springt auch die asymmetrische Störspannung. Zur Vereinfachung soll für die nachfolgenden Betrachtungen davon ausgegangen werden, dass der Mittelpunkt der Zwischenkreisspannung dem Erdpotenzial entspricht. Dann sind bei Zwei-Level-Umrichtern folgende Zustände für die asymmetrische Störspannung  $U_{asym}$  möglich:

Halbbrücke 1	$+U_{DC}$	$-U_{DC}$	$-U_{DC}$	$-U_{DC}$
Halbbrücke 2	$+U_{DC}$	$+U_{DC}$	$-U_{DC}$	$-U_{DC}$
Halbbrücke 3	$+U_{DC}$	$+U_{DC}$	$+U_{DC}$	$-U_{DC}$
$U_{asym}$	$+\frac{1}{2}U_{DC}$	$+\frac{1}{6}U_{DC}$	$-\frac{1}{6}U_{DC}$	$-\frac{1}{2}U_{DC}$

<sup>4</sup>Der Aufbau bedingt hier in aller Regel Kapazitäten, aber auch Widerstände und Induktivitäten sind möglich.

Dies bedeutet, dass die asymmetrische Störspannung bei jedem Schaltvorgang um ein Drittel der Zwischenkreisspannung springt. Weiterhin hängt es vom Steuerverfahren ab, welche der Schalterzustände eingenommen werden. Bei Blocktaktung werden niemals alle Schalter gleichzeitig auf ein Potenzial gelegt. Daraus folgt, dass bei diesem Steuerverfahren die Störspannung nur Werte von  $\pm\frac{1}{6}U_{DC}$  annimmt. Bei Pulsweitenmodulation (PWM) ist grundsätzlich jede der Schalterstellungen möglich<sup>5</sup>. Dies schließt auch ein Verhalten wie bei Blocktaktung ein.

Nach diesen Betrachtungen im Zeitbereich soll nun das grundsätzliche Störpotenzial beider Modulationsarten im Frequenzbereich untersucht werden. Dazu wird der asymmetrische Störstromkreis aus Abb.2.5 weiter vereinfacht und auf die Störspannungsquelle und die parasitäre Kapazität zum Bezugspotenzial reduziert. Die Parametrisierung beider Komponenten erfolgt mit dem alleinigen Ziel der vergleichenden Ergebnisinterpretation ohne Praxisrelevanz. Dabei wird bei der Störquelle von gleicher Zwischenkreisspannung, Schaltfrequenz und Schaltge-

<sup>5</sup>siehe dazu auch Abschnitt 3.1

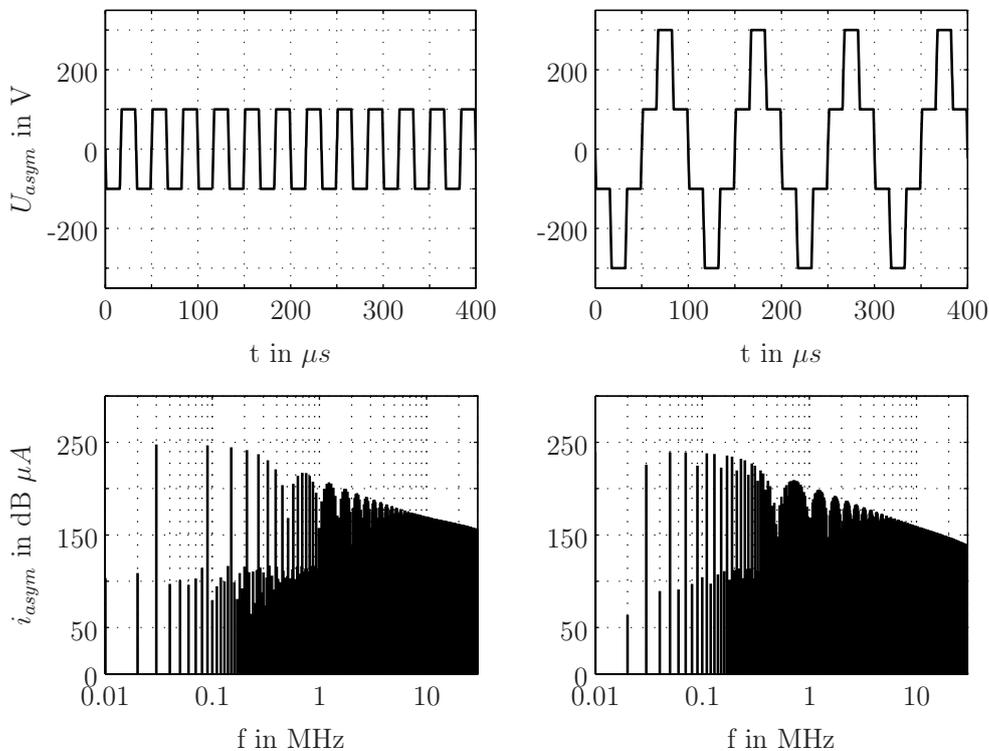


Abbildung 2.7: Vergleich asymmetrischer Störspannungen mit zugehörigem Spektrum

schwindigkeit ausgegangen. Der Störpfad wird durch eine ideale Kapazität nachgebildet. Beispielhaft stellt Abbildung 2.7 oben für beide Modulationsvarianten die asymmetrische Störspannung im Zeitbereich dar. Darunter sind die resultierenden Spektren in  $dB\mu A$  dargestellt. Die Transformation von dem Zeit- in den Frequenzbereich erfolgt mittels FFT über eine Periode der Schaltfrequenz unter Berücksichtigung eines Rechteckfensters. Zunächst bestätigen die dargestellten Spektren die in 2.2.1.1 getroffenen Aussagen. Im hohen Frequenzbereich, hier ab 200kHz, wird das Spektrum nach oben hin durch die Schaltgeschwindigkeit festgelegt und ist folglich bei beiden Varianten nahezu gleich. Im unteren Frequenzbereich bestimmt die Grundschiwingung der Störspannung das Spektrum. Zieht man nun die in 2.2.1.1 eingeführte Worst-Case-Abschätzung zu Hilfe, können beide Varianten auch in diesem Frequenzbereich bezüglich der Störpegel als nahezu gleichwertig angesehen werden.

Daraus folgt, dass die Anzahl der Spannungssprünge den entscheidenden Faktor bezüglich des Störpotenzials darstellt. Der Gesamtspannungshub der asymmetrischen Störspannung tritt dagegen in den Hintergrund. Abhilfemaßnahmen, denen dieses Prinzip zu Grunde liegt, sind folglich zu bevorzugen.

## 2.2.2 Störpfade in Antriebssystemen

In Antriebssystemen wird zwischen abgestrahlten und leitungsgeführten Störungen unterschieden. In Gleichung 2.1 wurde die Bedingung für die Abstrahlung formuliert. Aufgrund der relativ langen Leitungen in Antriebssystemen ist daher grundsätzlich mit abgestrahlten Störungen zu rechnen. Trotzdem stehen sie nicht im Fokus dieser Arbeit. Dies hat zum einen den Grund, dass jede abgestrahlte Störung zunächst eine leitungsgeführte Störung ist. Demnach hat eine Verringerung der leitungsgeführten Störungen in aller Regel auch eine Verringerung der abgestrahlten Störungen zur Folge. Zum anderen definiert die Antriebsnorm EN61800-3 Grenzwerte für abgestrahlte Störungen ab 30MHz. Wie in Abschnitt 2.2.1.1 gezeigt wurde, fällt das Spektrum der vom Umrichter erzeugten Ausgangsspannung mit mindestens  $20\frac{dB}{Dek}$  ab. Bei Schaltfrequenzen üblicher Umrichter kleiner 20kHz ist die Anregung durch Harmonische größer 30MHz folglich mindestens um 60dB geringer als die der Grundschiwingung. Damit ist auch die

Anregung für abgestrahlte Störungen in diesem Frequenzbereich sehr gering.

Wie schon erwähnt, werden die leitungsgeführten Störungen hinsichtlich ihrer Ausbreitungspfade in symmetrische und asymmetrische Störungen unterschieden. Die symmetrischen Störungen in Antriebssystemen sind eine Folge der nichtlinearen Lastcharakteristik des Umrichters. Die Maschine als Verbraucher lässt auf den drei Umrichterausgangsspannungen  $U, V, W$  einen sinusförmigen Strom fließen. Durch die schaltende Funktionsweise des Wechselrichters wird dieser ausgangsseitige sinusförmige Strom in einen pulsformigen Strom im Zwischenkreis umgewandelt. Mehr noch, durch die Freiwerdezeit der Freilaufdioden entstehen zusätzliche Stromspitzen mit erheblichen hochfrequenten Spektralkomponenten. Bei den im Zwischenkreis verwendeten Kondensatoren handelt es sich zunächst um Energiespeicher, die diesen Strom zur Verfügung stellen sollen. Im Detail verhalten sich Kondensatoren aber nicht ideal. Im Reihenersatzschaltbild eines realen Kondensators treten neben der Kapazität auch ein äquivalenter Reihenwiderstand (ESR) auf, der den maximal zur Verfügung stehenden Gleichstrom begrenzt sowie eine äquivalente Serieninduktivität (ESL) [24]. Insbesondere die Serieninduktivität wirkt sich bei den hochfrequenten Stromänderungen im Zwischenkreis auf die symmetrischen Störungen aus, da sie eine Störspannung zwischen den Leitern hervorruft, die wiederum den symmetrischen Störstrom hervorruft (Vgl. Abschnitt 2.1.1). Über den Gleichrichter wird diese symmetrische Störspannung dann auf die drei Eingangsspannungen  $L_1, L_2, L_3$  verteilt. Grundsätzlich kommt dem Gleichrichter eine bedeutende Rolle bei der Störemission zu, da er in der Lage ist, symmetrische Störungen in asymmetrische und umgekehrt umzuwandeln [17, 25]. Aufgrund der Ausbreitungsmechanismen symmetrischer Störungen sind aber auf relativ einfache Weise Abhilfemaßnahmen zu wählen. Die Verringerung des ESR und ESL ist in aller Regel zielführend. Dies kann durch geeignete Zwischenkreiskondensatoren oder durch zusätzliche Folienkondensatoren<sup>6</sup> erreicht werden.

Die asymmetrischen Störungen in Antriebssystemen werden durch die in Abschnitt 2.2.1.2 dargestellte sprunghafte Änderung der drei überlagerten Umrichterausgangsspannungen hervorgerufen. Dabei werden parasitäre Kapazitäten zwi-

---

<sup>6</sup>geeignet ist jeder Kondensator mit geringem ESR und ESL

schen spannungsführenden Teilen und dem Erdpotenzial umgeladen, die aufgrund der geometrischen Abmessungen teilweise erheblich sein können. Zu nennen ist die Kapazität der Motorwicklung zum Stator und die Leiterkapazität von Kabeln zum Erdpotenzial, die insbesondere bei geschirmten Kabeln auftritt. Weiterhin bilden sich im Umrichter, besonders zwischen Leistungshalbleitern und Kühlkörper, Kapazitäten aus. All diese asymmetrischen Teilströme summieren sich im Erdpotenzial auf und schließen sich über das geerdete Netz. Asymmetrische Störströme stellen sich in Antriebssystemen, im Gegensatz zu symmetrischen Störströmen, oftmals als problematisch heraus. Ein Grund dafür ist, dass der Einsatz effektiver Abhilfemaßnahmen nicht immer, oder nur eingeschränkt, möglich ist. Insbesondere die Begrenzung des Erdableitstromes auf 5% des Nennstromes des Antriebssystems nach DIN VDE 0100 ist zu beachten. Ist zusätzlich der Einsatz eines FI-Schutzschalters vorgesehen, ist zu garantieren, dass der asymmetrische Störstrom durch den Schutzleiter unterhalb der entsprechenden Auslöseschwelle liegt. In der Folge sind Maßnahmen, die den asymmetrischen Störstrom auf einen definierten Pfad führen nicht uneingeschränkt einsetzbar und somit Filtermaßnahmen für diese Störungsart oftmals erheblich kostenintensiver als die für symmetrische Störungen.

### 2.2.3 Störsenken leitungsgeführter Störungen

Mit dem Begriff der Störsenke wird die von der Störquelle in ihrer Funktion beeinträchtigte Einrichtung verstanden. Bezüglich der äußeren EMV von Umrichtern fallen darunter vor allem elektronische Systeme, die galvanisch mit dem Umrichter verbunden sind. Dies kann die Maschine selber sein. Gerade die Isolationen älterer Maschinen sind nicht für die hohen Spannungsänderungen von mehreren  $\frac{kV}{\mu s}$  der Umrichterausgangsspannung ausgelegt und können dadurch Schaden nehmen. In diesem Fall stellt die Maschine eine Störsenke dar. Üblich ist aber die Betrachtung der in das Energieversorgungsnetz eingebrachten Störungen, die auch als netzseitige Störungen bezeichnet werden. Über dessen Innenwiderstand fallen die vom Umrichter erzeugten Störungen als Störspannung ab. Dadurch werden auch andere, galvanisch verbundene, elektrische Einrichtungen beeinflusst bzw. gestört, die parallel am Netz betrieben werden. Aufgrund dieses Ausbreitungs-

mechanismus schreibt die geltende Normung Grenzwerte für die Störemission in das Energieversorgungsnetz vor (siehe Abschnitt 2.3.4).

## 2.3 Messung leitungsgebundener Störungen

Die zur Bewertung der elektromagnetischen Verträglichkeit eines leistungselektronischen Systems notwendige Mess- und Prüftechnik unterscheidet sich in einigen Aspekten sehr von der klassischen elektrischen Messtechnik. Mittels praktischer Untersuchungen werden an leistungselektronischen Systemen vorrangig die Emissionen gemessen, die Störfestigkeit geprüft, Fehleranalysen durchgeführt sowie die Wirksamkeit von Abhilfemaßnahmen bewertet. An diesen sehr unterschiedlichen Aufgaben orientiert sich auch die hierfür notwendige Messtechnik.

Der Gegenstand einer EMV-Messung, die elektromagnetische Verträglichkeit eines Systems, ist im engeren Sinne nicht messbar. Für die EMV als Qualitätsmerkmal eines Systems existiert weder eine Einheit noch ist sie in irgendeiner Weise quantifizierbar. In Messungen quantifizierbar sind die von einer Einrichtung abgegebenen elektrischen Störgrößen Spannung, Strom und elektrische sowie magnetische Feldstärke. Zur quantitativen Beurteilung dieser Größen bedient man sich logarithmischer Verhältnisse, sogenannter Pegel, um eine übersichtliche Darstellung von Größenverhältnissen, die sich über mehrere Zehnerpotenzen erstrecken, zu ermöglichen. Mit Hilfe des dekadischen Logarithmus definiert man folgende, bei messtechnischen Bewertungen der EMV, verwendete Pegel in Dezibel:

$$\begin{aligned} \text{Spannungspegel bezogen auf } 1\mu\text{V} : U_{dB} &= 20\log\frac{U}{1\mu\text{V}} \text{ in } dB_{\mu\text{V}} \\ \text{Strompegel bezogen auf } 1\mu\text{A} : I_{dB} &= 20\log\frac{I}{1\mu\text{A}} \text{ in } dB_{\mu\text{A}} \\ \text{Leistungspegel bezogen auf } 1\text{mW} : P_{dB} &= 10\log\frac{P}{1\text{mW}} \text{ in } dB_m \end{aligned}$$

Diese Pegel werden als absolute Pegel bezeichnet, da sie unter Verwendung einer festen Bezugsgröße ermittelt wurden. Sie stellen eine Angabe des Wertes der jeweils betrachteten physikalischen Größe dar.

Die durch einen Antrieb verursachten Störungen hängen in entscheidendem Maße

von der Umgebung ab. Insofern ist die messtechnische Untersuchung der verursachten Störungen nur unter Berücksichtigung des Einflusses der elektrischen Umgebung möglich. Aus diesem Grund schreibt die EN61800-3 die genaue Beschaffenheit der Umgebung und der zu verwendenden Messmittel und -methoden vor. Grundsätzlich besteht eine Anordnung zur Messung leitungsgeführter Störungen immer aus dem mechanischen Aufbau, der Netznachbildung, dem Messempfänger und dem Prüfling, in diesem Fall dem Antriebssystem.

### 2.3.1 Der normgerechte Aufbau

Der normgerechte Aufbau beinhaltet alle mechanischen und konstruktiven Umgebungsbedingungen, die auch Einfluss auf das elektrische Verhalten des Prüflings haben. Das Ziel ist es, die Reproduzierbarkeit der Messung zu gewährleisten. Trotz eines Vorschlages in der DIN VDE0877-1 [26] existiert keine klare Regelung diesbezüglich für Antriebssysteme. Die Prüfung hat sich möglichst nah am

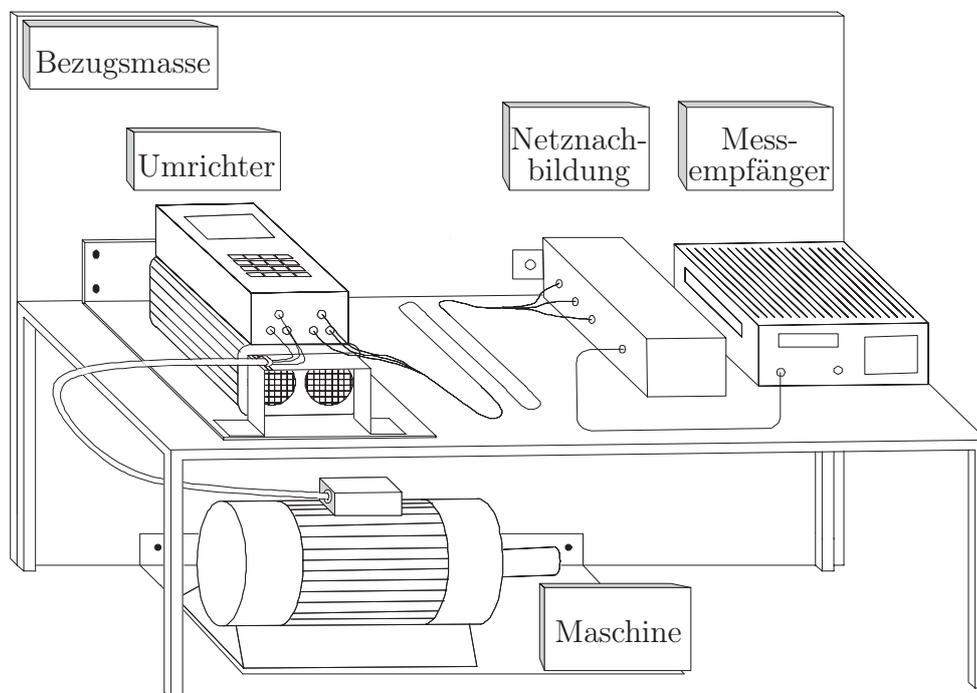


Abbildung 2.8: Normgerechte Umgebung zur Messung leitungsgeführter Störungen

jeweiligen Anwendungsfall zu orientieren. Mit diesem Schwerpunkt wurde der Aufbau aus Abb. 2.8 gestaltet.

Die Norm schreibt einen Holztisch und eine Bezugsmasse mit mindestens  $4m^2$  Fläche vor. Weiterhin wird ein mäanderförmig verlegtes Spannungsversorgungskabel mit 1.5m Länge zur Netznachbildung verlangt. Die Netznachbildung selbst ist mit der Metallfläche gut leitend verbunden. Die geometrische Anordnung wird in DIN VDE0877-1 ebenfalls beschrieben.

Der weitere Aufbau ist der Praxis geschuldet. Umrichter werden meist in Schaltschränken betrieben. Daher sind seine metallischen Teile niederinduktiv mit der Bezugsmasse verbunden. Je nach Anwendungsfall ist die Maschine ebenfalls niederimpedant mit der Bezugsmasse verbunden oder nur über den Kabelschutzleiter geerdet. Beide Fälle sind in der Praxis zu beobachten. Das Kabel zwischen Umrichter und Maschine muss ebenfalls den realen Bedingungen angepasst sein. So sind auch hier lange Kabel in Mäandern zu verlegen, um unrealistisch hohe Induktivitäten zu vermeiden.

### 2.3.2 Die Netznachbildung

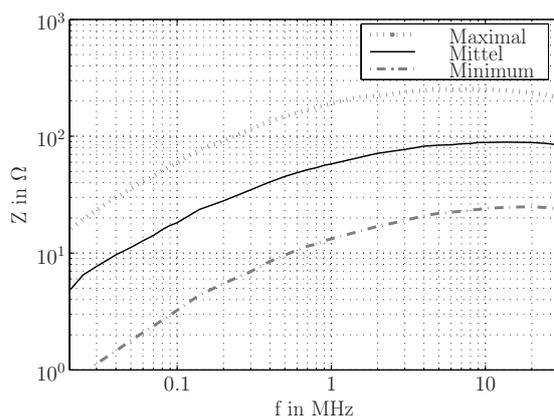


Abb. 2.9: Deutsche Netzipedanzen

ortsabhängig. In den siebziger Jahren fanden diverse Untersuchungen statt, mit dem Ziel eine statistische Aussage über die Netzipedanz treffen zu können [27–29]. Im Ergebnis konnte ein grundsätzliches Verhalten, wie in Abb. 2.9 dargestellt, bestimmt werden. Aufgrund der recht großen Schwankungen war je-

Die Störpfade der leitungsgeführten elektromagnetischen Störungen werden sowohl bei symmetrischen als auch bei asymmetrischen Störströmen über das Versorgungsnetz geschlossen. Deshalb kommt der Impedanz des Netzes bei der Messung leitungsgebundener Störemissionen eine entscheidende Bedeutung zu. Die Impedanz realer Energieversorgungsnetze ist frequenz-, zeit- und

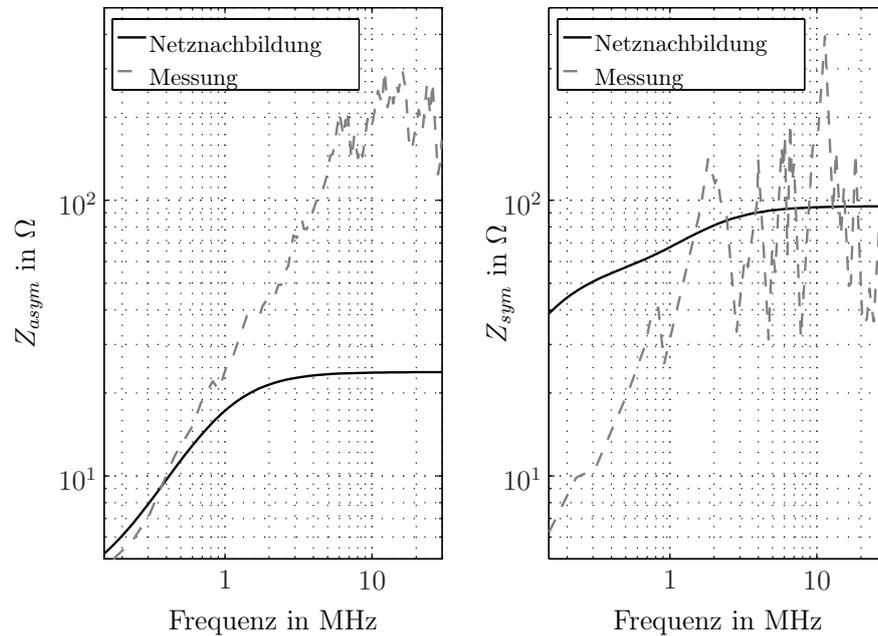


Abbildung 2.10: Gemessene Impedanz Netz vs. simulierte Impedanz Netznachbildung doch eine konkrete nominale Aussage nicht zu treffen. So wurde die Netzimpedanz für den Frequenzbereich von 10kHz bis 30MHz auf  $[5\Omega + 50\mu H] || 50\Omega$  festgesetzt, wobei die  $50\Omega$  den Messwiderstand darstellen. Damit sind zwar reproduzierbare Messungen möglich, das reale Verhalten des Netzes vor Ort kann im Detail aber erheblich abweichen, wie Abbildung 2.10 zeigt. Dargestellt ist der Vergleich zwischen symmetrischer und asymmetrischer Impedanz des einphasigen Netzes und der Netznachbildung. Die Messungen stammen aus dem Jahre 2001 von Vick [30]. Im asymmetrischen Fall ist deutlich zu erkennen, dass im hochfrequenten Bereich keine Übereinstimmung mehr zwischen realer Netzimpedanz und der Netznachbildung existiert. Dies ist den beiden parallelen  $50\Omega$ -Widerständen im Messzweig der Netznachbildung geschuldet. Sie begrenzen die Impedanz nach oben. Da der asymmetrische Störpfad bei hohen Frequenzen recht niederimpedant ist und aus einer Störspannungsquelle gespeist wird, wären in diesem Fall die realen asymmetrischen Störpegel um ca. 20dB höher als die an der Netznachbildung gemessenen. Im symmetrischen Fall weicht die gemessene Impedanz im unteren Frequenzbereich um ca. 10dB ab. Hier ist offensichtlich das vermessene Netz „härter“ als die Nachbildung. Dies bestätigt die Aussage, dass die Netznachbildung zwar die Re-

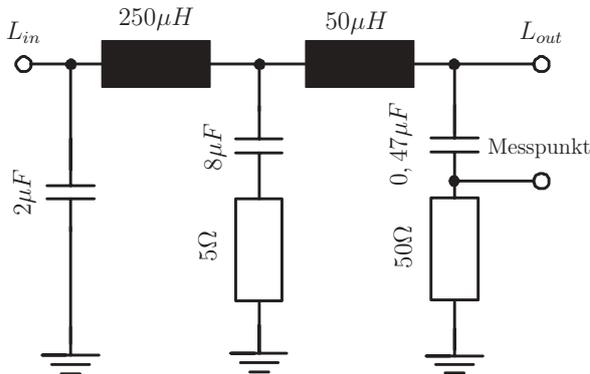


Abb. 2.11: Eine Strang der Netznachbildung

produzierbarkeit der Messung sicherstellen kann, aber nur angenähert reale Anschlussbedingungen zur Verfügung stellt. Weitere Aufgaben der Netznachbildung liegen in der Spannungsversorgung des Prüflings und in der Verhinderung von Störausbreitungen in das Netz und aus dem Netz. Aus diesem Grund verfügen die meisten heute üblichen Netznachbildungen über mehrere Filterstufen, die netz- und lastseitig einen definierten Störpfad bieten. Angepasst an die Aufgabe werden unterschiedliche Netzwerke zur Nachbildung verwendet. So kommen Netznachbildungen in Dreieck- ( $\Delta$ ) oder Sternschaltung ( $V$ ) zum Einsatz. Der jeweilige Aufbau ist in der DIN VDE0876-1 [26] festgeschrieben. In der Antriebstechnik werden bei erdbezogenen Netzen  $V$ -Nachbildungen verwendet, deren Sternpunkt geerdet ist. Dadurch ist in dreiphasigen Systemen grundsätzlich nur die Messung unsymmetrischer Störpegel möglich. Abbildung 2.11 stellt einen Strang einer  $V$ -Netznachbildung dar. Diese Nachbildimpedanz befindet sich in jedem Außenleiter und dem Neutralleiter. Der Sternpunkt wird durch die Masseverbindung gebildet, die niederinduktiv mit der Bezugsmasse verbunden ist. Die  $2\mu F$ -Kapazität und die  $250\mu H$ -Induktivität dienen dabei der netzseitigen Filterung, alle anderen Bauteile der lastseitigen Nachbildung bzw. Auskopplung.

In mehreren Arbeiten werden Möglichkeiten vorgestellt, die symmetrischen und asymmetrischen Störemissionen in das Netz getrennt zu betrachten. Eine zweiphasige Möglichkeit mit guter Trennschärfe wird durch Hoene in [25] vorgestellt. Aber auch dreiphasige Trennvorrichtungen sind bekannt [31].

Aufgrund des in der Folge beschriebenen Versuchsaufbaus kommt in der vorliegenden Arbeit die zweiphasige Variante nach Hoene zum Einsatz. Abbildung 2.12 stellt den schematischen Aufbau dar. In zweiphasigen Systemen kann der eindeutige Phasenbezug der Störströme in den Messsträngen ausgenutzt werden [17]. So zeigt der asymmetrische Strom von den Leitern zur Bezugsmasse eine Pha-

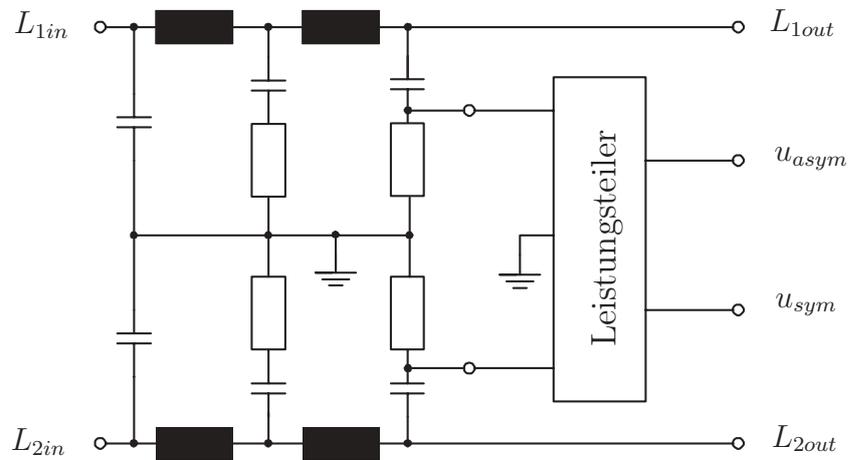


Abb. 2.12: Messaufbau zur zweiphasigen Trennung sym. und asym. Störströme

senverschiebung von  $180^\circ$ , während der symmetrische Strom keine Phasenverschiebung bezüglich des Erdpotenzials hat. Diese Eigenschaft kann durch zwei Leistungsteiler ausgenutzt werden. Sie besitzen den Aufbau eines Transformators mit Mittelanzapfung und zusätzlichem  $50\Omega$ -Anpassnetzwerk [32]. Die Mittelanzapfung ist dabei auf Bezugspotenzial gelegt. Auf der Sekundärseite befindet sich eine Wicklung zur Messung. Je nach Wicklungssinn der Primärwicklungen werden nur gleichphasige bzw. gegenphasige Signale auf der Sekundärseite gemessen. Obwohl diese Messmethode keiner Norm entspricht, ermöglicht sie die gezielte Untersuchung von Störphänomenen und der Wirkungsweise verwendeter Abhilfemaßnahmen. In dieser Arbeit hat sie eine herausragende Rolle, da aktive EMV-Filter ausschließlich asymmetrische Störungen dämpfen und daher eine getrennte Betrachtung wesentlich zielführender ist, als die alleinige Betrachtung der unsymmetrischen Störungen.

### 2.3.3 Die Messtechnik

Die in der EMV verwendete Messtechnik hat die Aufgabe Störphänomene zu visualisieren. Dazu eignen sich alle Messinstrumente, die eine Messung im vorgeschriebenen Frequenzbereich erlauben. Zum Einsatz kommen dabei der Spektrumanalysator, der Messempfänger als eine besondere Art des Spektrumanalysators und das Oszilloskop. Zusätzlich wird in dieser Arbeit ein Impedance-

Analysen zur Bestimmung der frequenzabhängigen Eigenschaften passiver Bauteile verwendet.

Mit dem Ziel der Reproduzierbarkeit der Messung ist auch die Art der Messdatenerfassung und deren Bewertung vorgeschrieben. Besondere Ansprüche werden bezüglich Frequenzselektivität und Linearität gestellt. Genau genommen erfüllt nur der Messempfänger diese Anforderungen. EMV-gerechte Abnahmemessungen werden deshalb ausschließlich mit dem Messempfänger durchgeführt. Jedoch stellen auch der Spektrumanalysator und das Oszilloskop sehr gute Möglichkeiten dar, zumindest vergleichend, Störphänomene zu visualisieren.

### 2.3.3.1 Messempfänger und Spektrumanalysator

Der Funkstörspannungsmessempfänger oder auch kurz Messempfänger genannt, dient der Erfassung und Bewertung von Störspannungen in Abhängigkeit von der Frequenz. Seine Eigenschaften sind in der Norm DIN VDE 0876-1 festgeschrieben. Er besteht im Wesentlichen aus einem abstimmbarem, frequenzselektiven Spannungsmesser mit bewerteter Anzeige. In Abb. 2.13 ist das vereinfachte Blockschaltbild eines Messempfängers dargestellt. Nach einem einstellbaren

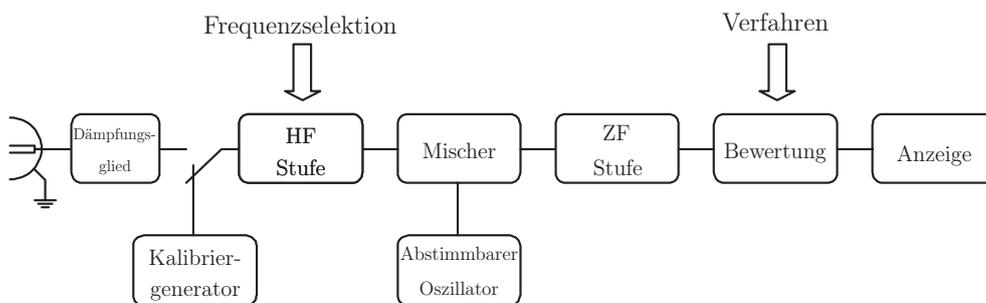


Abb. 2.13: Allgemeines Blockschaltbild eines Messempfängers

Eingangsdämpfungsglied gelangt das Messsignal über einen frequenzselektiven Verstärker zur Mischstufe. Die abstimmbare HF-Selektion vor dem Mischer ist ein wesentliches Merkmal eines Messempfängers. Dabei hat diese Vorselektion die Aufgabe außerhalb des Messbereichs liegende Spektralkomponenten zu reduzieren und den Mischer so vor Übersteuerung zu schützen. In der Mischstufe wird dem vorselektierten Frequenzgemisch eine einstellbare Oszillatorfrequenz überlagert,

die mit der Frequenz der HF-Selektion abgestimmt ist. Die daraus resultierende Zwischenfrequenz (ZF) wird wiederum frequenzselektiv verstärkt und angezeigt. Die Anzeige des Messempfängers bietet die Möglichkeit, je nach Anwendung, den Messwert unterschiedlichen Bewertungsverfahren zu unterziehen.

Die *Spitzenwertanzeige* stellt die auf den Effektivwert der Messspannung kalibrierte Hüllkurve des gleichgerichteten ZF-Signals dar. Diese Methode eignet sich besonders zur Messung von Spektren mit geringen Amplitudenschwankungen zu benachbarten Frequenzen hin. Ist dies gegeben, stellt diese Bewertung eine sehr schnelle Möglichkeit der Messung dar.

Die *Quasi-Spitzenwertanzeige* stellt eine gewichtete Spitzenwertanzeige dar. Diese Messmethode wurde entwickelt, um die Empfindlichkeit des menschlichen Gehörs nachzubilden. Hierbei werden entsprechend der menschlichen Empfindung schnelle Impulsfolgen geringerer Amplitude, verglichen mit Impulsfolgen größerer Amplitude und geringerer Frequenz, als intensivere Störung bewertet. Dieses Gewichtungsverfahren wird zur Messung von Pulsen mit breitbandigem Spektrum angewandt. Für Messungen von schmalbandigen Pulsen ist sie weniger geeignet, da sie keine Modulation erfasst. Diese Methode ist durch die festgelegten Zeitkonstanten zur Gewichtung und dem damit verbundenen Einschwingen des Messempfängers sehr zeitaufwendig.

Die *Mittelwertanzeige* zeigt den arithmetischen Mittelwert der Hüllkurve des gleichgerichteten ZF-Signals an. Diese Bewertungsart eignet sich besonders für schmalbandige Störungen. Die Mittelwertanzeige stellt eine wesentlich schnellere Möglichkeit der Bewertung als die Quasi-Spitzenwertanzeige dar.

Für weitere Bewertungsmethoden wird an dieser Stelle auf die umfangreiche Literatur verwiesen [12, 33], da durch die EN61800-3 ohnehin nur Grenzwerte für die Mittelwertanzeige und die Quasi-Spitzenwertanzeige angegeben sind.

Weitere Forderungen an einen Messempfänger sind ein  $50\Omega$  Eingangswiderstand, ein interner Kalibriergenerator, ein ZF-Ausgang zur Bewertung der Art und Dauer der Funkstörungen und eine beschränkte Resistenz gegen Überlast am Eingang.

### 2.3.3.2 Oszilloskop

Die zeitabhängige Darstellung von Spannungen ist wohl die bekannteste Methode der Visualisierung elektrotechnischer Vorgänge. Aber auch die Messung von Strömen ist mit Hilfe eines Oszilloskops möglich<sup>7</sup>. Und obwohl es im originären Sinne kein spezielles Messinstrument der EMV darstellt, besitzt es doch, wie in dieser Arbeit auch, große Bedeutung bei der Untersuchung von Störphänomenen. Sowohl vergleichende als auch absolute Messungen der Vorgänge im System sind das Einsatzgebiet. Trotz der Möglichkeit der Transformation der Messergebnisse in den Frequenzbereich ist eine normgerechte Messung auf diese Weise nicht möglich. Gründe dafür sind die fehlende Frequenzselektivität und Bewertung sowie der Einfluss der Abtastrate.

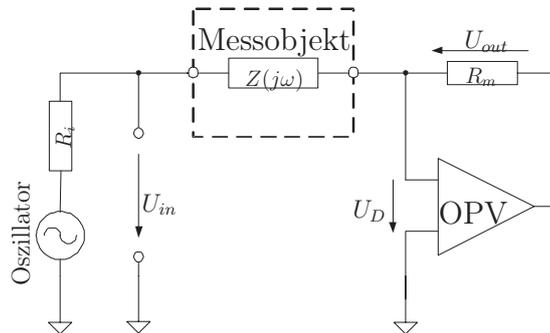
Die EN61800-3 stellt durch die maximal zu berücksichtigenden Frequenz von 30MHz Bedingungen an die Abtastrate des Oszilloskops. Diese wird aber von nahezu allen aktuellen Geräten erfüllt. Eine nützliche Eigenschaft ist die Forderung nach Potenzialfreiheit der Messung. Dazu eignen sich batteriebetriebene Messinstrumente besonders. Zum einen ist dadurch eine Art differentielle Messung möglich, die auch Störpegel auf dem Bezugspotenzial berücksichtigt. Zum anderen kann kein neuer asymmetrischer Störpfad über den PE-Leiter des Oszilloskops entstehen. Besonders bei der Vor-Ort-Messung hat sich diese Möglichkeit der Messung bewährt.

### 2.3.3.3 Impedance Analyser

Der Impedance Analyser dient der frequenzabhängigen Darstellung des komplexen Widerstandes. Auch er ist kein spezielles Messinstrument der EMV. Besonders bei der Modellierung passiver Bauelemente besitzt er aber dennoch eine herausragende Rolle, da im Allgemeinen versucht wird, das Verhalten komplexer passiver Bauteile durch Kombinationen aus Widerständen, Kapazitäten und Induktivitäten nachzubilden. Der Impedance Analyser hilft hier, das konkrete Bauteilverhalten in Abhängigkeit der Frequenz zu charakterisieren.

---

<sup>7</sup>Verwendung finden hier Stromwandlerzangen, Rogowski-Spulen und Wandler nach dem Hall-Prinzip



$$Z(j\omega) = R_m \cdot \frac{U_{in}(j\omega)}{U_{out}(j\omega)}$$

Abb. 2.14: Prinzipieller Aufbau eines Vektor-Netzwerkanalysators

Für den in dieser Arbeit interessanten Frequenzbereich von 10kHz bis 30MHz eignen sich besonders Vektor-Netzwerkanalysatoren. Ohne auf Details einzugehen, soll die prinzipielle Funktionsweise anhand der Abbildung 2.14 kurz erläutert werden. Da die Differenzspannung  $U_D$  am rückgekoppelten Operationsverstärker (OPV) 0V beträgt, liegt über dem Widerstand  $R_m$  die Spannung  $U_{out}$  an, die in Betrag und Phase gemessen wird. Gleiches gilt für die Eingangsspannung  $U_{in}$ . Aufgrund der Messung in Betrag und Phase wird diese Messmethode „vektoriell“ bezeichnet. Die Impedanz des Messobjektes berechnet sich dann wie in der Gleichung in Abb. 2.14 dargestellt. Die detaillierte Beschreibung der Funktionsweise ist in [34] nachzulesen.

### 2.3.4 Grenzwerte leitungsgebundener Störungen in der Antriebstechnik

Die Einhaltung von Grenzwerten für leitungsgebundene Störungen soll die funktionsstörende Beeinflussung anderer Anlagen verhindern. In der allgemeinen Antriebstechnik sind durch die EN61800-3 Grenzwerte für den Frequenzbereich von 150kHz bis 30MHz definiert. Trotzdem sind in Spezialgebieten der Antriebstechnik, wie der Aufzugstechnik, auch Grenzwerte ab 10kHz zu beachten. Die Höhe der Störungen wird in  $dB\mu V$  für den Mittelwert und den Quasi-Spitzenwert angegeben. Da mehrere Faktoren Einfluss auf die Störpegel haben, sind durch die oben genannte Norm eine Reihe von Grenzwerten in Abhängigkeit von der Umgebung, Installation und Leistung des Antriebssystems definiert.

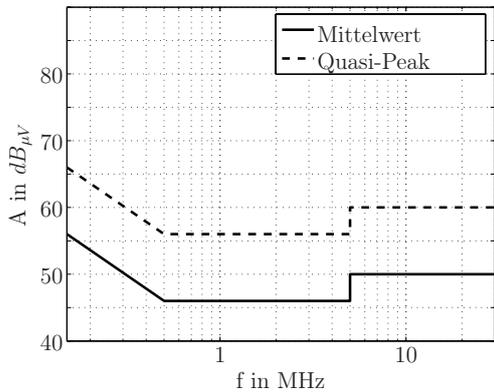


Abb. 2.15: Grenzwerte Kategorie C1

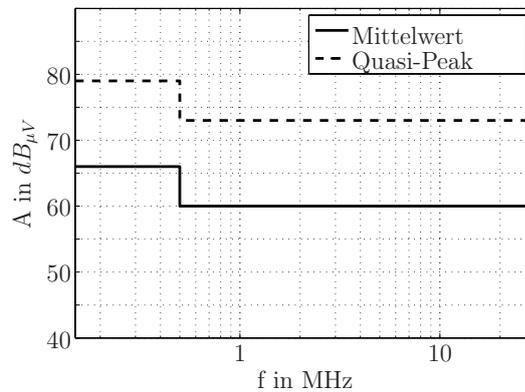


Abb. 2.16: Grenzwerte Kategorie C2

Mit der Fassung der EN61800-3 von 2005 unterscheidet man zunächst, wie in der Fassung von 2002 auch, den Betriebsort in erste Umgebung und zweite Umgebung. Dabei enthält die erste Umgebung Einrichtungen, die ohne Zwischentransformator an das Niederspannungsnetz angeschlossen sind. Im Allgemeinen trifft dies für Wohnhäuser, Geschäfte und Büros zu, die sich in Wohnbezirken befinden. Die zweite Umgebung enthält alle Einrichtungen, die durch einen „zugeordneten Transformator“ gespeist werden. Im Allgemeinen trifft dies für Industriegebiete und technische Bereiche von Gebäuden zu.

Neu ist die Unterteilung in die Kategorien C1 bis C4. Die Kategorie C1 beschreibt Antriebssysteme, deren Versorgungsspannung weniger als 1000V beträgt

und die ohne Rücksicht auf den Aufstellungsort betrieben werden können. Die Norm definiert sie als Geräte für den Einsatz in der ersten Umgebung ohne weitere Einschränkungen. Antriebssysteme der Kategorie C2 stellen Geräte dar, deren Versorgungsspannung weniger als 1000V beträgt, die ortsfest montiert sind und in der ersten Umgebung betrieben werden. Wei-

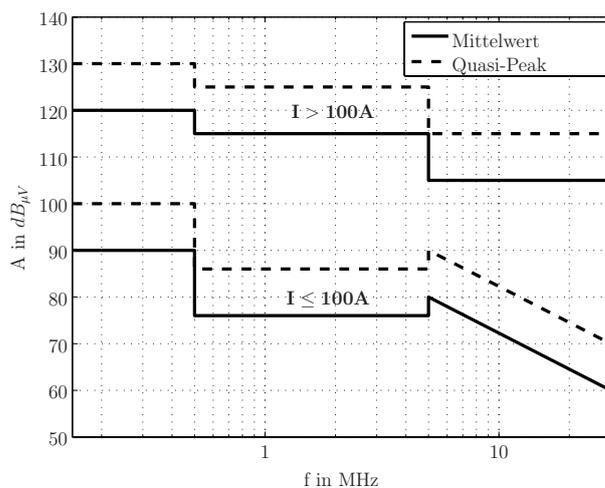


Abb. 2.17: Grenzwerte der Kategorie C3

terhin wird die Errichtung und Inbetriebnahme durch einen Fachmann vorgeschrieben. Abbildung 2.15 und 2.16 stellen die entsprechenden Grenzwerte dar. Neu ist auch, dass in den Kategorien C1 und C2 für antriebssysteminterne Spannungsversorgungskabel, die länger als 2m oder ungeschirmt sind, Grenzwerte bezüglich der leitungsgebundenen Störungen einzuhalten sind. Insbesondere trifft dies bei konventionellen Antriebssystemen auf das motorseitige Kabel zu. Dies wird dem Einsatz geschirmter Kabel weiter Vorschub leisten. Aber auch Filtermaßnahmen zwischen Umrichter und Motor werden an Bedeutung gewinnen. In die Kategorie C3 fallen Antriebssysteme, die in der zweiten Umgebung betrieben werden. Sie dürfen nicht in der ersten Umgebung eingesetzt werden. Es werden zwar keine Einschränkungen bezüglich der Versorgungsspannung gemacht, dafür werden aber angepasste Grenzwerte für unterschiedliche Bemessungsströme angegeben. Man unterscheidet Antriebssysteme mit einem Bemessungsstrom kleiner und größer 100A. Abbildung 2.17 stellt beide Grenzwerte dar. Es ist festzustellen, dass in Industrieumgebungen wesentlich höhere Störpegel erlaubt sind. Weiterhin sind auch keine Einschränkungen bezüglich der Störpegel auf den systeminternen Versorgungsleitungen getroffen. Die Kategorie C4 beschreibt Antriebssysteme mit Eingangsspannungen größer 1000V. Für diesen sehr hohen Leistungsbereich sind einige Besonderheiten bezüglich der Messtechnik zu berücksichtigen. Auf die Anforderungen der Kategorie C4 wird an dieser Stelle nicht weiter eingegangen, da diese Anlagen nicht den Gegenstand der vorliegenden Arbeit darstellen.

## 2.4 Problemstellungen in Antriebssystemen

Aus der ungewollten elektromagnetischen Beeinflussung können eine Vielzahl von Problemstellungen in der Antriebstechnik resultieren. Hierzu soll in diesem Abschnitt ein kurzer allgemeiner Überblick gegeben werden.

Die Störung von Anlagen ist die häufigste Form der gegenseitigen Beeinflussung. Die Auswirkungen können nach Folgeschwere in Funktionsminderung, Fehlfunktion und Funktionsstörung unterschieden werden [35]. Während die Funktionsminderung zwar bemerkbar, aber noch zulässig erscheint, beeinträchtigt die Fehlfunktion den Betrieb der Anlage, wobei diese noch in der Lage ist, ihren tech-

nischen Betrieb aufrecht zu erhalten. Bei der Funktionsstörung hingegen ist das selbständige Aufrechterhalten der Funktionalität nicht mehr möglich. Abhilfe bei Funktionsstörungen stellen die Verbesserung der Störfestigkeit und die Absenkung sowohl der abgestrahlten als auch der leitungsgebundenen Störungen dar. Auf die Thematik der Absenkung der leitungsgebundenen Störpegel wird im folgenden Kapitel 3 ausführlich eingegangen.

Die Steigerung des Funktionsausfalles stellt die dauerhafte Beschädigung von Anlagen dar, die in den meisten Fällen nicht sofort auftritt. Oftmals erfolgt eine langsame Zerstörung, die nicht ausschließlich durch den Einsatz von EMV-Maßnahmen behoben werden kann, deren Einsatz aber durchaus mildernd wirken kann. Dazu zählt die Zerstörung der Isolationsmaterialien, hier im Wesentlichen der Motorwicklungsisolation. Ursache hierfür sind hohe Spannungen, die an Isolatoren Teilentladungen verursachen, die wiederum im Laufe der Zeit das Dielektrikum zerstören [36, 37]. Zusätzlich verstärken die vom Umrichter erzeugten hochfrequenten Spannungen das Maß an Teilentladungen und führen damit zu einer Beschleunigung dieses Vorganges [38].

Wenn auch nicht alle, so sind doch gerade in Antriebssystemen viele der beschriebenen Probleme durch Verringerung der asymmetrischen Störpegel zu reduzieren. Hierzu können aktive EMV-Filter einen wesentlichen Beitrag leisten.



# 3 Konzepte zur Verringerung asymmetrischer Störungen

Aufgrund der herausragenden Bedeutung leitungsgebundener asymmetrischer Störungen hinsichtlich der elektromagnetischen Verträglichkeit dreiphasiger Antriebe sind bisher eine Reihe von Abhilfemaßnahmen entwickelt worden, die aber nicht alle ihren Weg in die breite Anwendung gefunden haben. In erster Linie sind dafür wirtschaftliche Gründe ausschlaggebend, aber auch technische Belange sind zu nennen. Dieses Kapitel soll einen kurzen Überblick zu den meisten bekannten Abhilfemaßnahmen geben und sie aus technischer Sicht bewerten.

Bei der Entwicklung von Konzepten zur Verringerung asymmetrischer Störungen sollte zunächst nach dem Grundsatz „verhindern vor lindern“ gehandelt werden. Unter der Verhinderung von Störungen wird die technische Modifikation der Störquelle verstanden, mit dem Ziel, der Entstehung der asymmetrischen Störspannung entgegenzuwirken. Im Sinne der äußeren EMV fallen darunter verbesserte Ventil ansteuerverfahren und Umrichtertopologien sowie hinsichtlich der EMV optimierte Aufbautechniken. Diese Ansätze greifen aber im Wesentlichen nur in der Entwicklungsphase der Anlagen. Unter der Linderung von Störungen wird zu meist die Beeinflussung des Koppelpfades in der Art verstanden, dass keine oder nur ein wesentlich geringerer Teil der Störenergie auf die Störsenke wirkt. Hierzu zählen die heute weit verbreiteten passiven EMV-Filter. Aktive EMV-Filter stellen eine Querschnittstechnik dar und sind, je nach Topologie, sowohl in der Lage die Störungen zu verhindern als auch zu lindern.

## 3.1 Vermeidung der Störungen

Grundsätzlich sind eine Reihe von Maßnahmen bekannt, die die Emission asymmetrischer Störungen von Umrichtern ohne den Einsatz zusätzlicher Bauteile vermeiden bzw. verringern sollen. Intensiv wurde hier der Einfluss des Modulationsverfahrens und die Optimierung der Aufbautechnik untersucht. Im Folgenden soll insbesondere auf den Einfluss der Modulationsart eingegangen werden. Das weite, fachübergreifende Feld der EMV-optimierten Aufbautechniken soll an dieser Stelle nicht vertieft werden und es wird auf die umfangreiche Literatur verwiesen [39, 40].

Im Fokus heutiger Weiterentwicklungen stehen die Volumen- und Kostenreduktion bei steigender Funktionalität pro Volumen. Dem tragen auch die in Umrichtern verwendeten Modulationsverfahren Rechnung. Trotz einer Reihe bekannter Modulationsverfahren haben nur wenige ihren Weg in die Anwendung gefunden [41]. Die weiteste Verbreitung hat dabei die digital implementierte Raumzeigermodulation erreicht. Sie stellt heute die Standard-Modulationsart dar.

Durch die Wahl des Modulationsverfahrens hat man über die Beeinflussung der elektrischen Umrichtereigenschaften Zugriff auf Kosten, Zuverlässigkeit und Volumenverbrauch des Antriebssystems. Zu den wichtigsten allgemeinen elektrischen Eigenschaften von Umrichtern zählen ein linearer Aussteuerungsbereich der Ausgangsspannung, eine geringe Zwischenkreisstromwelligkeit, ein geringer Klirrfaktor der Ausgangsspannung und eine möglichst geringe Anzahl von Kommutierungen pro Abtastung. Die digitale Raumzeigermodulation als Standard-Modulationsart bietet einen Aussteuerungsbereich von über 90% der Zwischenkreisspannung bei einer Anzahl von sechs Kommutierungen pro Abtastung. Dies verbessert die Regelbarkeit des Antriebs bzw. verringert die Schaltverluste. Ebenso sind die Zwischenkreisstromwelligkeit und der Klirrfaktor der Umrichterausgangsspannung verhältnismäßig gering, sollen aber aufgrund der vielfältigen Abhängigkeiten hier nicht konkret beziffert werden. Daraus resultieren eine geringere Wechselstrombelastung des Zwischenkreiskondensators bzw. eine geringe Drehmomentwelligkeit des Antriebs. Diese Standard-Modulationsart zeigt aber bezüglich der elektromagnetischen Verträglichkeit und hier im Speziellen bezüglich der

asymmetrischen Störungen des Umrichters gravierende Nachteile. So springt die asymmetrische Störspannung bei jedem Schaltvorgang und verändert ihr Potenzial im gesamten Zwischenkreisspannungsbereich. Wie in Abschnitt 2.2.1 beschrieben, geht damit ein erhebliches Störpotenzial einher. Basierend auf der Raumzeigertheorie wurden in den letzten Jahren EMV-optimierte Modulationsverfahren von Lai et.al. [42, 43] und Oriti [44] vorgestellt. Das grundlegende Konzept ist es, auf die Verwendung der Null- und Einszeiger verzichten zu können und damit die Anzahl der asymmetrischen Störspannungssprünge und den asymmetrischen Spannungshub zu verringern. Dies wird durch entsprechende Überlagerung der verbleibenden Raumzeiger erreicht. Hierzu sind im Wesentlichen zwei Ansätze vorgestellt worden, die in [45] untersucht wurden. Innerhalb dieser beiden Modulationsarten kann noch weiter anhand der Schaltabfolge unterschieden werden. In der Folge soll aber nur auf die aus Sicht der Störaussendung günstigste Variante eingegangen werden.

Die *passive Nullvektorgenerierung* verwendet drei der ursprünglich acht möglichen Raumzeiger. Die Referenzspannung  $V_{ref}$  wird aus der Überlagerung dieser drei Vektoren gebildet, wobei der Null- und Einsvektor nicht verwendet werden.

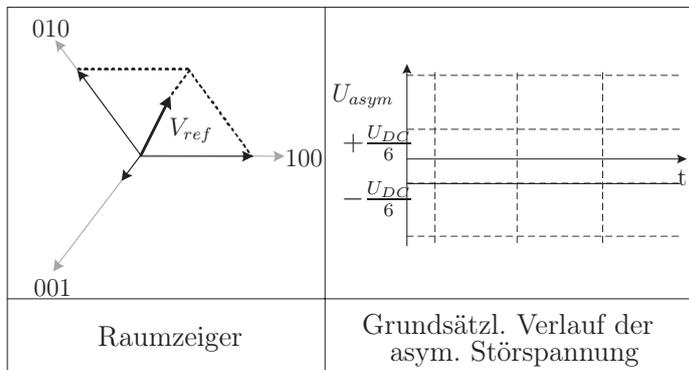


Abb. 3.1: Passiver Nullvektorgenerierung

matisch heraus, da durch die Totzeiten beim Umschalten wieder Spannungssprünge auftreten. Aufgrund der relativ kurzen Totzeit und des maximalen Spannungshubes von  $\frac{1}{3}U_{dc}$  sowie der daraus resultierenden geringen Spannungs-Zeitfläche verlagert sich das hervorgerufene Störspektrum in den hochfrequenten Bereich.

Mit diesem Modulationsverfahren ist es grundsätzlich möglich, den Wechselspannungsanteil der asymmetrischen Störspannung ganz zu eliminieren und damit Störströme zu verhindern. Bei genauerer Betrachtung stellen sich aber die Schaltmomente der Brückenweiche als problematisch heraus, da durch die Totzeiten beim Umschalten wieder Spannungssprünge auftreten.

Somit kann trotz alledem von einer Modulationstechnik mit signifikant verringertem asymmetrischem Störpotenzial gesprochen werden. Im Gegensatz dazu stehen aber die allgemeinen elektrischen Eigenschaften. Aus der Art der Überlagerung der Raumzeiger ergibt sich ein geringer linearer Aussteuerbereich der kleiner als 60% der Zwischenkreisspannung ist. Auch die Welligkeit des Zwischenkreisstroms erhöht sich im Vergleich zur digitalen Raumzeigermodulation erheblich. Dies wirkt sich nachteilig auf die Auslegung des Zwischenkreiskondensators bzw. auf die Höhe der symmetrischen Störungen aus. Auch der Klirrfaktor der Ausgangsspannung liegt eine Größenordnung über der, der Standard-Raumzeigermodulation. Weiterhin sind acht Schaltvorgänge pro Abtastung notwendig, um die Referenzspannung nachzubilden. Dies erhöht die Schaltverluste signifikant.

Bei der *aktiven Nullvektorgenerierung* werden bis auf den Null- und Einsvektor alle Raumzeiger verwendet. Pro Abtastung kommen vier Schaltzustände zur Nachbildung der Referenzspannung zum Einsatz. Die Wirkung des Null- bzw. Einsvektors resultiert dabei, wie in Abb. 3.2 dargestellt, aus der

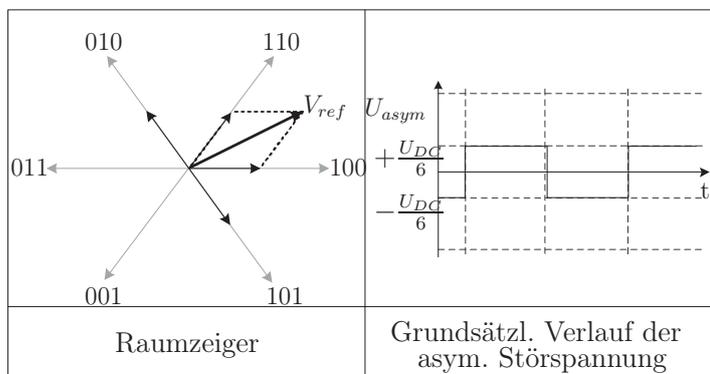


Abb. 3.2: Aktive Nullvektorgenerierung

zusätzlichen Ansteuerung von zwei gegenüberliegenden Raumzeigern. Somit ist es möglich den Sollwert  $V_{ref}$  durch zeitlich variable Überlagerung dieser vier Schaltzustände nachzubilden. Die asymmetrische Störspannung zeigt bei dieser Modulationsart nur zwei Sprünge um  $\frac{1}{3}U_{dc}$

pro Abtastung und damit ein signifikant verringertes Störpotenzial. Des Weiteren wurde in [42] eine Möglichkeit vorgestellt, den Einfluss der Totzeiten auf die asymmetrische Störspannung zu minimieren. Im Gegensatz zur passiven Nullvektorgenerierung besitzt die aktive Nullvektorgenerierung einen eingeschränkten Arbeitsbereich, in dem der Klirrfaktor der Ausgangsspannung und die Wechselstrombelastung des Zwischenkreises vergleichbar mit denen der Standard-Raum-

zeigermodulation ist. Über den gesamten Betriebsbereich, insbesondere bei geringer Ausgangsspannung oder bei induktiven Lasten, sind beide Kennwerte aber bis zu einer Größenordnung schlechter. Auch ist aufgrund der zehn Kommutierungen pro Abtastung mit höheren Schaltverlusten zu rechnen. Die Linearität der Ausgangsspannung ist dagegen vergleichbar mit der der Standard-Raumzeigermodulation.

Als Fazit kann festgehalten werden, dass grundsätzlich Modulationsarten bekannt und erprobt sind, die das asymmetrische Störpotenzial senken. Aufgrund ihrer daraufhin optimierten Schaltabfolgen verschlechtern sich aber die wirtschaftlich im Vordergrund stehenden allgemeinen technischen Eigenschaften. Daher ist in absehbarer Zukunft nur mit einem Einsatz in Spezialgebieten der Umrichtertechnik zu rechnen.

## 3.2 Passive Filterung

Stand der Technik zur Dämpfung leitungsgebundener Störungen stellen heute passive Filter dar. Da ihr Volumen und damit auch ihre Kosten proportional zum Leistungsdurchsatz und antiproportional zur Grenzfrequenz steigen, werden diese Filter oft sehr groß und sehr teuer, insbesondere wenn auch die hohen Störampplituden im Bereich der niederfrequenten Schaltfrequenz bedämpft werden müssen. Weiterhin ist auch bei passiven Filtern mit parasitären Elementen zu rechnen, die den wirksamen Frequenzbereich einschränken. Problematisch ist zudem die Verschiebung der Grenzfrequenz bei Laständerungen.

Das Wirkprinzip passiver EMV-Filter beruht in der frequenzselektiven Impedanzänderung des Störpfades. Dazu muss sich der Frequenzbereich des Nutzsignals vom Frequenzbereich des Störsignals unterscheiden. Dies ist in Umrichtern in aller Regel gegeben, da die Frequenz der Umrichterausgangsspannung und die Schaltfrequenz, technisch bedingt, verschieden sein müssen. Eine weitere Besonderheit passiver Filter in leistungselektronischen Anlagen ist ihr Einsatz direkt im Lastpfad. Daraus resultieren eine Reihe von Besonderheiten gegenüber nachrichtentechnischen Filtern. So ist die Stromtragfähigkeit bzw. Spannungsfestigkeit der

Bauteile bei Drehfrequenz zu berücksichtigen. Aus diesem Grund kommen aktive Bauteile direkt im Lastpfad nicht in Frage. Weiterhin hat dies einen erheblichen Volumenbedarf der passiven Bauteile zur Folge. Die resultierenden größeren Strukturen und Fertigungstoleranzen vergrößern die parasitären Elemente der Bauteile und schränken damit den wirksamen Frequenzbereich ein.

Eine weitere Besonderheit ist die frequenzabhängige Impedanz der Filterung. Dadurch entfällt jegliche Art von Optimierung hinsichtlich des Übergangs vom Durchlass- in den Dämpfungsbereich wie bei nachrichtentechnischen Filtern bekannt. In der Folge ist selbst die genaue Bestimmung der Grenzfrequenz in dieser Umgebung nicht möglich. Daher erfolgt die Auslegung passiver EMV-Filter in der Praxis meist erfahrungsbasiert innerhalb eines „Trial and Error-Prozesses“ oder es werden, wie in jüngster Zeit vorgestellt, mit Hilfe modellbasierter Abschätzungen der Impedanz der Umgebung sowie der Filterbaugruppen simulative Filterverhaltensuntersuchungen durchgeführt [20,25]. Und obwohl praktikabel hat sich diese Technik nur an wenigen Stellen in der Praxis behauptet.

Aufgrund der Frequenzabhängigkeiten hat sich die vergleichende Bewertung der Filterwirkung anhand der Einfügedämpfung im 50Ω-System etabliert. Die Einfügedämpfung (engl. **Insertion Loss**) stellt das Verhältnis der Störspannung an der Senkenimpedanz gemessen ohne Filter und mit Filter dar. Wie bei Dämpfungen üblich wird sie logarithmisch in *dB* angegeben und berechnet sich zu:

$$IL \text{ in } dB = 20 \log \left| \frac{u_{oF}}{u_{mF}} \right| \quad (3.1)$$

Die in der Praxis benötigte Einfügedämpfung ergibt sich zunächst aus der Differenz der gemessenen Störpegel und der einzuhaltenden Grenzwerte. Abbildung 3.3 stellt dies am Beispiel einer Messung eines dreiphasigen Umrichters bei Netzspannung, 10kHz Schaltfrequenz und 25Hz Drehfeldfrequenz dar<sup>1</sup>. Jeder passive Filter, der diese mindestens benötigte Einfügedämpfung zur Verfügung stellen kann ist geeignet. Verwendet werden aber, bis auf sehr wenige Ausnahmen wie in [46], passive Tiefpassfilter. Diese müssen über den gesamten betrachteten Frequenzbereich eine höhere Dämpfung aufweisen als die benötigte Einfügedämpfung vorgibt. In der Theorie wird dazu die Grenzfrequenz so weit Richtung niederer Frequenzen

<sup>1</sup>Unterhalb von 150kHz beträgt nach DIN VDE 0876 die Messbandbreite 200Hz, oberhalb 9kHz. Dadurch fallen unterhalb 150kHz die dargestellten Störpegel etwas geringer aus.

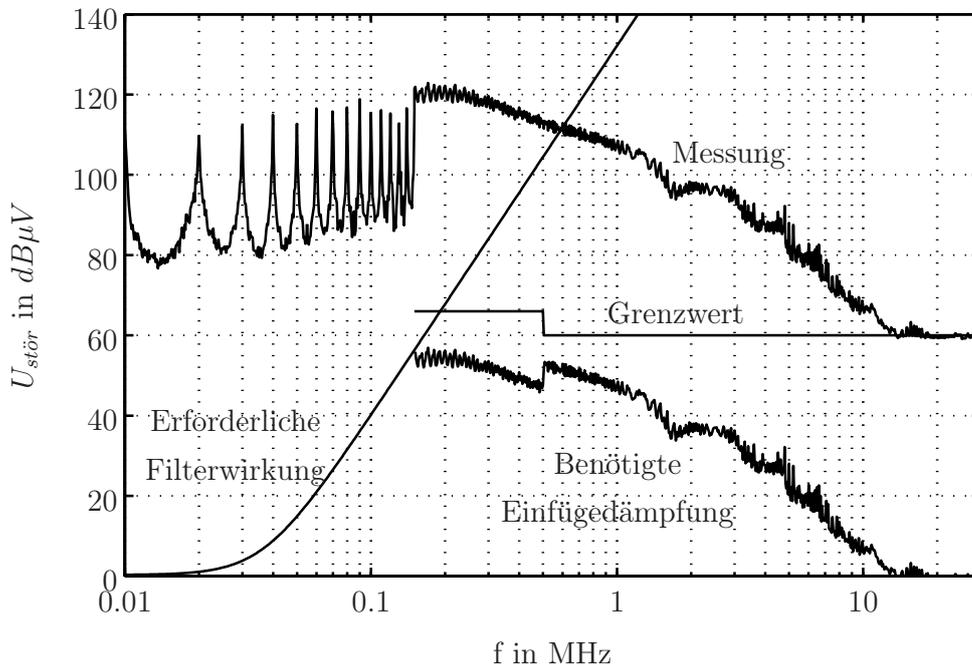


Abbildung 3.3: Gemessene Störpegel eines unentstörten 4kW Umrichters und Veranschaulichung der Einfügedämpfung sowie der mindestens zu realisierenden Filterwirkung

verschoben, bis dies erfüllt ist. Die Steilheit des Filters kann dabei durch die Ordnung vorgegeben werden, wobei in [17] ein Optimum bezüglich der Filterkosten und Filterordnung vorgeschlagen wird. Die Topologie einer konkreten Filterbaugruppe richtet sich nach den beiden Ausbreitungspfaden in Antriebssystemen und besteht meist aus einem symmetrisch und asymmetrisch wirksamen Teil. Die jeweilige Dämpfung kann aus der getrennten Messung und der Betrachtung der Umwandlung beider Störungsarten ineinander durch den Gleichrichter erfolgen. Da aber i.d.R. die asymmetrischen Störungen dominieren, wird üblicherweise der asymmetrische Filter so ausgelegt, dass er am Rande auch symmetrische Störpegel bedämpft. Dies kann unter anderem durch die Einbeziehung der Streuinduktivität einer stromkompensierten Drossel erfolgen. Weitere Ausführungen und Untersuchungen finden sich dazu auch in [47].

Passive EMV-Tiefpassfilter stellen in der Leistungselektronik den Stand der Technik dar. Trotzdem zeigen sie einige nicht zu vernachlässigende Nachteile. Prinzipiell sind diese Filter nur in der Lage die Impedanz des Störpfades zu erhöhen oder

die Störungen auf einen definierten Pfad abzuleiten. Gerade Letzteres kann aber zu erhöhten Störströmen innerhalb des Antriebssystemes führen. Auch kann sich die Grenzfrequenz des Filters durch die veränderliche Quellen- und Senkenimpedanz verschieben. Bei der Auslegung des Filters ist dies zu berücksichtigen. Wie Abb. 3.3 verdeutlicht, kann die begrenzte Steilheit der Dämpfung weiterhin dazu führen, dass auch die hohen Störampplituden der Schaltfrequenzharmonischen bedämpft werden. Diese Gründe führen im Allgemeinen zu einer Überdimensionierung der Filterbauteile. Große Nachteile zeigen passive Filter, wenn bewusst Störpegel bei geringen Frequenzen bedämpft werden sollen. Da mit sinkender Grenzfrequenz die benötigten Induktivitäts- bzw. Kapazitätswerte erheblich ansteigen. Dies vergrößert das Volumen der Filter, erhöht das Gewicht und die Kosten. Daher wird seit Jahren an alternativen Entstörkonzepten geforscht.

### 3.3 Aktive EMV-Filterung

Unter aktiver EMV-Filterung versteht man die Verringerung der von der Störquelle emittierten Störpegel mit Hilfe von ansteuerbaren aktiven Bauelementen. Durch deren Einsatz bieten sich eine Reihe neuer schaltungstechnischer Möglichkeiten und es ergeben sich unterschiedliche Realisierungsmöglichkeiten bzw. Filtertopologien. Diese zeigen spezifische Eigenschaften bezüglich der Dämpfung in Abhängigkeit der Filterumgebung, die nach einer Einführung der Filtertopologien in diesem Abschnitt untersucht werden sollen.

Aktive EMV-Filter zur Verringerung der asymmetrischen Störungen in dreiphasigen Antriebssystemen sind seit Mitte der neunziger Jahre bekannt. Trotz intensiver Forschungstätigkeit, vor allem in Asien, sind sie in der Entwicklung und dem Kenntnisstand gegenüber den passiven EMV-Filtern weit zurück. Den vielversprechenden Vorteilen, wie Volumen und Gewichtsreduktion sowie einer zu erwartenden Kostenersparnis stehen Nachteile, wie eingeschränkter Frequenzbereich, verringerte Zuverlässigkeit sowie unbekannte Design-Iterationen entgegen. In Spezialbereichen, insbesondere bei hohen Störpegeln im Frequenzbereich unterhalb 1MHz sowie Anlagen geringer Leistung erscheint der Einsatz aktiver EMV-Filter aber besonders vorteilhaft.

### 3.3.1 Stand der Technik

In der Literatur sind bisher zwei aktive EMV-Filtertopologien von besonderer Bedeutung veröffentlicht. Diese sind in der Folgezeit mit dem Ziel der Erweiterung des Einsatzbereiches weiterentwickelt worden. Die Ergebnisse dieser Arbeiten spiegeln heute im Wesentlichen den Kenntnisstand der aktiven Filterung wieder und sollen an dieser Stelle vorgestellt werden.

Beide Topologien zeigen einen vergleichbaren allgemeinen Aufbau. So bestehen sie aus einer Störsignalmesseinrichtung, einem Verstärker und einer Kompensationssignaleinkoppeleinrichtung. Der Unterschied zwischen beiden liegt in der Anordnung dieser Baugruppen im Antriebssystem.

Die erste bekannte aktive Filtertopologie wurde im Jahre 1997 von Takahashi veröffentlicht [2]. Ein Prinzipschaltbild ist in Abbildung 3.4 dargestellt. Dabei handelt es sich um eine Regelkreisstruktur oder auch Feed-Back-Topologie genannt, die den Strom durch die Netznachbildung zu Null regelt. Dazu wird zunächst der Strom im asymmetrischen Pfad erfasst und dann invertiert durch einen Verstärker wieder eingekoppelt. Zur Strommessung wird eine stromkompensierte Drossel mit Zusatzwicklung eingesetzt, die die asymmetrischen Störungen auch bei Ausfall des aktiven Filterteils dämpfen kann. Der Verstärker bildet in Kombination mit der

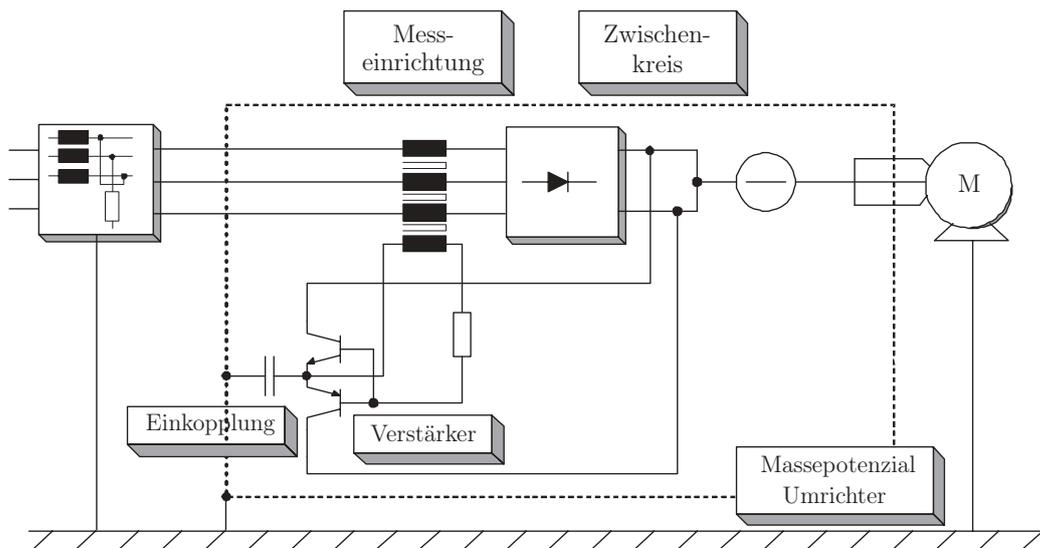


Abbildung 3.4: Prinzipschaltbild der in [2] bzw. [5] vorgestellten Feed-Back-Topologie

Messeinrichtung eine gesteuerte Stromquelle bezüglich des Verstärkerausgangs. Dazu wird die Messwicklung, wie in Abb.3.4 dargestellt, parallel der Basis-Emitter-Strecke eines Gegentaktverstärkers betrieben. Dadurch ist die Messspannung konstant, wohingegen der Basisstrom über das Wicklungsverhältnis dem asymmetrischen Störstrom im Lastpfad entspricht. Zusätzlich wird ein Widerstand zur Stromanpassung verwendet. Der Ausgangsstrom des Verstärkers wird über einen Kondensator als Kompensationsstrom in den Störpfad eingekoppelt. Der Kondensator dient dabei der galvanischen Trennung und der Entkopplung von Gleichstromanteilen. Der Störstromkreis kann zum einen, wie dargestellt, über die Spannungsversorgung des Verstärkers geschlossen werden. Dadurch wird die Verfügbarkeit geeigneter Halbleiter aufgrund der hohen benötigten Spannungsfestigkeit stark eingeschränkt. Wie in [5] vorgestellt, kann der Verstärker auch aus einer umrichterinternen Hilfsspannungsquelle versorgt werden. Aufgrund der geringeren Spannung ist hier die Verfügbarkeit der Halbleiter wesentlich besser. Der Störstromkreis ist dann aber über zusätzliche Koppelkondensatoren von der Verstärkerversorgungsspannung zum Zwischenkreis hin zu schließen. Da zum einen auch diese Kondensatoren parasitäre Eigenschaften besitzen und zum anderen umrichterinterne Hilfsspannungsquellen meist selbst Schaltnetzteile mit entsprechenden Störpegeln sind, zeigt sich eine Verschlechterung der Bandbreite bei dieser Filterart. Weitere Untersuchungen zur Filterwirkung in Abhängigkeit der Dimensionierung und der Umgebung wurden von Kay vorgestellt [48].

Im darauffolgenden Jahr 1998 wurde von Ogasawara ein aktiver Filter als Steuerung bzw. als Feed-Forward-Topologie vorgestellt [1]. In Abbildung 3.5 findet sich ein Prinzipschaltbild dieser Topologie. Ziel ist es, die vom Umrichter erzeugte Störspannung umrichternah zu kompensieren und damit den netzseitigen Störstrom zu verhindern. Es wird ausgenutzt, dass die asymmetrische Störspannung mit geringen Mitteln erfasst werden kann. Dadurch ist die Realisierung einer sogenannten Störgrößenaufschaltung möglich, die prinzipiell einige Vorteile gegenüber der Regelstruktur zeigt<sup>2</sup>.

Wie in Abb. 3.5 dargestellt, wird zur Messung der asymmetrischen Störspannung der in 2.2.1.2 vorgestellte Sternpunkt verwendet. Ein Gegentaktverstärker im B-

---

<sup>2</sup>Siehe dazu auch Abschnitt 3.3.4



seien an dieser Stelle nur kurz angerissen. So hat Ogasawara in [49] eine Variante vorgestellt, die die gesamte vom Umrichter hervorgerufene Störspannung erfassen soll. Der Mehraufwand steht aber in keinem Verhältnis zur erreichten Filterwirkung. Strzelecki hat gezeigt, dass durch die Störgrößenaufschaltung eine signifikante Reduzierung der Wellenspannung an der Maschine und der Lagerströme möglich ist [50]. Von Kopmann ist eine Realisierung des Verstärkers mit MosFets vorgestellt worden [4]. Um die Mitnahmeverzerrung zu verringern, wurde in dieser Arbeit ein Verstärker im AB-Betrieb gewählt. Es zeigt sich, dass sich die dadurch hervorgerufene Komplexität sowohl negativ auf die Filterwirkung als auch auf die Zuverlässigkeit auswirkt.

Eine Kombination beider vorgestellten Funktionsprinzipien ist von Li in [51] vorgestellt worden. Der erreichten guten Filterwirkung steht aber der Bauteil- und Integrationsmehraufwand entgegen.

Von Son sind einige grundsätzliche Untersuchungen vorgestellt worden, die eine Reihe aktiver Filtertopologien innerhalb ihrer Umgebung charakterisieren und bewerten [52].

Ein anderer Lösungsansatz ist hingegen von Julian verfolgt worden [53]. Dabei wird innerhalb des Wechselrichters für eine vierte Halbbrücke in Abhängigkeit des Pulsmusters ein Kompensationssignal in Echtzeit generiert. Dieses wird dann über einen kapazitiven Sternpunkt in die Wechselrichterausgangsspannung eingekoppelt. Die Kenntnis der Schaltmomente wird ausgenutzt und die messtechnische Störsignalerfassung entfällt. Die so erzeugte Kompensationsspannung ist aber im Grunde nur störspannungsähnlich, da nicht immer davon ausgegangen werden kann, dass der zusätzliche Brückenweig die durch Überlagerung gebildete Störspannung nachbildet. Daher ist die Filterwirkung relativ gering, zumal auch der zusätzliche Bauteil- und Rechenaufwand in Betracht zu ziehen ist.

Grundsätzlich werden in den Veröffentlichungen kaum systematische Auswahl- und Bauteildimensionierungshilfen gegeben. Besonders der Bauteildimensionierung scheint meist die Methode von Versuch und Irrtum zu Grunde zu liegen. Auch eine systematische Topologieauswahl ist nicht vorgestellt worden.

### 3.3.2 Systematik aktiver Filtertopologien

Die bisher vorgestellten Realisierungen aktiver Filter stellen zwei grundsätzlich unterschiedliche Topologien dar. Denkbar sind aber eine Reihe weiterer Varianten, mit veränderter Baugruppenausführung und Anordnung im System. Diese werden in diesem Abschnitt systematisch vorgestellt und bewertet. Dazu soll zunächst eine geeignete Unterteilung eingeführt werden.

Eine Unterscheidung aktiver EMV-Filter in symmetrisch und asymmetrisch wirksame ist nicht zielführend, da mit vertretbarem Aufwand nur asymmetrisch wirksame Filter realisierbar sind und somit im Fokus der vorliegenden Arbeit stehen. Eine weitere Möglichkeit der Unterscheidung kann anhand der Filterstruktur erfolgen. So sind sowohl aktive EMV-Filter in Regelkreis- als auch Steuerungsstruktur realisierbar. Zusätzlich ist eine Unterteilung anhand der Wirkungsweise möglich. Mit einigen Filtertopologien ist es prinzipiell möglich, die von der Störquelle hervorgerufene Störspannung verursachernah zu kompensieren. Andere aktive Filtertopologien zeigen eine ähnliche Wirkungsweise, vergleichbar der passiver Filterkondensatoren, die den Störstrom auf definierte Pfade ableiten.

Nach einer Reduzierung der Filterumgebung auf ein einphasiges System wird das grundsätzliche Verhalten aller relevanten aktiven EMV-Filtertopologien untersucht. Als Bewertungskriterium wird zunächst die Filterwirkung bzw. die Einfügedämpfung in Abhängigkeit der Umgebungsimpedanz herangezogen. Damit kann eine erste Topologieauswahl erfolgen.

#### 3.3.2.1 Einführende Betrachtungen

Da die grundlegende Wirkungsweise der einzelnen Filtertopologien nur schwer im gesamten Antriebssystem diskutiert werden kann, wird an dieser Stelle das Gesamtsystem vereinfacht.

Zunächst wird davon ausgegangen, dass aktive EMV-Filter direkt nur asymmetrische Störungen dämpfen. Daher ist die alleinige Betrachtung des asymmetrischen Störpfades ausreichend. Das Ersatzschaltbild des dementsprechend betrachteten Systems wurde bereits in Abb. 3.4 vorgestellt. Es bildet sich in dieser Betrachtung

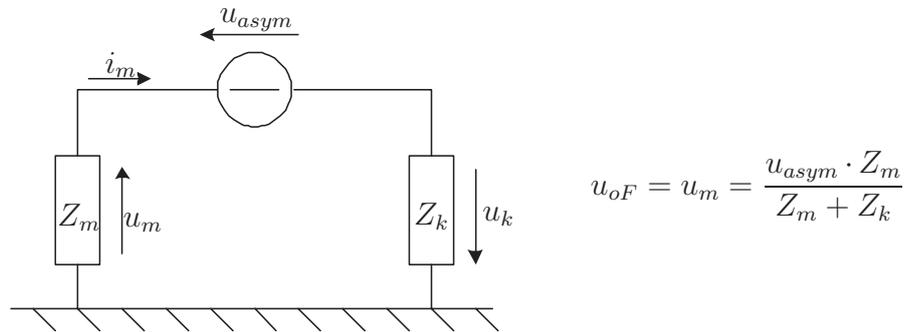


Abb. 3.6: Vereinfachung des asymmetrischen Pfades auf ein einphasiges System und resultierende Spannung an der Netznachbildung

tung ein asymmetrischer Störstrompfad über das Motorkabel bzw. den Motor, die Erdung, die Netznachbildung und den Umrichter aus. Von Interesse sind die Störpegel gemessen an der Impedanz der Netznachbildung. Der Einfluss des Gleichrichters wird an dieser Stelle vernachlässigt, das Motorkabel und die Maschine werden als lineares Netzwerk zum Koppelpfad zusammengefasst, und der Wechselrichter wird als Störquelle dargestellt. Damit lässt sich die noch dreiphasige Betrachtung aus Abbildung 2.5 weiter zu einer einphasigen Betrachtung analog Abb. 3.6 vereinfachen. Der Koppelpfad wird durch die Impedanz  $Z_k$  und die asymmetrische Impedanz der Netznachbildung als lineares Netzwerk mit  $Z_m$  beschrieben. Die Störquelle wird durch eine Spannungsquelle  $u_{asym}$  repräsentiert. Für die folgenden Betrachtungen, analog der Gleichung 3.1, kann nun die Spannung an der Netznachbildung ohne Filtermaßnahme  $u_{oF}$  mit der dargestellten Gleichung beschrieben werden. Auf die sonst übliche logarithmische Darstellung der Einfügedämpfung wird in diesem Abschnitt aber weitestgehend verzichtet, da dies die Diskussion der Filterwirkung vereinfacht und gleichzeitig die Aussagekraft nicht reduziert.

Zudem ist es für die weiteren Betrachtungen wichtig, die realen Impedanzverhältnisse von  $Z_k$  und  $Z_m$  zu berücksichtigen. Abbildung 3.7 stellt diese am Beispiel einer 4kW Asynchronmaschine mit 1m Motorkabel dar. Die Impedanz des Koppelpfades verhält sich grundsätzlich kapazitiv und fällt mit steigender Frequenz. Bei hohen Frequenzen treten in der Folge Leitungsresonanzen auf. Die Impedanz der Netznachbildung ist genormt und in der Abbildung für den zweiphasigen Fall dargestellt. Zu bemerken ist, dass in dem für aktive Filter besonders interessanten

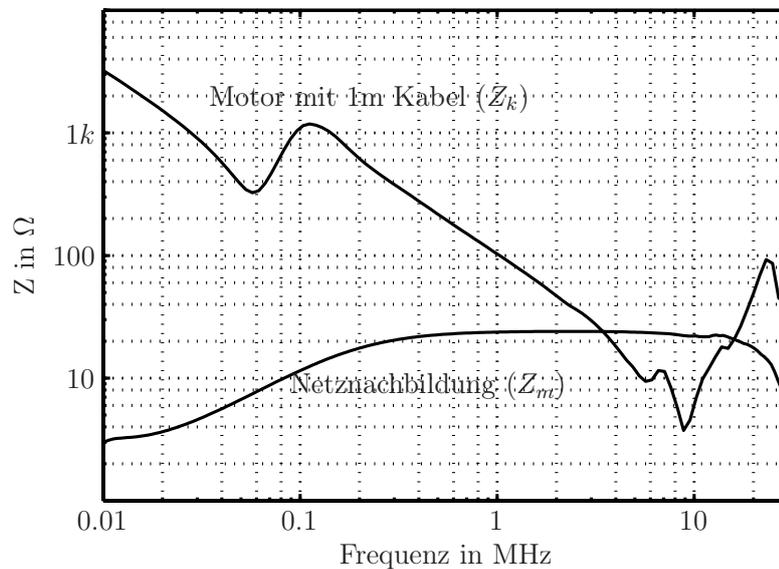
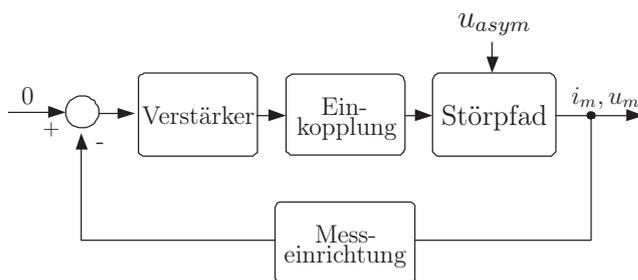


Abb. 3.7: Gemessene asymmetrische Impedanzen von  $Z_k$  und  $Z_m$

Frequenzbereich unterhalb 1MHz die Impedanz des Koppelpfades  $Z_k$  wesentlich größer ist als die der Netznachbildung  $Z_m$ .

### 3.3.3 Aktive Filter in Regelkreisstruktur

Gemeinsames Merkmal aller aktiven Filter in Regelkreisstruktur ist die Eigen-



werden sollen. Dazu ist das Regelergebnis, also der Störstrom bzw. die hervorgerufene Störspannung möglichst nah an der Netznachbildung durch eine Messeinrichtung zu erfassen. Das gemessene Signal

wird dann invers in den Störstromkreis als Kompensationsspannung oder Kompensationsstrom eingekoppelt. Dieses Verhalten kann auf einen Regelkreis abgebildet werden. Alle Baugruppen des aktiven Filters können somit zu einem Regler zusammengefasst werden. Die an der Netznachbildung gemessene Störung  $i_m$  oder  $u_m$  stellt die Regelgröße dar und soll zu Null geregelt werden. Aus die-

sem Grund ist auch die Führungsgröße zu Null zu wählen. Der gesamte Regler hat grundsätzlich die Aufgabe die Leistung des gemessenen Signals über den gesamten Frequenzbereich mit großer Bandbreite konstant zu verstärken und zu invertieren.

Für die Betrachtungen dieses Abschnittes sollen hier einige Vereinfachungen bzw. Idealisierungen, ähnlich denen der Umgebung (Vgl. Abschnitt 3.3.2.1), getroffen werden. Zunächst wird der Regler als ideale gesteuerte Strom- bzw. Spannungsquelle angenommen. Weiterhin soll der Einfluss der Mess- bzw. Einkoppeleinrichtung vernachlässigt werden. Aus dem Aufbau resultieren in der Folge vier Möglichkeiten der Implementierung eines aktiven EMV-Filters in Regelkreisstruktur, die in den nächsten beiden Abschnitten diskutiert werden sollen.

### 3.3.3.1 Kompensation der Störungen

Die verursachernahe Kompensation der vom Wechselrichter hervorgerufenen Störspannung stellt prinzipiell die beste Möglichkeit der aktiven Filterung dar, da ein

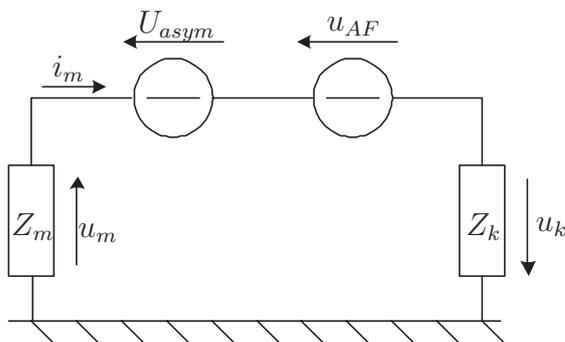


Abb. 3.8: Ersatzschaltbild der aktiven Störspannungskompensation

Fließen des Störstromes im gesamten Ausbreitungspfad verhindert wird. Dazu wird in Reihe des Pfades eine Spannungsquelle  $u_{AF}$  eingebracht, die der asymmetrischen Störspannung entgegenwirkt. Abbildung 3.8 macht dies, ausgehend vom vereinfachten einphasigen Störstromkreis aus Abb. 3.6 deutlich. Zu bemerken ist die Analogie zur Erhöhung der Pfadimpedanz durch eine passive stromkompensierte Drossel. In Zusammenhang mit den messbaren Störgrößen  $i_m$  bzw.  $u_m$  ergeben sich zwei Realisierungsmöglichkeiten für die gesteuerte Spannungsquelle  $u_{AF}$ .

Zum einen kann eine *stromgesteuerte Spannungsquelle* eingesetzt werden. Die Spannung an der Netznachbildung mit Filter kann dann wie folgt ausgedrückt

Zum anderen kann eine *spannungsgesteuerte Spannungsquelle* eingesetzt werden. Die Spannung an der Netznachbildung mit Filter kann dann wie folgt ausgedrückt

werden:

$$u_m = u_{mF} = u_{asym} \cdot \frac{Z_m}{Z_m + Z_k + V_{iu}} \quad \text{mit} \quad u_{AF} = -V_{iu} \cdot i_m$$

wobei  $V_{iu}$  den Verstärkungsfaktor der stromgesteuerten Spannungsquelle angibt. Für die Einfügedämpfung  $IL$  gilt dann unter Berücksichtigung der Formel aus Abb. 3.6:

$$IL = \frac{u_{oF}}{u_{mF}} = 1 + \frac{V_{iu}}{Z_m + Z_k} \quad (3.2)$$

Dies bedeutet, dass die Einfügedämpfung nur dann wesentlich größer eins ist, wenn die Bedingung  $V_{iu} \gg Z_m + Z_k$  erfüllt ist. Aufgrund der hohen Impedanz, insbesondere des Koppelpfades, ist davon nicht auszugehen. Eine praktische Umsetzung ist demnach nicht Erfolg versprechend.

Die zweite Möglichkeit besteht in der Verwendung einer *spannungsgesteuerten Spannungsquelle* mit dem Verstärkungsfaktor  $V_{uu}$ . In diesem Fall kann die Spannung an der Netznachbildung mit Filter wie folgt ausgedrückt werden:

$$u_m = u_{mF} = u_{asym} \cdot \frac{Z_m}{Z_k + Z_m(1 + V_{uu})} \quad \text{mit} \quad u_{AF} = -V_{uu} \cdot Z_m \cdot i_m$$

und in der Folge die Einfügedämpfung bestimmt werden:

$$IL = 1 + \frac{Z_m \cdot V_{uu}}{Z_m + Z_k} \quad (3.3)$$

Für die Betrachtung der Einfügedämpfung sind hier zwei Fälle zu unterscheiden. Gilt  $Z_k \gg Z_m$  wird sich die Einfügedämpfung dem Wert eins nähern. Ist jedoch  $Z_k \ll Z_m$  wird sie sich an den Verstärkungswert  $V_{uu}$  annähern.

Wie in den Erläuterungen zu Abb. 3.7 ausgeführt, gilt in realen Antriebssystemen erste Bedingung. In der Folge ist die zu erzielende Einfügedämpfung minimal. Aus diesem Grund ist auch diese Form der aktiven Störkompensation als nicht praxisrelevant zu bezeichnen.

### 3.3.3.2 Ableitung der Störungen auf einen definierten Pfad

Eine weitere Möglichkeit der Verringerung der Störungen an der Messeinrichtung stellt die Schaffung eines niederimpedanten Pfades, an der Netznachbildung

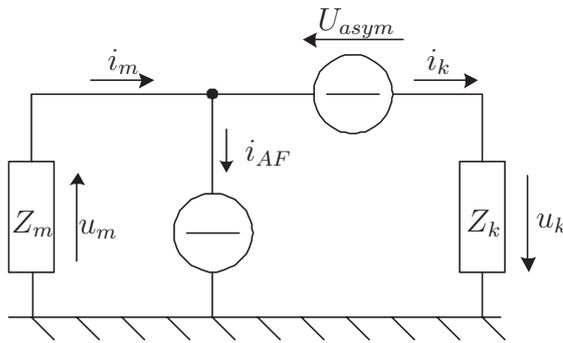


Abb. 3.9: Ersatzschaltbild des Störstromableiters

vorbei, dar. Dies ist mit einer gesteuerten Stromquelle parallel der Netznachbildungsimpedanz möglich. Diese zieht einen Strom, der dem vom Wechselrichter hervorgerufenen Störstrom gleich ist, aus dem ursprünglichen Störstromkreis ab. Hier besteht offensichtlich eine Analogie zu den Y-Kondensatoren passiver Filter.

Abbildung 3.9 stellt wiederum das einphasige Ersatzschaltbild des Störstromableiters dar. Auch hier bieten sich im Zusammenhang mit den messbaren Größen  $i_m$  und  $u_m$  zwei Realisierungsmöglichkeiten für die gesteuerte Stromquelle  $i_{AF}$ . Zunächst kann eine *stromgesteuerte Stromquelle* mit der Verstärkung  $V_{ii}$  eingesetzt werden. Die Spannung an der Netznachbildung wird dann wie folgt beschrieben:

$$u_m = u_{mF} = u_{asym} \cdot \frac{Z_m}{Z_m + Z_k(1 + V_{ii})} \quad \text{mit} \quad i_{AF} = -V_{ii} \cdot i_m$$

Für die Einfügedämpfung gilt somit:

$$IL = \frac{u_{oF}}{u_{mF}} = 1 + \frac{V_{ii} \cdot Z_k}{Z_m + Z_k} \quad (3.4)$$

Hier ist wieder die Unterscheidung in zwei Fälle notwendig. Ist  $Z_m \gg Z_k$  wird sich die Einfügedämpfung dem Wert eins nähern. Gilt jedoch  $Z_m \ll Z_k$  nähert sich die Einfügedämpfung dem Wert der Verstärkung an. Dies ist in realen Antriebssystemen durchaus gegeben und der Verstärker mit seiner Verstärkung  $V_{ii}$  bestimmt im Wesentlichen die Eigenschaften des aktiven Filters.

Die schaltungstechnische Realisierung entspricht der in Abschnitt 3.3.1 vorgestellten Topologie von Takahashi.

Eine weitere Möglichkeit stellt der Einsatz einer *spannungsgesteuerten Stromquelle* dar. Hier wird die Spannung an der Netznachbildung wie folgt ausgedrückt:

$$u_m = u_{mF} = u_{asym} \cdot \frac{Z_m}{Z_m + Z_k + Z_m Z_k V_{ui}} \quad \text{mit} \quad i_{AF} = -V_{ui} \cdot i_m \cdot Z_m$$

Dann folgt für die Einfügedämpfung:

$$IL = 1 + V_{ui} \cdot \frac{Z_k \cdot Z_m}{Z_m + Z_k} \quad (3.5)$$

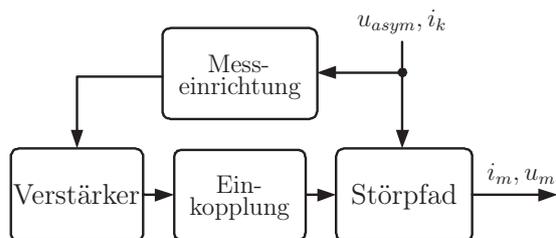
Der Minimalwert wird mit  $IL = \frac{Z_m}{2} V_{ui}$  bei  $Z_m = Z_k$  erreicht. Davon abweichende Verhältnisse erhöhen die Einfügedämpfung. Da im relevanten Frequenzbereich von einer wesentlich größeren Impedanz des Koppelpfades ausgegangen werden kann, lässt sich die Einfügedämpfung mit  $IL \approx Z_m \cdot V_{ui}$  abschätzen. Aufgrund des Impedanzganges von  $Z_m$  ist daher von einer verringerten Einfügedämpfung bei niederen Frequenzen auszugehen.

Aus schaltungstechnischer Sicht ist bei dieser Variante eine explizite Signalinvertierung notwendig. Daraus resultiert ein erhöhter Schaltungsaufwand, der aber durchaus gerechtfertigt sein kann, da die bei Takahashi als Messeinrichtung verwendete voluminöse stromkompensierte Drossel entfallen kann.

Die größte Filterwirkung wird bei diesen beiden Filtertopologien erzielt, wenn sich die Stromquelle wie ein Kurzschluss verhält. Damit verringert sich aber die Impedanz des gesamten asymmetrischen Pfades um die Impedanz des Netzes bzw. der Messeinrichtung. Folglich erhöht sich der Störstrom innerhalb dieses Pfades gegenüber dem Störstrom im Antriebssystem ohne aktiven Filter. Es ist im Einzelfall zu prüfen, inwieweit die im Pfad befindlichen Baugruppen dadurch beeinflusst werden können.

### 3.3.4 Aktive Filter mit Störgrößenaufschaltung

Der in Abschnitt 3.3.2 vorgestellten Systematik folgend, stellt eine Steuerungsstruktur die zweite Realisierungsmöglichkeit aktiver Filter dar. Hier kann ausgenutzt werden, dass sowohl die asymmetrische Störspannung als auch der



Störstrom als Störgröße messbar sind und somit auf die Strecke zurückgeführt werden können. Diese spezielle Art der Steuerung wird als Störgrößenaufschaltung bezeichnet. Sie besteht aus denselben Baugruppen wie

die Regelkreisstruktur und sie stellt dieselben Anforderungen an diese. Ihr dynamisches Verhalten ist grundsätzlich besser als das der Regelung, da Signalverzögerungszeiten der Strecke bzw. des Störpfades aufgrund der direkten Erfassung der Störgröße wesentlich geringer ins Gewicht fallen. Ausschließlich die Totzeiten der Baugruppen des aktiven Filters sind zu berücksichtigen. Zu bemerken ist, dass bei dieser Art der aktiven Filterung nur die erfasste Störgröße kompensiert wird. Störgrößen weiterer Störquellen, wie unrichterinterner Hilfsspannungsquellen können mit vernünftigem Aufwand nicht erfasst, und somit auch nicht kompensiert werden.

Aktive Filter mit Störgrößenaufschaltung sind nur als spannungsgesteuerte Spannungsquelle und als stromgesteuerte Stromquelle realisierbar. Aufgrund der unbekanntenen Impedanz des Koppelpfades ist eine Umrechnung von Strom in Spannung bzw. umgekehrt, wie bei der Regelkreisstruktur eingeführt, nicht möglich.

### 3.3.4.1 Aufschaltung der Störspannung

Die Aufschaltung der Störspannung stellt, analog den Ausführungen in Abschnitt 3.3.3.1, eine Methode dar, Störpegel verursachernah zu kompensieren. Da die Funktionsweise im Wesentlichen der aus Abb. 3.8 entspricht, kann diese zur Herleitung der Einfügedämpfung herangezogen werden. Gemessen wird in diesem Fall aber direkt die asymmetrische Störspannung  $U_{asym}$ . Damit folgt für die Spannung an der Netznachbildung mit Filter:

$$u_m = u_{mF} = u_{asym} \cdot Z_m \cdot \frac{1 - V_{uu}}{Z_m + Z_k} \quad \text{mit} \quad u_{AF} = -V_{uu} \cdot u_{asym}$$

Dann folgt für die Einfügedämpfung:

$$IL = \frac{u_{oF}}{u_{mF}} = \frac{1}{1 - V_{uu}} \quad (3.6)$$

Dies bedeutet, dass sich die Einfügedämpfung dem Wert unendlich annähern kann, wenn sich die Verstärkung dem Wert eins annähert. Damit besteht mit dieser Art der aktiven Filterung, zumindest aus diesem Blickwinkel heraus, die Möglichkeit, Störungen vollständig zu eliminieren. Ein weiterer Vorteil stellt die Unabhängigkeit der Filterwirkung von der Pfadimpedanz dar. Dies kann die Implementierung in vorhandene Antriebssysteme erleichtern.

Diese Topologie entspricht der von Ogasawara vorgestellten (Vgl. 3.3.1). Aus schaltungstechnischer Sicht ist die Realisierung der Messeinrichtung und des Verstärkers unproblematisch. Die Einkopplung erfolgt, wie einfühend beschrieben, durch einen Transformator, der auch die Signalinvertierung ermöglicht. Dadurch treten wesentliche Problemstellungen in den Vordergrund. Zum einen wird der Transformator Kern aufgrund der erheblichen Kompensationssignalpegel stark aufmagnetisiert, wodurch hohe Sättigungsinduktionen erforderlich sind. Zum anderen zeigen induktive Bauteile wie Transformatoren grundsätzlich ein Tiefpassverhalten, das die erreichbare Bandbreite einschränkt.

### 3.3.4.2 Aufschaltung des Störstromes

Auch das Konzept der Ableitung der Störströme kann als Störgrößenaufschaltung realisiert werden. Dazu wird der Störstrom unrichternah gemessen und an der Netznachbildung vorbei zur Störquelle geführt. Dies entspricht der in Abschnitt 3.3.3.2 vorgestellten Topologie, mit dem Unterschied, dass hier der Störstrom  $i_k$  gemessen wird. Das Ersatzschaltbild aus Abb. 3.9 wird wiederum zur Herleitung der Einfügedämpfung herangezogen. Die Spannung an der Netznachbildung ergibt sich dann wie folgt:

$$u_m = u_{mF} = \frac{u_{asym} \cdot Z_m}{Z_m + \frac{Z_k}{1-V_{ii}}} \quad \text{mit} \quad i_{AF} = -V_{ii} \cdot i_k$$

Dann folgt für die Einfügedämpfung:

$$IL = \frac{u_{oF}}{u_{mF}} = \frac{Z_m + \frac{Z_k}{1-V_{ii}}}{Z_m + Z_k} \quad (3.7)$$

Auch hier ist theoretisch eine unendlich hohe Einfügedämpfung bei einer Verstärkung von eins möglich. Weicht diese aber von eins ab, gewinnt die Impedanz des Pfades an Bedeutung. So lange  $Z_k \gg Z_m$  gilt, kann die Einfügedämpfung mit  $IL \approx \frac{1}{1-V_{ii}}$  abgeschätzt werden. Kommt  $Z_k$  in dieselbe Größenordnung bzw. wird kleiner als  $Z_m$ , sinkt auch die Einfügedämpfung. Im gewählten Beispiel aus Abb. 3.7 ist dies ab ca. 1MHz der Fall. In anderen Konfigurationen, insbesondere bei veränderter Maschine und Länge des Motorkabels, muss eine entsprechende Betrachtung erfolgen. Prinzipiell sinkt der wirksame Frequenzbereich mit sinkender asymmetrischer Impedanz des Koppelpfades.

Auch an die Schaltungstechnik werden hohe Anforderungen gestellt. So stellt die exakte Messung und Invertierung des Störstromes über einen weiten Frequenzbereich eine Herausforderung dar, die für diese Anwendung mit vernünftigem Schaltungsaufwand bisher nicht gelöst ist.

Aufgrund desselben Wirkprinzips wie das des Störstromableiters in Regelkreisstruktur, zeigt auch diese Filtertopologie ihr beste Filterwirkung, wenn sich die Stromquelle für den Störstrom wie ein Kurzschluss verhält. Daher steigt auch hier der Störstrom im Pfad an.

### 3.3.5 Aktive EMV-Filterung - Eine Zwischenbilanz

Die Untersuchung der Einfügedämpfung in Abhängigkeit der elektrischen Filterumgebung führt im Falle *aktiver Filter in Regelkreisstruktur* zu zwei grundsätzlichen Aussagen.

1. Die Störspannungskompensation in Regelkreisstruktur ist aufgrund der gegebenen Filterumgebungsimpedanzen nicht erfolversprechend und wird daher in der vorliegenden Arbeit nicht weiter untersucht. Auch sind keine Veröffentlichungen bekannt, die von einer Realisierung berichten.
2. Beide Varianten des Störstromableiters sind dagegen durchaus in der Lage asymmetrische Störungen auf der Netzseite effektiv zu dämpfen. Der erhöhte Störstrom ist dabei in Kauf zu nehmen.

Ein nicht unwichtiger Vorteil aktiver Filter in Regelkreisstruktur besteht in der Möglichkeit, die Störpegel aller an den Netzanschlusspunkt bzw. die Netznachbildung angeschlossenen Störquellen prinzipiell zu kompensieren. Nachteilig wirkt sich die Rückkopplung des Messsignals aus, die eine Schwingneigung ermöglicht. Auch wirken sich Totzeiten der Regelstrecke negativ auf das dynamische Verhalten aus und verringern die Bandbreite.

Für *aktive Filter mit Störgrößenaufschaltung* erlauben die Untersuchungen der Einfügedämpfung in Abhängigkeit der elektrischen Filterumgebung zusammenfassend die beiden folgenden Aussagen:

1. Die Aufschaltung der asymmetrischen Störspannung vereint aus dem bisherigen Blickwinkel heraus eine Reihe von Vorteilen in sich. Eine hohe Einfügedämpfung bei einem Verstärkungsfaktor von sehr nahe eins stellt nur einen Vorteil dar. Entscheidend ist auch die Möglichkeit, hervorgerufene Störpegel verursachernah zu kompensieren und damit die weitere Ausbreitung im gesamten Pfad zu verhindern. Auch die Unabhängigkeit der Filterwirkung von den Impedanzverhältnissen des Pfades ist hervorzuheben. Aus diesen Gründen steht diese Filtertopologie im Fokus der vorliegenden Arbeit.

2. Auch mit der Aufschaltung des asymmetrischen Störstromes ist eine hohe Einfügedämpfung zu realisieren, die aber eine Abhängigkeit von der Pfadimpedanz zeigt. Wie auch bei den gesteuerten Stromquellen in Regelkreisstruktur, steigt mit der Filterwirkung der Störstrom im asymmetrischen Pfad aufgrund der um die Netzimpedanz verringerten Pfadimpedanz. Unter Berücksichtigung der Randbedingungen ist aber eine sehr gute Einfügedämpfung zu erwarten.

Nachteilig wirkt sich bei beiden Varianten der Störgrößenaufschaltung die Tatsache aus, dass mit dieser Methode nur Störpegel einer Quelle kompensiert werden können. Dadurch entfällt die Möglichkeit Störpegel von umrichterinternen Hilfsspannungsquellen zu erfassen. Sind diese Pegel sehr hoch, ist von dieser Topologie abzusehen. In der weiteren Betrachtung wird zur Vereinfachung davon ausgegangen, dass der Wechselrichter die dominierende Störquelle darstellt. In der Folge wird der Einfluss weiterer Störquellen vernachlässigt.

Zum Abschluss dieser Betrachtungen ist in Abbildung 3.10 für die gesteuerten Stromquellen in Regelkreisstruktur und für die beiden Varianten der Störgrößenaufschaltung eine Einfügedämpfung angegeben. Dazu wurde die Umgebungsimpedanz aus Abbildung 3.7 in die entsprechenden Gleichungen 3.4, 3.5, 3.6 und 3.7 eingesetzt. Angenommen wird, dass eine gesteuerte Stromquelle mit einem maximalen Ausgangsstrom von 5A über den gesamten Frequenzbereich realisiert werden kann. Weiterhin wird angenommen, dass das Kompensationssignal bei Störgrößenaufschaltung über den gesamten Frequenzbereich konstant um 5% vom Messsignal abweicht. Damit kann unter Berücksichtigung realisierbarer Quasieigenschaften ein qualitativer Vergleich der erreichbaren Einfügedämpfung bei gleichen Umgebungsbedingungen erfolgen.

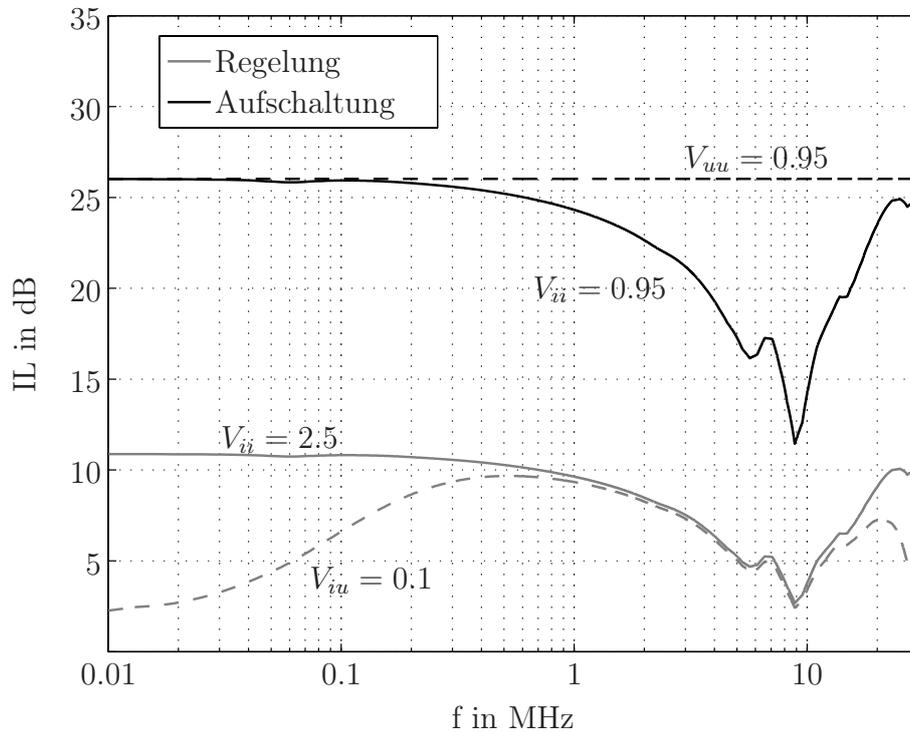


Abb. 3.10: Berechnete Einfügedämpfung anhand der Gleichungen 3.4 bis 3.7 und den Pfadimpedanzverhältnissen aus Abb. 3.7 zur Veranschaulichung  
Annahmen für Regelung:  $\hat{i}_m = 2A$   $\hat{u}_m = 50V$

Die beiden Topologien mit Störgrößenaufschaltung sind schwarz, wohingegen die Regelkreisstrukturen grau dargestellt sind. Zu bemerken ist, dass bei den meisten Filtervarianten im oberen Frequenzbereich, schon ohne Bandbreitenbeschränkung des aktiven Filters, mit einer geringeren Einfügedämpfung zu rechnen ist. Nur die Aufschaltung der Störspannung bietet, wie in Abschnitt 3.3.4.1 beschrieben, eine grundsätzliche Umgebungsimpedanzunabhängigkeit. Weiterhin ist bei der stromgesteuerten Spannungsquelle eine starke Abhängigkeit der Filterwirkung von der Impedanz der Messeinrichtung  $Z_m$  festzustellen.

## 4 Modellierung der Baugruppen des aktiven Filters und ihrer elektrischen Umgebung

Die numerische Berechnung und Vorhersage technischer Vorgänge besitzt einen hohen Stellenwert in der Elektrotechnik. So kann der Entwurfsprozess durch simulative Begleitung effizienter, aber auch anschaulicher gestaltet werden. Gerade die getrennte Betrachtung sonst verknüpfter physikalischer Zusammenhänge ermöglicht in vielen Fällen erst eine tiefgreifende Untersuchung verhaltensrelevanter Einflußfaktoren.

Schaltungssimulationen werden erst durch das Vorhandensein von Modellen möglich, welche die realen Zusammenhänge mathematisch repräsentieren. Diese Modelle bilden i.d.R. jedoch nicht das vollständige, physikalisch korrekte Verhalten des Systems nach. Sie sind meist auf ein spezielles Anwendungsgebiet zugeschnitten. So werden physikalische Modelle, Verhaltensmodelle, Frequenzbereichsmodelle, Zeitbereichsmodelle usw. unterschieden. Um so spezialisierter die einzelnen Modelle sind, desto genauer wird ihre Aussagekraft im Detail sein - desto kleiner aber auch der Gültigkeitsbereich des Ergebnisses. Die Abschätzung des Einflusses der nichtmodellierten Eigenschaften auf das Simulationsergebnis stellt daher eine der wesentlichen Herausforderungen dar. Modelle, die versuchen einen möglichst weiten Einsatzbereich abzudecken, benötigen i.d.R. lange Simulationszeiten und sind aus diesem Grunde für komplexe Systemsimulationen ungeeignet. Im Folgenden liegt der Fokus daher auf der Entwicklung und gezielten Parametrisierung von spezialisierten Verhaltensmodellen, die effizient bezüglich der Simulationszeit, das gewünschte Bauteil- bzw. Baugruppenverhalten nachbilden.

In der vorliegenden Arbeit soll die Simulation Aussagen zu den Einflussfaktoren auf die Filterwirkung aktiver Filter sowie zur Strom- und Spannungsbelastung der Bauteile ermöglichen. Dazu ist die Nachbildung der Filterumgebung sowie des aktiven Filters selbst notwendig. Grundsätzlich kann dazu aus Sicht der Modellierung zwischen zwei Typen von Bauteilen unterschieden werden. Zum einen sind rein passive Netzwerke, mit weitestgehend linearisierbarem Verhalten, wie Netznachbildung, Kabel, Zwischenkreis und Maschine zu nennen. Zum anderen sind nichtlineare, aktive Netzwerke wie der Wechselrichter oder Transistoren zu betrachten. Gerade im Frequenzbereich der EMV stellt sich die Modellierung aktiver Bauteile als problematisch heraus. Die entsprechenden Modelle sind in aller Regel rechenintensiv und schwer zu parametrisieren. Daher soll in der vorliegenden Arbeit auf derartige Modelle weitestgehend verzichtet werden. Wo dies nicht möglich ist, wird auf vom Hersteller parametrisierte Modelle zurückgegriffen, deren Aussagekraft vorausgesetzt wird.

Soll das EMV-Verhalten passiver Netzwerke beschrieben werden, steht im Allgemeinen die Impedanz des Bauteils im Vordergrund. Temperaturabhängigkeiten und fertigungsbedingte Toleranzen werden weitestgehend vernachlässigt. Mit Hinblick auf das Simulationsziel soll an dieser Stelle auch auf die explizite Berücksichtigung physikalisch bedingter Frequenzabhängigkeiten, wie bei Dielektrika und Ferritmaterialien bekannt, verzichtet werden. Auch wird der Einfluss des Skin- und Proximity-Effektes nicht explizit modelliert. Auf die resultierenden Abweichungen wird dementsprechend hingewiesen.

Zur Parametrisierung linearer Netzwerke hat sich die Frequenzbereichssimulation als überaus effizient erwiesen. Aufgrund der Linearität behalten diese Modelle ihre Gültigkeit auch bei Zeitbereichssimulationen. Aussagen zur Filterwirkung und Bauteilbeanspruchung werden durch Simulationen im Zeitbereich getroffen.

## 4.1 Einführende Betrachtungen zur Modellierung technischer Bauteile

Mit dem Widerstand, der Kapazität und der Induktivität sind drei grundlegend unterschiedliche passive Bauteile zu unterscheiden. Im Folgenden sollen für diese

Grundelemente Ersatzschaltbilder diskutiert werden, die die Impedanz im betrachteten Frequenzbereich der EMV nachbilden können. Die verwendeten Ersatzschaltbilder bestehen aus konzentrierten Elementen, denen aber in aller Regel verteilte physikalische Effekte zu Grunde liegen. Durch die Zusammenfassung entstehen Fehler, die die Genauigkeit bzw. Aussagekraft konzentrierter Modelle einschränken. Diese Fehler gilt es zu bestimmen, um die Aussagekraft des Simulationsergebnisses beurteilen zu können.

**Widerstände** stellen die am weitesten verbreiteten passiven Bauteile der Elektrotechnik dar. Dabei sind eine Reihe von Bauformen mit unterschiedlichem Hochfrequenzverhalten zu unterscheiden. Gemein bleibt allen Bauformen ein vom Widerstandswert abhängiges Hochfrequenzverhalten. So kann zum Beispiel nicht nur bei niederohmigen gewickelten Drahtwiderständen ein induktives Verhalten beobachtet werden. Auch niederohmige SMD-Widerstände neigen bei Frequenzen oberhalb 1MHz zu induktivem Verhalten. Hochohmige Schichtwiderstände - gleich welchen Typs - verhalten sich in diesem Frequenzbereich dagegen kapazitiv. Grund für das induktive Verhalten ist der Stromfluss durch den Widerstand, der ein Magnetfeld innerhalb und vor allem außerhalb des Widerstandes hervorruft. Der Schicht- bzw. Wickelaufbau verursacht aber auch parasitäre Kapazitäten. Setzt man diese Erkenntnisse in ein Modell um, entsteht die Ersatzschaltung aus

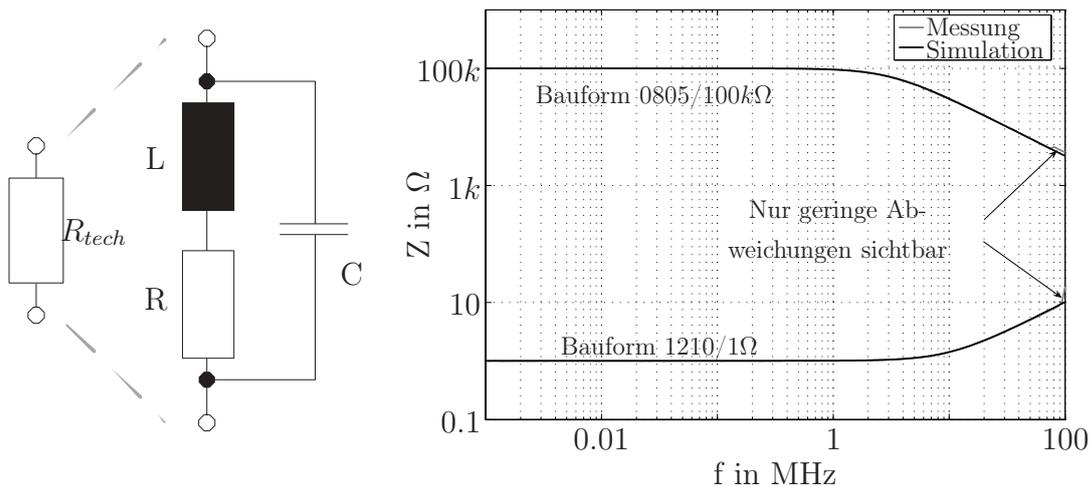


Abbildung 4.1: ESB eines Widerstandes und Vergleich Messung vs. Simulation am Beispiel eines hochohmigen und niederohmigen SMD-Widerstandes

Abb. 4.1. Das Verhältnis von  $L$  zu  $C$  entscheidet nun darüber, wie sich der Widerstand im hochfrequenten Bereich verhält. Abbildung 4.1 stellt am Beispiel eines  $1\Omega$ -SMD-Leistungswiderstandes und eines hochohmigen  $100k\Omega$ -Standard-Widerstandes Simulations- und Messergebnis dar. Im relevanten Frequenzbereich kann von einer exakten Impedanznachbildung ausgegangen werden. Wie ebenfalls deutlich wird, zeigt sich die Wirkung von  $L$  und  $C$  bei den heute weit verbreiteten SMD-Widerständen erst jenseits der  $1\text{MHz}$ -Grenze. Gleiches zeigt sich für bedrahtete Schichtwiderstände. Aus diesem Grund können Widerstände bei den weiteren Betrachtungen grundsätzlich idealisiert werden.

In der Betrachtung leitungsgeführter EMV besitzen **Kondensatoren** eine herausragende Stellung. Grund hierfür ist die Frequenzselektivität der Filterwirkung sowie das günstige Kosten-Volumenverhältnis bezogen auf die Filterwirkung. Die Impedanz des idealen Kondensators sinkt in der doppeltlogarithmischen Darstellung mit  $20\text{dB/dek}$ . Beobachtet man nun das Verhalten realer Kondensatoren, wie in Abb. 4.2 beispielhaft dargestellt, stellt sich heraus, dass deren Impedanz oberhalb der Resonanzfrequenz wieder steigt. Die Güte der Resonanz kann hierbei auch geringer als gezeigt ausfallen. Besonders bei gepolten Kondensatoren kann zusätzlich ein rapider Ladungsverlust beobachtet werden. Diese Beobachtungen können wiederum physikalisch interpretiert werden:

Zunächst verursacht der durch den Kondensator fließende Strom, analog den Betrachtungen beim Widerstand, ein Magnetfeld, das bei hohen Frequenzen die Impedanz steigen lässt. Der Induktivitätswert ist im Wesentlichen Bauformabhängig und kann daher in guter Näherung abgeschätzt werden [54, 55]. Auf die Tatsache, dass die resultierenden Magnetfelder auch andere Filterbauteile bzw. Schaltungsteile umschließen können und somit eine durch den Kondensator verursachte magnetische Verkopplung hervorgerufen wird, die die Filterwirkung besonders in Frequenzbereichen hoher Dämpfung drastisch verschlechtern kann, sei an dieser Stelle nur hingewiesen [56]. Zu bemerken sei noch, dass gerade bei Filterkondensatoren auch bei induktivem Verhalten eine filternde Wirkung erzielt werden kann. Maßgebend ist ausschließlich die Impedanz. Neben der parasitären Induktivität ist noch die begrenzte Güte der Resonanz durch das Modell zu erfassen. Üblicherweise werden zu diesem Zweck Verluste herangezogen. Hier sind die

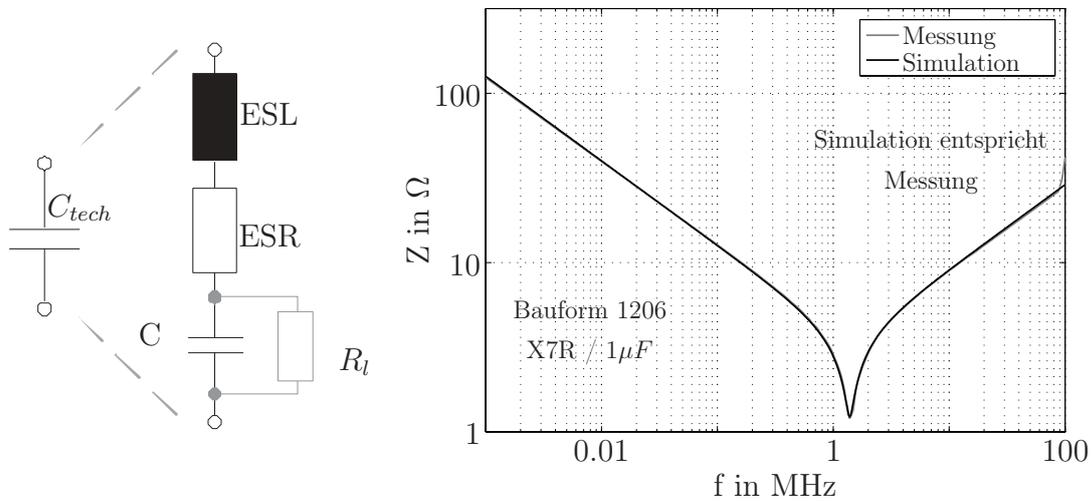


Abbildung 4.2: ESB eines Kondensators und Vergleich Messung vs. Simulation am Beispiel eines SMD-Keramikkondensators

ohmschen Leitungsverluste, aber vor allem die Polarisationsverluste des Dielektrikums zu nennen. Diese können durch den frequenzabhängigen Verlustwinkel  $\delta$  beschrieben werden. Der bei gepolten Kondensatoren auftretende Ladungsverlust kann als dielektrikumsabhängiger Leckstrom interpretiert werden. Im Bereich der EMV werden diese Kondensatoren aber kaum eingesetzt.

Die so beschriebenen Effekte können in Abhängigkeit der Bauform schon bei Frequenzen im kHz-Bereich auftreten und sind somit bei den nachfolgenden Arbeiten zu berücksichtigen. Wie in Abbildung 4.2 dargestellt, können diese beobachteten Eigenschaften in ein Ersatzschaltbild umgesetzt werden. Der Widerstand  $R_l$  beschreibt den Leckstrom, der bei ungepolten Filterkondensatoren vernachlässigt werden kann. ESL (Equivalent Series Inductance) und ESR (Equivalent Series Resistance) bilden die parasitäre Induktivität und die Verluste nach. Wie in Abb. 4.2 dargestellt, wird die Impedanz durch das Modell nahezu exakt nachgebildet.

Die **Induktivität** zeigt aufgrund ihres komplexen Verhaltens einen vergleichbar hohen Modellierungsaufwand. Grundsätzlich wird zunächst zwischen Spulen und verkoppelten Induktivitäten unterschieden, wobei auf Letztere erst nachfolgend eingegangen wird. Weiterhin wird zwischen kerngebundenen und Luftspulen unterschieden. Von Ausnahmen abgesehen, kommen in der Leistungselektronik aufgrund der benötigten hohen Induktivitätswerte ausschließlich kerngebundene

Spulen zum Einsatz. Deren Funktionsfähigkeit wird nur im weitestgehend sättigungsfreien Betrieb gewährleistet. Dieser muss durch Betrachtungen, die außerhalb der hier beschriebenen Modellierung liegen, sichergestellt werden.

Die Induktivitätserhöhung durch das Kernmaterial wird bei niedrigen Frequenzen durch die relative Permeabilität  $\mu_r$  beschrieben. So bestimmt sich  $L$  bei ferromagnetischen Stoffen zu  $L = \mu_r \cdot L_0$ . Wobei  $L_0$  die Induktivität einer baugleichen Luftspule darstellt. Aus der Beobachtung heraus, dass die Kernverluste frequenzabhängig sind, wurde in der Folge eine komplexe Betrachtung mit  $\mu = \mu'' + j\mu'$  eingeführt [57]. Dabei sind in  $\mu''$  alle Kernverluste, wie Rotationsverluste, Hystereseverluste und Wirbelstromverluste zusammengefasst.  $\mu'$  repräsentiert dagegen die frequenzabhängige Induktivität bezogen auf eine Luftspule gleicher Bauart. Beide Komponenten sind frequenzabhängig. Damit ergibt sich für die Impedanz der Zusammenhang  $Z(f) = 2\pi f\mu''L_0 + j2\pi f\mu'L_0$ . Die Gleichung beschreibt die komplexe Form einer R-L-Reihenschaltung mit  $R_r(f) = 2\pi f\mu''L_0$  und  $L_r = \mu'L_0$ . Durch die Frequenzabhängigkeit beider Elemente ist eine Simulation im Zeitbereich aber nur schwer möglich. Außerdem ist dieses Modell nicht erweiterbar auf verkoppelte Induktivitäten. Grund hierfür ist die sinkende Induktivität, hervorgerufen durch das sinkende  $\mu'$ . Dies würde bedeuten, dass die Verkopplung zu hohen Frequenzen hin sinkt, wovon in der vorliegenden Arbeit aber nicht ausgegangen wird. Daher wird dieses weit verbreitete Modell nachfolgend nicht verwendet.

Ziel ist es, eine Impedanz mit frequenzunabhängigen Ersatzbauteilwerten nachzubilden, die grundsätzlich der aus Abb. 4.3 entspricht. Dazu scheint der Modellansatz eines Parallelschwingkreises geeignet. Dieser kann durch einen Widerstand, der in Reihe der Induktivität liegt und den ohmschen Wicklungswiderstand repräsentiert, erweitert werden. Wie Abb. 4.3 deutlich macht, können kompakte Induktivitäten mit diesem Ansatz sehr gut nachgebildet werden. Hingegen ist bei ausgedehnten Induktivitätsaufbauten aufgrund der vermehrten parasitären Effekte, besonders im oberen Frequenzbereich, mit Abweichungen zu rechnen<sup>1</sup>. Auch können frequenzabhängige Materialeigenschaften nur in einem gewissen Rahmen nachgebildet werden. Dies wird besonders bei nanokristallinen oder amorphen Materialien<sup>2</sup> deutlich. Weiterhin werden Temperatureinflüsse und der Einfluss

<sup>1</sup>wie schon bei den verkoppelten Induktivitäten deutlich wird

<sup>2</sup>wie z.B Vitrovac und Vitroperm von der Vacuumschmelze

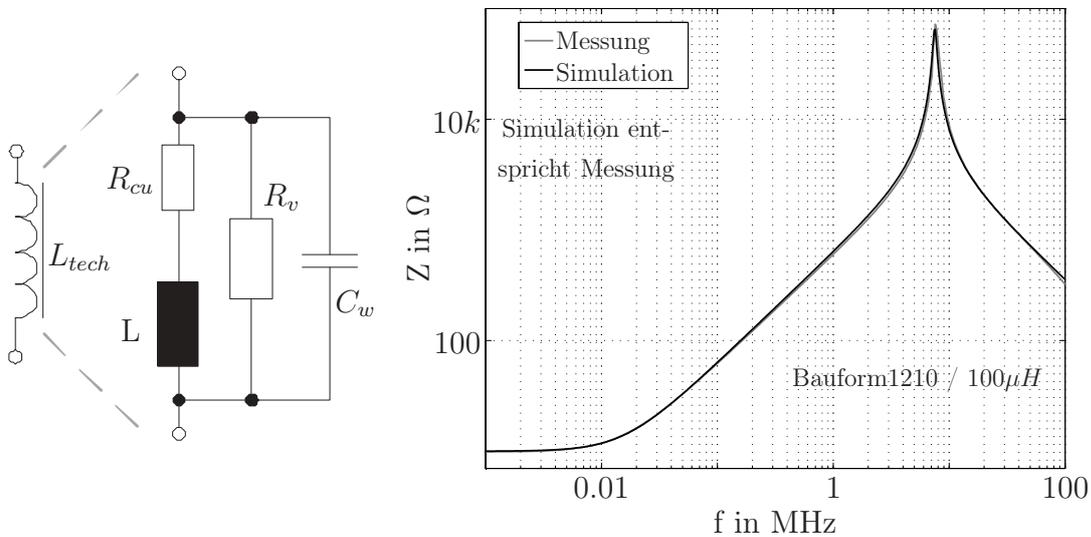


Abbildung 4.3: ESB einer Spule mit Kernmaterial und Vergleich Messung vs. Simulation am Beispiel einer SMD-Spule

des Magnetisierungshubes nicht berücksichtigt.

**Verkoppelte Induktivitäten** besitzen für aktive EMV-Filter eine herausragende Rolle, da sie sowohl in der Einkoppeleinrichtung als auch der Messeinrichtung verwendet werden können. Aus diesem Grund steht die Nachbildung der Übertragungsfunktion im Vordergrund. Die Parametrisierung erfolgt anhand der Impedanzverläufe bei Leerlauf und Kurzschluss der Sekundärwicklung.

In aktiven EMV-Filtern sind die asymmetrischen Größen Störspannung und Störstrom relevant. Im Zwei- als auch im Dreileitersystem kann durch eine stromkompensierte Drossel ein entsprechender Zugriff auf diese erfolgen. Mittels einer weiteren Wicklung auf der stromkompensierten Drossel kann dann eine asymmetrisch wirksame Spannung in den Pfad eingekoppelt oder aber der asymmetrische Störstrom gemessen werden.

Zunächst sollen aber aus Gründen der Übersichtlichkeit die stromkompensierten Wicklungen zu einer zusammengefasst werden. Abbildung 4.4 stellt eine solche verkoppelte Induktivität dar. Das Modell besteht aus dem schon bekannten Induktivitätsmodell (vgl. Abb. 4.3), sowie der durch den Kern gegebenen magnetischen Verkopplung  $M$  und einer kapazitiven Verkopplung  $C_{Kern}$  der einzelnen Wicklungen untereinander. Um im oberen Frequenzbereich an den Resonanzstel-

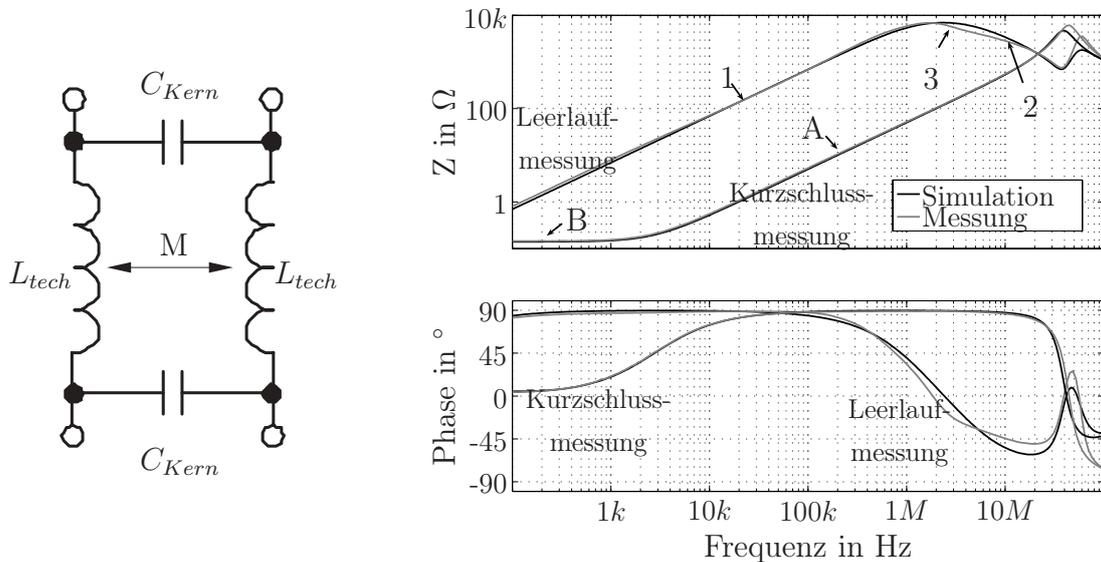


Abbildung 4.4: Ersatzschaltbild eines Zweiwicklungsübertragers und gemessene sowie simulierte Impedanzen bei sekundärseitigem Kurzschluss und Leerlauf mit Darstellung der signifikanten Impedanzpunkte

Ringkern Epcos N30 R20 2x15 Windungen

len eine höhere Genauigkeit zu erzielen, kann das Induktivitätsmodell um die Verluste der Wicklungskapazität  $C_w$  erweitert werden. Auch ist aufgrund der nichtidealen Verkopplung die Streuinduktivität  $L_{str}$  einzuführen. Zusammen mit der im Leerlauf messbaren Hauptinduktivität  $L_h$  kann dann die Gegeninduktivität zu  $M = L_h - L_{str}$  bestimmt werden. Weiterhin hat die geringe Leitfähigkeit der Kernmaterialien dennoch wesentlichen Einfluss sowohl auf die Wicklungs-

als auch auf die Koppelkapazität. Sie schließt das elektrische Feld zwischen Anfangs- und Endwindung kurz und vergrößert damit die Wicklungskapazität. Dieses gilt auch für den kapazitiven Koppelpfad zwischen den einzelnen Wicklungen.

Leerlaufmessung	Kurzschlussmessung
$L_h = \frac{Z_{[1]}}{2\pi f_{[1]}}$	$L_{str} \approx \frac{Z_{[A]}}{2\pi f_{[A]}}$
$C_w \approx \frac{1}{2} \cdot \frac{1}{2\pi f_{[2]} Z_{[2]}}$	$R_{cu} = \frac{Z_{[B]}}{2}$
$R_v \approx 2 \cdot Z_{[3]}$	

Tabelle 4.1: Berechnung der Modellparameter einer 2-phasigen Drossel

Die Parametrisierung des Modells erfolgt anhand der Kurzschluss- und Leerlaufmessung. Die Parameter können innerhalb den in Abbildung 4.4 dargestellten signifikanten Bereichen abgelesen werden und berechnen sich in der Folge wie in Tabelle 4.1 dargestellt. Auch hier verursa-

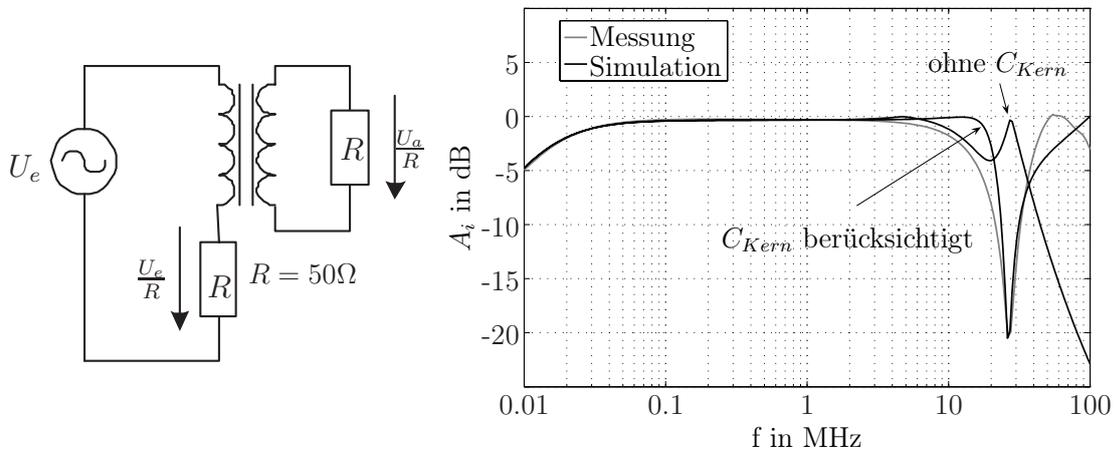


Abbildung 4.5: Simulation vs. Messung der Stromübertragungsfunktion im  $50\Omega$ -System unter Berücksichtigung der parasitären Wicklungskapazität zum Kern Ringkern Epcos N30 R20 2x15 Windungen

chen die Vernachlässigungen von  $C_{Kern}$  sowie aber auch der frequenzabhängigen Verluste eine Abweichung im oberen Frequenzbereich.

Der Vergleich von Messung und Simulation zeigt, dass trotz resultierender Abweichungen die Nachbildung der Übertragungsfunktion im betrachteten Frequenzbereich mit relativ wenigen Ersatzbauteilen möglich ist. Abb. 4.5 zeigt aber auch, dass bis in den zweistelligen MHz-Bereich hinein die Wirkung der Koppelkapazität  $C_{Kern}$  über den Kern vernachlässigt werden kann. Damit vereinfacht sich das Modell weiter.

## 4.2 Modellierung der Umgebung des aktiven Filters

In Abschnitt 3.3.2 wurde die große Bedeutung der asymmetrischen Umgebungsimpedanz auf die Filterwirkung hergeleitet. Daher muss für die simulative Untersuchung des Filters auch die Umgebung, bestehend aus der Impedanz der Messeinrichtung  $Z_m$  und des Koppelpfades  $Z_k$ , modelliert werden. Wie beschrieben hat der asymmetrische Pfad Einfluss auf die Filterwirkung, wohingegen mit dem Zwischenkreis zumindest ein Teil des symmetrischen Pfades die Filterfunktion

gewährleistet. Aus diesem Grund werden bis auf die Störquelle alle Baugruppen dreiphasig bzw. zwischenkreisseitig zweiphasig nachgebildet. Dadurch ist zum einen der Vergleich mit Messungen am dreiphasigen Antriebssystem möglich und zum anderen kann die Funktionalität des vollständigen aktiven Filterteils untersucht werden.

### 4.2.1 Modellierung der Impedanz der Messeinrichtung

Auf die Netznachbildung als Messeinrichtung wurde schon ausführlich in 2.3.2 und 3.3.2.1 eingegangen. Mit Hilfe des passiven Netzwerkes aus Abb. 2.11 wird nach DIN VDE0876-1 eine definierte asymmetrische und symmetrische Pfadimpedanz realisiert. Es kann davon ausgegangen werden, dass sich die einzelnen Bauteile des Netzwerkes im betrachteten Frequenzbereich hinreichend ideal verhalten. Somit kann die Schaltung direkt in den Simulator übertragen werden. Abb. 2.10 zeigt die beiden simulierten Impedanzen im zweiphasigen Fall. Wie aber Abb. 3.7 deutlich macht, weist die verwendete Netznachbildung<sup>3</sup> ab einer Frequenz von 5MHz leichte Abweichungen auf. Diese werden nicht modelliert.

### 4.2.2 Modellierung der Störquelle

In der Praxis wird in Antriebssystemen der gesamte Umrichter, bestehend aus Gleichrichter, Zwischenkreis, Wechselrichter und Ansteuerelektronik als Störquelle aufgefasst. Die Modellierung und Vorhersage der vom Umrichter emittierten symmetrischen und asymmetrischen Störpegel ist durch Klotz und Hoene [25,58] sowohl für den Zeit- als auch Frequenzbereich vorgestellt worden. Beide Modelle sind aber für die beabsichtigte Systemsimulation im Zeitbereich nicht geeignet, da sie entweder nur im Frequenzbereich aussagekräftig sind oder aber aufgrund ihrer Komplexität eine Systemsimulation erheblich verlangsamen. Für die beabsichtigte Aufgabe können eine Reihe von Vereinfachungen getroffen werden, ohne die Aussagekraft zur Filterwirkung und Bauteilbeanspruchung zu verringern:

1. Prinzipiell können an dieser Stelle auch die vorgestellten Modelle der Störquelle

---

<sup>3</sup>Typ NNB-4/32T der Firma Rolf Heine

Verwendung finden. Im Fokus der vorliegenden Arbeit steht jedoch der aktive Filter und nicht die Vorhersage der emittierten Störungen. Daher ist es nicht notwendig, die rechenzeitintensiven bzw. aufwändig zu parametrisierenden Modelle zu verwenden. Ausreichend ist es, ein messtechnisch erfasstes Störquellenverhalten in den Simulator zu überführen.

**2.** Des Weiteren genügt aufgrund der in Abschnitt 3.3.2 erläuterten grundsätzlichen Funktionsweise aktiver EMV-Filter die Modellierung der asymmetrischen Störquelle. Symmetrische Störungen werden nur indirekt bedämpft, so dass ihre Berücksichtigung zunächst ohne zusätzliche Aussagekraft bleibt.

Diese allgemeine Vereinfachung beinhaltet jedoch indirekt eine weitere: Die durch das Sperrverhalten der Freilaufdioden und den ESR bzw. ESL der Zwischenkreis-kondensatoren erzeugte symmetrische Störung kann durch den Gleichrichter in eine asymmetrische umgewandelt werden [17, 47]. Grund dafür ist im Wesentlichen das unbestimmte Verhalten der Sperrschichtkapazitäten. Die Umwandlung wird durch das Vorhandensein von Y-Filterkondensatoren im Zwischenkreis begünstigt. In diesem Fall ist eine Störkompensation mit Hilfe des Gegenspannungseinkopplers nicht möglich. Soll bei den nachfolgenden Betrachtungen eine Vergleichbarkeit bezüglich der Filterwirkung zwischen den einzelnen Filtertypen gewahrt bleiben, ist der Einfluss des Gleichrichters herauszurechnen oder gänzlich zu eliminieren. Da aber eine hinreichend genaue Umrechnung beider Störungsarten ineinander bisher nicht möglich ist, soll in den weiteren Betrachtungen der Einfluss des Gleichrichters unberücksichtigt bleiben. Dies gilt sowohl für die Simulation bzw. Modellierung als auch den Versuchsaufbau. Damit kann sich auf die Modellierung der asymmetrischen Störquelle beschränkt werden.

**3.** Der Argumentation der letzten Betrachtung folgend, soll sich die Modellierung auf eine Störquelle beschränken. Wie schon in Abschnitt 2.2.1 betrachtet, stellt der Wechselrichter ohnehin die dominierende Störquelle in Antriebssystemen dar. Weitere Störquellen, wie umrichterinterne Hilfsspannungsquellen in Schaltnetzteiltechnik, können bei hohen Schaltfrequenzen durchaus merkbare Störungen verursachen, sollen aber unberücksichtigt bleiben.

**4.** Der Innenwiderstand der asymmetrischen Störquelle wird vernachlässigt. Die asymmetrische Störspannung entsteht aus der Überlagerung der Umrichterausgangsspannungen. Da diese einen geringen Innenwiderstand besitzen, besitzt auch

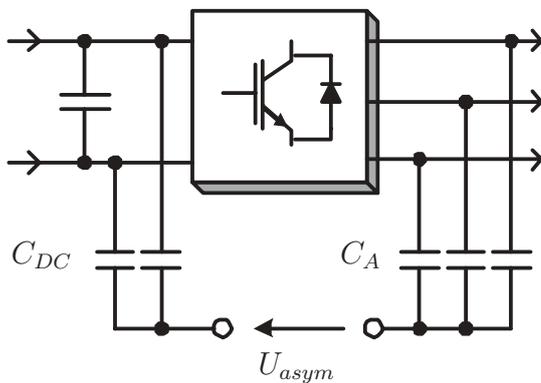


Abb. 4.6: Aufbau zur messtechnischen Bestimmung von  $U_{asym}$  im Zeitbereich

die asymmetrische Störspannung einen geringen Innenwiderstand und kann daher vernachlässigt werden. Fasst man diese Vereinfachungen zusammen, besteht das Modell der gesamten Störquelle aus einer messtechnisch parametrisierten, asymmetrisch wirksamen Spannungsquelle. Abbildung 4.6 zeigt den Messaufbau, der aus den Betrachtungen in Abschnitt 2.2.1.2 folgt. Als Messgerät

dient ein Speicheroszilloskop. Das Messergebnis wird nur unwesentlich verfälscht, wenn die Auskoppelimpedanzen  $Z_{DC}$  und  $Z_A$  im zu erfassenden Frequenzbereich wesentlich geringer sind als der Widerstand des Tastkopfes. Bei üblichen Schaltfrequenzen im kHz-Bereich und einem Tastkopfwiderstand von  $1M\Omega$  genügen hier Kondensatoren im zweistelligen nF-Bereich. Das Messergebnis kann dann in der Simulation als Spannungsquelle mit Wertetabelle hinterlegt werden.

### 4.2.3 Modellierung der Impedanz des Koppelpfades

Der Koppelpfad stellt ein passives lineares Netzwerk dar, dass durch seine Impedanz  $Z_k$  charakterisiert werden kann. Im Beeinflussungsmodell das dieser Arbeit zu Grunde liegt, werden unter dem Begriff Koppelpfad die Zuleitungen bzw. Kabel und die Asynchronmaschine zusammengefasst. Für beide Netzwerke soll ein dreiphasiges Modell entwickelt werden, das auch die symmetrische Impedanz nachbildet, da zumindest der Gegenspannungseinkoppler dreiphasig auf den Koppelpfad wirkt.

Anhand der **Maschine** soll die Vorgehensweise bei der Verhaltensmodellierung einer komplexen passiven Baugruppe etwas ausführlicher dargestellt werden. Aus Arbeiten von Boglietti [59], Moreira [60] und Weber [61] sind eine Reihe von Modellen für Asynchronmaschinen bekannt, die aber für diese Arbeit nicht geeignet sind. Hier wird ein Modell benötigt, dass die gleichzeitige Nachbildung der

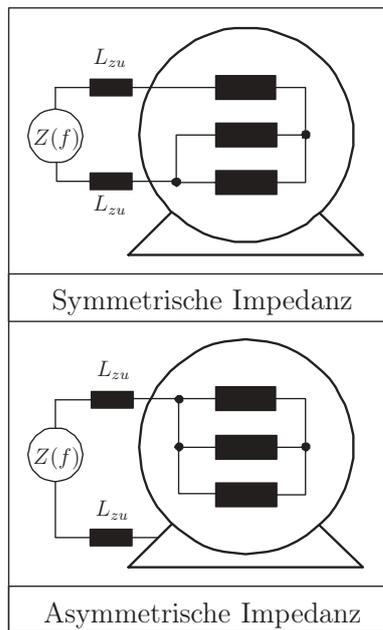


Abb. 4.7: Messaufbau zur Impedanzcharakterisierung

symmetrischen und asymmetrischen Impedanz bei tolerierbarem Rechenaufwand ermöglicht. Daher soll ein Modell vorgestellt und parametrisiert werden, das einen Kompromiss zwischen Rechenaufwand und Genauigkeit darstellt. Die Modellierung wird in drei Stufen durchgeführt. Zunächst wird die symmetrische und asymmetrische Impedanz des zu modellierenden Motors gemessen. Danach werden die benötigten Werte aus den Messungen abgelesen und im Anschluss die Modellparameter anhand der vorgestellten Berechnungen ermittelt. Die Messung der Impedanzen erfolgt mit Hilfe des Impedance Analysers 4294A der Firma Agilent. Durch die zu erwartenden hohen Impedanzen von weit über  $50\Omega$  wird das Gerät im Konstantspannungsmodus mit einem Effektivwert von  $500\text{mV}$  ohne DC-Offset betrieben [34].

Die Messkabel sind möglichst kurz und flächig ausgeführt. Die Messungen erfolgen bei stehendem Motor und in Stern geschalteten Wicklungen. Untersuchungen (u.a. in [25]) haben gezeigt, dass Messungen im Frequenzbereich der EMV sowohl bei stehender als auch rotierender Maschine zu vergleichbaren Messergebnissen führen. Um den Mess- und Parametrisierungsaufwand zu verringern, wird ein symmetrischer Aufbau des Motors vorausgesetzt. Es muss zwar weiterhin die entsprechende Messschaltung nach Abb. 4.7 beachtet werden, die Anschlüsse der drei Wicklungen können aber beliebig vertauscht werden.

Die Struktur des Modells orientiert sich an dem grundsätzlichen Verhalten der symmetrischen und asymmetrischen Impedanz im Frequenzbereich von  $10\text{kHz}$  bis  $30\text{MHz}$ . Diese ist am Beispiel einer  $15\text{kW}$  Maschine in Abb. 4.9 dargestellt. Die asymmetrische Impedanz verhält sich über weite Frequenzbereiche kapazitiv, wobei im hohen Frequenzbereich eine geringere Kapazität wirksam ist als im unteren. Die symmetrische Impedanz verhält sich zunächst induktiv und bei höheren Frequenzen dann ebenfalls kapazitiv. Im Falle vollständig induktiv verkoppelter Stränge gilt für die asymmetrisch wirksame Induktivität  $L_{asym} = L_h$  und für die

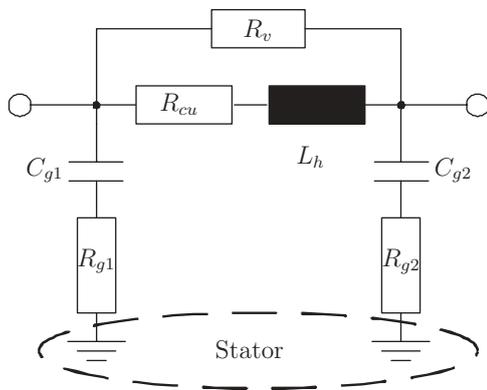


Abb. 4.8: Ersatzschaltbild einer Motorwicklung ohne Kopplungen

symmetrisch wirksame  $L_{sym} = \frac{3}{2}L_h$ . Wichtig ist nun die Feststellung, dass diese feste Beziehung zwischen  $L_{asym}$  und  $L_{sym}$  nicht erfüllt wird. Daher ist weiterhin das nicht verkoppelte magnetische Feld zu berücksichtigen. Auch verhalten sich beide Modelle bei sehr hohen Frequenzen induktiv. Kombiniert man diese Beobachtungen, so ergibt sich das auf eine Motorwicklung bezogene Ersatzschaltbild aus Abb. 4.8. Auch kann den

jeweiligen Ersatzbauteilen eine physikalische Bedeutung zugeordnet werden. So repräsentiert  $C_{g1}$  und  $C_{g2}$  die Kapazität zwischen Wicklung und Statorblechpaket.  $R_{g1}$  und  $R_{g2}$  bilden den Widerstand des Eisenpfades nach.  $L_h$  und  $R_{cu}$  repräsentieren die mit ohmschen Verlusten behafteten Induktivitäten der einzelnen Stränge und  $R_v$  stellt die zugehörigen Ummagnetisierungsverluste dar. Die

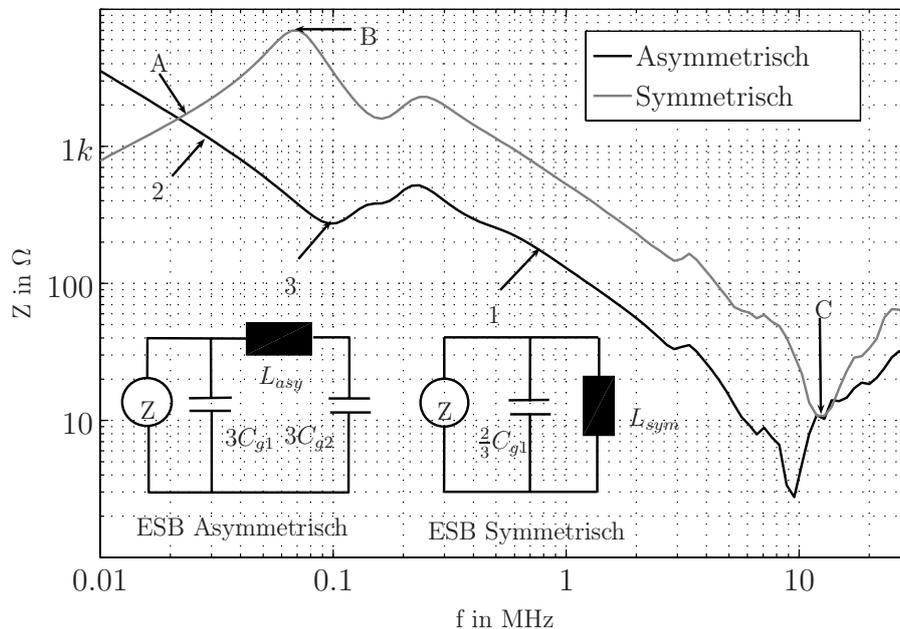


Abbildung 4.9: Gemessene Impedanzen einer 15kW-Maschine mit Darstellung der signifikanten Impedanzpunkte A...C und 1...3 sowie Darstellung der vereinfachten Ersatzschaltbilder

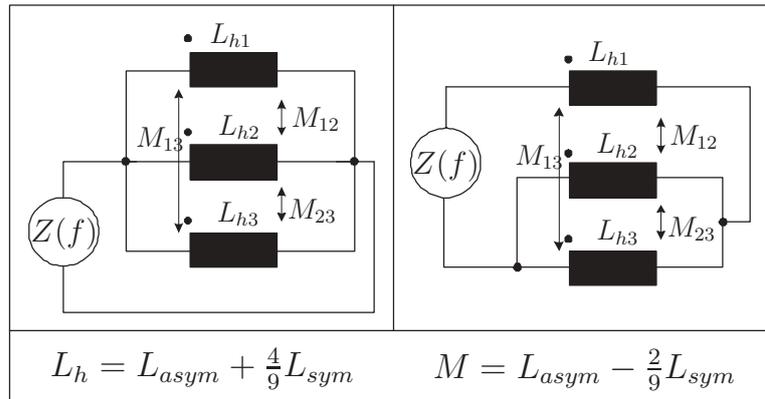
magnetische Verkopplung zwischen diesen Induktivitäten ist hier nicht dargestellt. Der Einfluss der Messleitungen und motorinternen Anschlusskabel wird durch  $L_{zu}$  repräsentiert.

Zur Parametrisierung des Modells werden signifikante Punkte der gemessenen Impedanz ausgewertet. Das sind die Frequenzbereiche, in denen kapazitives bzw. induktives Verhalten deutlich dominiert sowie an Resonanzstellen. Hier kann der Impedanzverlauf Parametern im Modell klar zugeordnet werden. Abbildung 4.9 stellt die zur Modellparametrisierung notwendigen Impedanzpunkte dar. Auch sind die zusammengefassten Ersatzschaltbilder für den symmetrischen und asymmetrischen Fall dargestellt, wobei in den ersten Parametrisierungsschritten die Verluste noch unberücksichtigt bleiben.

Zunächst wird die asymmetrische Messung und das zugehörige vereinfachte Ersatzschaltbild aus Abb. 4.9 betrachtet: Im oberen Frequenzbereich (Bereich 1) besitzt die asymmetrische Induktivität eine hohe Impedanz. Deshalb ist nur  $C_{g1}$  wirksam. Im unteren Frequenzbereich sind  $C_{g1}$  und  $C_{g2}$  parallel wirksam. Die asymmetrische Induktivität kann hingegen nicht direkt abgelesen werden. An Punkt 3 bildet sie aber zusammen mit  $C_{g2}$  eine Reihenresonanz die durch  $R_{g2}$  gedämpft wird. Aus der symmetrischen Impedanz wird anhand des vereinfachten Ersatzschaltbildes in Abb. 4.9 die symmetrisch wirksame Induktivität bestimmt. Aufgrund des Skin效ektes im Eisenkern des Motors ist sie nichtlinear und verringert sich mit der Frequenz. Sie ist im Bereich A abzulesen. Ein Punkt im Bereich zwischen 20kHz bis 40kHz vor der Resonanz im Punkt B hat sich hierzu als geeignet erwiesen. In einem zweiten Schritt muss das gesamte dreiphasige symmetrische Ersatzschaltbild herangezogen werden. Damit ist es möglich, in der Resonanzstelle B einen Wert für  $R_v$  zu bestimmen, da in diesem Frequenzbereich

aus asymmetrischer Messung	aus symmetrischer Messung
$C_{g1} = \frac{1}{3}C_{[1]}$	$R_v \approx \frac{2}{3}Z_{[B]}$
$C_{g2} = \frac{1}{3}C_{[2]} - C_{g1}$	$R_{g1} = \frac{2}{3}Z_{[C]}$
$R_{g2} \approx \frac{1}{3} \cdot Z_{[3]}$	$L_{zu} = \frac{3}{16\pi^2 C_{g1} f_{[C]}^2}$
$L_{asym} = \frac{1}{12\pi^2 \cdot C_{g2} \cdot f_{[3]}^2}$	$L_{sym} = \frac{Z_{[A]}}{2\pi \cdot f_{[A]}}$

Tabelle 4.2: Berechnung der Modellparameter der Asynchronmaschine

Abbildung 4.10: Ersatzschaltbilder zur Bestimmung von  $L_h$  und  $M$ 

die Pfade über die Kondensatoren  $C_g$  nicht wirksam sind. Weiterhin kann an der Resonanzstelle C der Wert für  $L_{zu}$  bestimmt werden. Auch kann in diesem Frequenzbereich davon ausgegangen werden, dass die Impedanz der Induktivitäten sehr hoch ist und somit nur der Pfad über  $C_{g1}$  wirksam ist. Damit lassen sich  $R_v$ ,  $L_{zu}$  sowie  $R_{g1}$  bestimmen. Tabelle 4.2 fasst die Formeln zur Bestimmung der Bauteilwerte zusammen.

Zum Abschluss müssen noch die Werte für die Hauptinduktivität  $L_h$  und die Gegeninduktivität  $M$  aus den Werten von  $L_{asym}$  und  $L_{sym}$  berechnet werden. Da beide voneinander unabhängig bestimmt wurden, kann ein Gleichungssystem aufgestellt werden. Dazu werden die Ersatzschaltungen aus Abb. 4.10 verwendet, die die Verkopplung der Induktivitäten im symmetrischen und asymmetrischen Fall darstellen. Stellt man hierfür die Maschengleichungen auf, setzt sie ineinander ein und stellt sie entsprechend um, dann ergeben sich die Werte für  $L_h$  und  $M$  wie in den Formeln in Abb. 4.10 dargestellt. Da die symmetrische Induktivität bei Asynchronmaschinen wesentlich größer ist als die asymmetrische ist  $M$  negativ. Damit sind alle Parameter des Motors bestimmt.

Generell zeigt das Modell die größte Ungenauigkeit im symmetrischen Fall. Hier wird die Reihenresonanz direkt nach dem globalem Maximum nicht berücksichtigt. Die Abweichung betrifft ein recht schmales Frequenzband und ist von Motor zu Motor unterschiedlich in ihrer Ausprägung. Die asymmetrische Impedanz wird nahezu exakt nachgebildet. Einzig die Dämpfung der Parallelresonanz ist etwas zu gering. Dies steht im Zusammenhang mit der nicht nachgebildeten Resonanz der

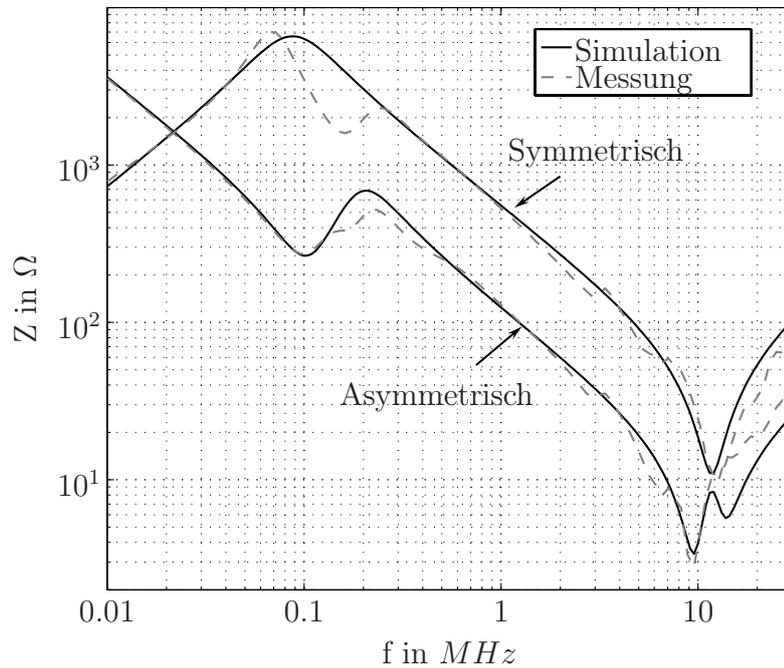


Abbildung 4.11: Simulation vs. Messung am Beispiel einer 15kW-Maschine

symmetrischen Impedanz. Die geringen Abweichungen im Frequenzbereich über 1MHz beeinträchtigen die Ergebnisse nicht, da sie nur noch zu einem geringen Teil die Motoreigenschaften widerspiegeln.

Die vorgestellte Parametrisierung ist anhand mehrerer Maschinen von 350W bis 45kW verifiziert [62]. Tabelle 4.3 stellt dazu die Modellparameter der untersuchten Maschinen zusammen.

Tabelle 4.3: Modellparameter verschiedener Motoren

Leistung	370W	750W	1.5kW(1)	1.5kW(2)	2.2kW	4kW	7.5kW	7.6kW	15kW	45kW
Polzahl	4	4	4	2	4	4	2	2	2	2
$L_{asy}[mH]$	14.2	8.6	2.3	10.3	6.6	0.96	1.7	1.1	0.85	0.72
$L_{sy}[mH]$	133.6	62.4	28	83	83.6	15.1	11.2	11.2	12.9	3.36
$C_{g1}[nF]$	0.14	0.24	0.16	0.3	0.3	0.27	0.5	1.27	0.41	1.28
$C_{g2}[nF]$	0.23	0.32	0.47	0.83	0.84	0.87	1.15	2.66	1.08	2.7
$R_{g1}[\Omega]$	20	5	13	13.9	14	9	10	16	7	8
$R_{g2}[\Omega]$	800	0	880	920	920	500	190	647	340	710
$R_v[k\Omega]$	31	19	17	20	20	7	4	4.1	4.4	4
$M[mH]$	14.75	5.3	4	3.4	11.9	2.45	0.8	1.75	2	0.05
$L_{str}[mH]$	55	31	10.8	10	32	5.2	5.85	3.9	4.6	2.2
$L_{zu}[nH]$	42	52	100	80	120	44	100	207	280	260

Im Leistungsbereich bis 500kW werden **Motorkabel** in Abhängigkeit der Stör-emissionsanforderungen der Umgebung geschirmt oder ungeschirmt ausgeführt. Dreiphasige Antriebe werden dabei in der Regel nur mit drei Leitern, ohne den Nullleiter, angeschlossen. Oft wird aber ein PE-Leiter mitgeführt, um einen festen

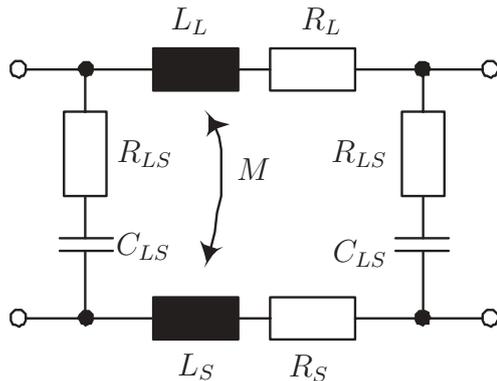


Abb. 4.12: Ersatzschaltbild eines geschirmten Kabels mit einer Ader

Erdbezug zu garantieren. Kabel mit weiteren Adern für Geber- und Steuersignale sollen hier nicht betrachtet werden, da in Anlagen mit hohem Störpotenzial diese Signalleitungen von den Leistungskabeln getrennt zu verlegen sind. Ausgehend von einem geschirmten dreiadrigen Kabel wird die Modellierung vorgestellt. Zunächst wird nur eine Ader eines geschirmten Kabels betrachtet. Sowohl die Ader als auch der Schirm können somit durch eine Induktivität und einen Wi-

derstand in Reihe nachgebildet werden. Weiterhin sind beide Leiter durch eine verlustbehaftete Kapazität über die Isolation verkoppelt. Da die Impedanz von Kabeln unabhängig von der Stromrichtung ist, wird das Modell auf ein PI-Leitungselement erweitert und entspricht nun dem aus Abb. 4.12. Dieses Ersatzschaltbild kann eine Reihen- und eine Parallelresonanz nachbilden. Weitere aus der Leitungstheorie bekannte Resonanzstellen werden zu Gunsten der Simulationszeit nicht berücksichtigt. Prinzipiell können sie aber durch Anfügen weiterer Leitungselemente erfasst werden. Wird diese einadrige Betrachtung auf eine dreiadrige erweitert, sind besonders die kapazitive Verkopplung zwischen dem Schirm und den Leitern als auch den Leitern untereinander sowie die magnetische Verkopplung der einzelnen Leiter zu betrachten. Abb. 4.13 stellt den Querschnitt eines dreiadrigen geschirmten Kabels mit den resultierenden kapazitiven Verkopplungen dar. Da sowohl der Leiterabstand als auch die Leiteroberfläche einen Einfluss haben, ist im dreiadrigen Fall zwischen zwei Kapazitäten zu unterscheiden<sup>4</sup>.  $C_{LS}$  stellt die Kapazität zwischen den Leitern und dem Schirm dar und  $C_{LL}$  die

<sup>4</sup>Im vieradrigen Fall ist zwischen der höheren Kapazität benachbarter Leiter  $C_{LL}$  und der diagonal entfernter Leiter  $C_{LL2}$  zu unterscheiden.

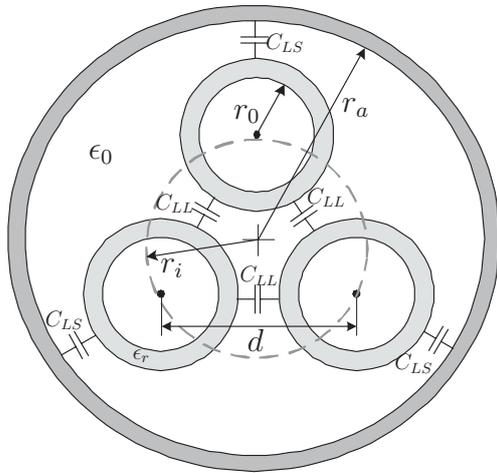


Abb. 4.13: Querschnitt eines geschirmten dreiadrigen Kabels mit Kapazitäten und Maßangaben

zwischen zwei Leitern. Vorausgesetzt wird, dass der Abstand aller drei Leiter gleich und konstant ist. Betrachtet man den Modellierungsaufwand nur eines Leitungselementes und bezieht diesen auf alle drei Adern mit den entsprechenden kapazitiven und magnetischen Verkopplung, wird schnell ersichtlich, warum in den weiteren Betrachtungen nur ein Leitungselement verwendet wird. Die Kabelmodellparameter können mit hinreichender Genauigkeit anhand der Formeln aus Tabelle 4.4 und der geometrischen Abmessungen aus Abb. 4.13 bestimmt werden [63]. Der Radius  $r_0$  ist der Radius, der sich aus dem Kupferquerschnitt ergibt. Im Falle von Litzen muss für die Berechnung der Induktivitäten und Kapazitäten ein Aderradius gemessen werden, der der tatsächlichen räumlichen Ausdehnung der Ader entspricht. Der Radius des Kreises auf dem sich die Adermittelpunkte befinden ist mit  $r_i$  bezeichnet, der Schirminnenradius mit  $r_a$ . Der Widerstand der Adern ergibt sich direkt aus dem spezifischen Widerstand von Kupfer, der Länge und dem Kupferquerschnitt der Leitung zu  $R_{cu} = \rho_{cu} \frac{\text{Länge}}{\text{Fläche}}$ . Der Widerstandsbelag des Schirmes ist dem Kabeldatenblatt zu entnehmen. Für die formelmäßige Behandlung der Kapazitätsbeläge werden die bezogenen Größen  $f = \frac{r_i}{r_0}$  und  $g = \frac{r_a}{r_i}$  und die Abkürzung  $k = 2\pi \varepsilon_{eff}$  eingeführt. Bei der Induktivitätsberechnung ist zwischen Schirm- und Aderinduktivität zu unterscheiden, indem  $r = r_a$  bzw.  $r = r_0$  zur Berechnung herangezogen wird. Die Gegeninduktivität zwischen Adern und Schirm ist gleich der Eigeninduktivität des Schirmes, da das Feld des Schirmstromes von den Feldern der innen liegenden Adern vollständig umfasst wird. Die dielektrischen Verluste sind frequenzabhängig und können mit Hilfe des Verlustwinkels wie folgt angenähert werden:  $R_{LS} = R_{LL} = \frac{\tan\delta}{2\pi fC}$ . Für die folgenden Betrachtungen im Zeitbereich ist es aber zulässig, die Frequenzabhängigkeit der Verluste zu vernachlässigen und von einem konstanten Verlustwinkel von  $2^\circ$  auszugehen. Der Übergang zu einem ungeschirmten Kabel erfolgt durch

	2-adrig	3-adrig	4-adrig
$C'_{LS}$	$\frac{k}{\ln(\frac{1}{2}g^2f(1-\frac{1}{g^4}))}$	$\frac{k}{\ln(\frac{g^3f}{3}(1-\frac{1}{g^6}))}$	$\frac{k}{\ln(\frac{g^4f}{4}(1-\frac{1}{g^8}))}$
$C'_{LL}$	$\frac{k \cdot \ln(\frac{g}{2}(1+\frac{1}{g^2}))}{\ln(\frac{fg^2}{2}-\frac{f}{2g^2}) \cdot \ln(2f\frac{g^2-1}{g^2+1})}$	$\frac{0.5k \cdot \ln(\frac{g}{3}(1+\frac{1}{g^2}+\frac{1}{g^4}))}{\ln(\frac{fg^3}{3}-\frac{f}{g^3}) \cdot \ln(\frac{3fg(g^2-1)}{1+g^2+g^4})}$	$\frac{0.5k \cdot \ln(\frac{g}{2}(1+\frac{1}{g^4}))}{(\ln(\frac{fg^2}{2}-\frac{f}{2g^2}))^2 - (\ln(\frac{g^2}{2}+\frac{1}{2g^2}))^2}$
ungeschirmt			
$C'_{LL}$	$k \cdot \frac{1}{2\ln(2f)}$	$k \cdot \frac{1}{3\ln(\sqrt{3}f)}$	$k \cdot \frac{1}{4\ln(f)}$
im 4-adrigen Fall zusätzlich			
$C'_{LL2}$	$k \cdot \frac{\ln(\frac{g}{2}(1+\frac{1}{g^2})) \cdot \ln(\frac{fg^2}{2}(1-\frac{1}{g^4})) - 2\ln(\frac{g}{\sqrt{2}}\sqrt{1+\frac{1}{g^4}})}{\ln(2f\frac{g^2-1}{g^2+1})[(\ln(\frac{fg^2}{2}-\frac{f}{2g^2}))^2 - (\ln(\frac{g^2}{2}+\frac{1}{2g^2}))^2]}$		
ungeschirmt			
$C'_{LL2}$	$k \cdot \frac{\ln(\frac{f}{2})}{4\ln(2f) \cdot \ln(f)}$		
Induktivitätsbeläge			
$L$	$L = \frac{\mu_0 l}{2\pi} \cdot \ln\left(\frac{l}{r} + \sqrt{\left(\frac{l}{r}\right)^2 + 1}\right) + \frac{r}{l} - \sqrt{\left(\frac{r}{l}\right)^2 + 1}$		
$M$	$M = \frac{\mu_0 l}{2\pi} \cdot \ln\left(\frac{l}{d} + \sqrt{\left(\frac{l}{d}\right)^2 + 1}\right) + \frac{d}{l} - \sqrt{\left(\frac{d}{l}\right)^2 + 1}$		

Tabelle 4.4: Berechnung der Modellparameter geschirmter und ungeschirmter Kabel bezogen auf 1m Kabellänge

eine Grenzwertbetrachtung des entsprechenden geschirmten Kabels mit  $r_a \rightarrow \infty$ .

Der prinzipielle Messaufbau zur Verifizierung folgt dem der Maschinen aus Abb. 4.7. Zusätzlich wird noch zwischen Leerlauf- und Kurzschlussfall bezüglich des Kabelendes unterschieden. Bei der asymmetrischen Messung sind die Innenleiter parallel geschaltet und der Schirm bildet den Rückleiter. Bei der symmetrischen Messung bleibt der Schirm unberücksichtigt und der Hin- und Rückleiter wird zwischen den Kabeladern gleichmäßig aufgeteilt. Abbildung 4.14 stellt die Simulationsergebnisse für ein kurzes dreiadriges PVC-Kabel dar. Im interessierenden Frequenzbereich bis zu einigen MHz ist die Nachbildung ausreichend genau. Aufgrund der getroffenen Vereinfachungen, besonders bezüglich der Verluste, sind Abweichungen an den Resonanzstellen zu verzeichnen. Diese Resonanzstellen verlagern sich mit steigender Kabellänge zu geringeren Frequenzen hin. Bei dem hier betrachteten dreiadrigen Kabel erreicht die erste Resonanzfrequenz bei ca. 20m Kabellänge den Bereich unterhalb 5MHz. Dieser Wert kann hier als Gültigkeitsgrenze des Modells bezeichnet werden, da darüberliegende Re-

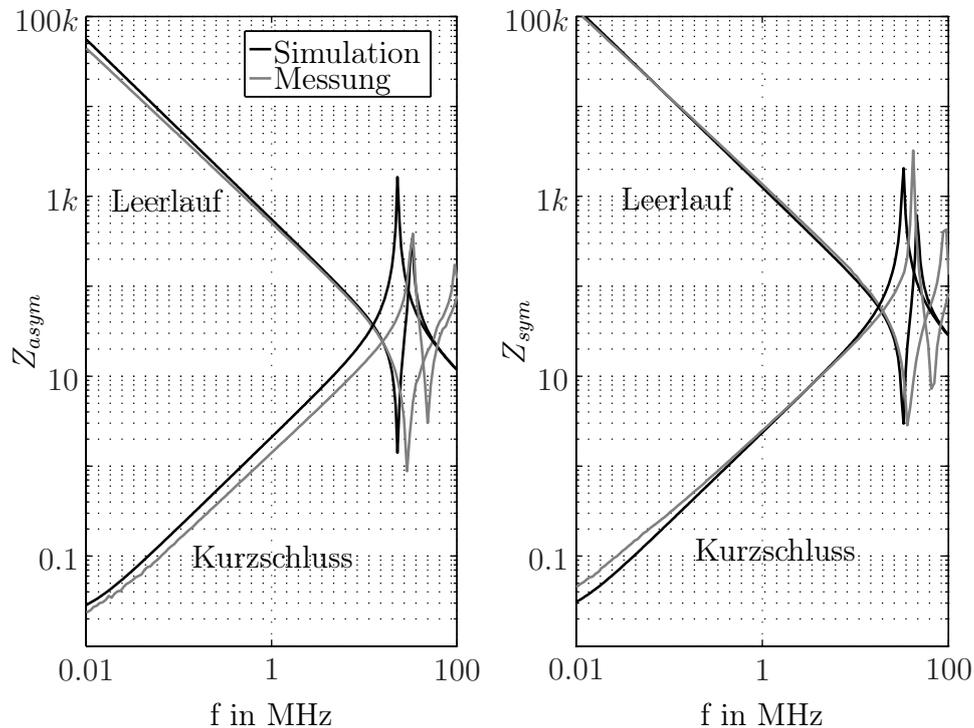


Abbildung 4.14: Simulation vs. Messung am Beispiel eines dreiadrigen PVC-Kabels mit Schirm und 1m Länge

sonanzen nicht berücksichtigt werden.

Die hier beschriebene Vorgehensweise bei der Modellierung anhand geometrischer Eingangsdaten unterscheidet sich grundlegend von der der Maschine. Physikalische Modelle komplexer Baugruppen sind i.d.R. etwas ungenauer, dafür aber systematischer zu parametrisieren.

In der **Zusammenfassung** kann aus den Betrachtungen zum Koppelpfad eine Abschätzung der wirksamen Kapazität des asymmetrischen Störpfades erfolgen. Je größer diese Kapazität ausfällt, desto höhere Störpegel sind grundsätzlich zu erwarten. Um eine Worst-Case-Abschätzung der wirksamen Kapazität des Koppelpfades vornehmen zu können, ist daher ihr Maximalwert zu bestimmen. Bezogen auf die Maschine bestimmt sich dieser nach:  $C_k = 3 \cdot (C_{g1} + C_{g2})$ . Die entsprechende Kabelkapazität kann für ein geschirmtes Kabel mit  $C_k = 6 \cdot C_{LS}$  abgeschätzt werden. Die Auswertung der Tabelle 4.3 für die Maschinen und der Tabelle 4.4 für die Kabel ermöglicht eine Darstellung der zu erwartenden wirksamen Kapazitäten des asymmetrischen Koppelpfades. Die Ergebnisse sind in Ab-

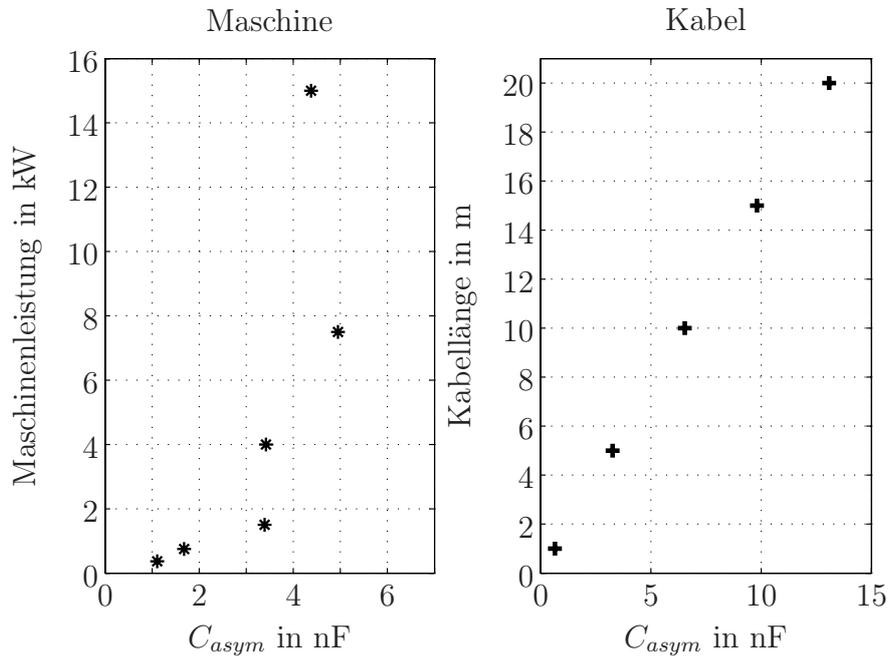


Abbildung 4.15: Asymmetrische Koppelpfadkapazitäten im unteren Frequenzbereich für ein dreiadriges geschirmtes Kabel und die untersuchten Maschinen

Abbildung 4.15 im Verhältnis zur Kabellänge bzw. Maschinenleistung dargestellt. Die Kabelkapazität wurde anhand der entsprechenden Formel für ein dreiadriges geschirmtes Kabel ermittelt. Da beide Kapazitäten parallel im asymmetrischen Pfad liegen, addieren sie sich. Trotzdem bleibt die Gesamtkapazität im einstelligen  $nF$ -Bereich und steigt mit der Kabellänge und der Baugröße der Maschine.

### 4.3 Modellierung des aktiven Filters

Die Untersuchungen in Abschnitt 3.3.2 haben gezeigt, dass die Aufschaltung der Störspannung besonders geeignet scheint, asymmetrische Störungen zu reduzieren. Daher steht diese aktive Filtertopologie im Fokus der weiteren Betrachtungen.

Grundsätzlich handelt es sich bei dieser, auch als Gegenspannungseinkoppler bezeichneten Topologie, um die bereits in Abschnitt 3.3.1 und 3.3.3.1 vorgestellte Störgrößenaufschaltung. Die Spannungsquelle in Reihe des Pfades wird im

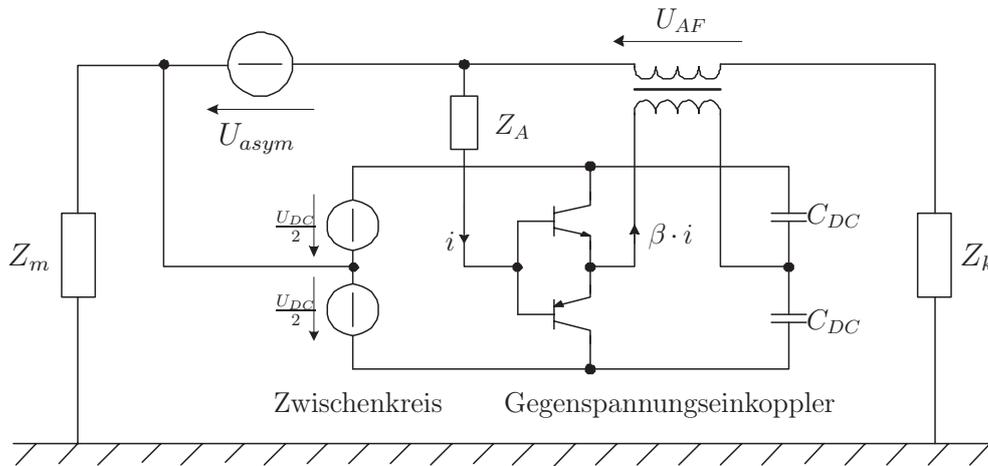


Abbildung 4.16: Aufbau des Gegenspannungseinkopplers in einphasiger Darstellung

Wesentlichen durch eine transformatorische Einkopplung realisiert. Ein Verstärker prägt die Kompensationsspannung über der Wicklung ein. Die Messung der asymmetrischen Störspannung erfolgt über einen Sternpunkt zum Mittelpunkt des Zwischenkreises. In Abbildung 4.16 ist der einphasige Störstromkreis um den prinzipiellen Aufbau dieses aktiven Filtertyps erweitert. Zusätzlich ist für die Funktion des aktiven Filters eine Spannungsversorgung zu berücksichtigen. Aktive Filter können in die Baugruppen Messeinrichtung, Verstärker, Einkopplung und Spannungsversorgung zerlegt werden. Diese bestehen im Wesentlichen aus passiven Bauteilen und wenigen aktiven Bauteilen. Die Modellierung bzw. Parametrisierung der passiven Bauteile folgt den Ausführungen in Abschnitt 4.1, wohingegen aktive Bauteile an dieser Stelle nicht parametrisiert werden sollen. Es wird auf entsprechende Modelle der Halbleiterhersteller zurückgegriffen.

### 4.3.1 Modellierung der Messeinrichtung

Die Messeinrichtung erfasst in dreiphasigen Systemem die asymmetrische Störspannung, wie in Abb. 4.6 dargestellt, von der virtuellen Mitte der Umrichter-ausgangsspannung zur virtuellen Mitte des Zwischenkreises. Dies ist prinzipiell durch Kapazitäten, aber auch durch Widerstände möglich. Die Modelle für beide Bauteile wurden in Abschnitt 4.1 bereits eingeführt.

Die Auskopplung aus einem Dreileitersystem kann besonders einfach durch einen

Sternpunkt, der aus drei gleichartigen Impedanzen gebildet wird, erfolgen. Aufgrund der heute üblichen automatisierten Fertigungsverfahren kann davon ausgegangen werden, dass sich Bauteile eines Typs vom selben Hersteller auch elektrisch gleich verhalten. Dies gilt insbesondere im betrachteten Frequenzbereich. Daher kann die bei der einphasigen Betrachtung herangezogene Auskoppelimpedanz  $Z_A$  als Parallelschaltung dreier gleicher Impedanzen  $Z_R$  bzw.  $Z_C$  betrachtet werden. Zwischen beiden besteht dann der Zusammenhang:

$$Z_A = \frac{1}{3}Z_{R,C}$$

Im Zwischenkreis bilden die Kondensatoren  $Z_{DC}$  den virtuellen Mittelpunkt. Beide können durch das beschriebene Modell des Kondensators nachgebildet werden. Grundsätzlich finden sowohl für  $Z_A$  als auch  $Z_{DC}$  Keramik- oder aber Folienkondensatoren Verwendung. Nur diese Kondensatortypen sind für den Einsatz oberhalb 10kHz bei entsprechender Spannungsfestigkeit geeignet.

### 4.3.2 Modellierung des Verstärkers und seiner Spannungsversorgung

Die Funktion von Leistungsverstärkern wird im Wesentlichen durch Transistoren realisiert. Deren Modelle werden in der Folge für die Simulation benötigt. Dabei ist eine Ausführung in MosFet- oder Bipolartechnik möglich. Sind zusätzliche passive Bauteile zu berücksichtigen, kann auf die bereits vorgestellten Modelle aus Abschnitt 4.1 zurückgegriffen werden.

Simulatoren wie Simplorer<sup>5</sup> haben heute eine große Zahl von vorparametrisierten Halbleitern in Bibliotheken hinterlegt. Die grundlegenden Modelle haben ihre Aussagekraft seit vielen Jahren bewiesen und ihre Parametrisierung ist anhand physikalischer Bauteilkenngrößen möglich [24]. Eine korrekte Parametrisierung vorausgesetzt, ermöglichen diese schnell und zielführend Simulationsergebnisse zu generieren. Die vielfältigen Problemstellungen, die mit der Parametrisierung von Halbleitern aber dennoch einhergehen, sollen in der vorliegenden Arbeit nicht thematisiert werden. Daher wird auf die von vielen Halbleiterherstellern angebotenen Modelle zurückgegriffen. Es ist aber zu fordern, dass auch nichtideale

<sup>5</sup>Schaltungssimulator der Firma Ansoft

Effekte berücksichtigt werden und somit auch eine Aussagekraft im oberen Frequenzbereich besteht.

Zweckmäßig ist die Spannungsversorgung des Verstärkers aus einer umrichterinternen Gleichspannungsquelle. Dadurch kann der Einfluss der Leitungslänge zwischen Quelle und Verstärker vernachlässigt werden und bedarf somit auch keiner weiteren Modellierung. Andernfalls kann auf das Kabelmodell aus Abschnitt 4.2.3 in der zweiadrigen Form zurückgegriffen werden.

Neben den in aller Regel vorhandenen Hilfsspannungsquellen ist zur Spannungsversorgung der Zwischenkreis besonders geeignet, da sein Gleichspannungspegel dem Spannungshub der asymmetrischen Störspannung entspricht und so eine Spannungsverstärkung im Gegenspannungseinkoppler entfallen kann. Es ist zu prüfen, ob die Zwischenkreiskondensatoren unter Last als ideale Spannungsquellen angesehen werden können. Ist dies der Fall, kann in der Simulation eine ideale Spannungsquelle herangezogen werden. Andernfalls kann als Näherung der Gesamt-ESR der Zwischenkreiskondensatoren als Innenwiderstand der Quelle berücksichtigt werden.

### 4.3.3 Modellierung der Einkopplung

Mit Hilfe der Einkopplung wird die gemessene und leistungsverstärkte asymmetrische Spannung galvanisch getrennt in Reihe des Störpfades eingekoppelt. Der dazu benötigte Übertrager besteht aus vier Wicklungen. Die drei Umrichter Ausgangsspannungen werden jeweils an eine Wicklung angeschlossen und bilden eine stromkompensierte Drossel, die den Zugriff auf den asymmetrischen Pfad bietet. Mittels einer Zusatzwicklung kann nun eine rein asymmetrisch wirksame Kompensationsspannung eingekoppelt werden. Um eine sehr hohe Kopplung zu erreichen ist ein kerngebundener Übertrager notwendig.

Bei der Modellierung wird davon ausgegangen, dass es sich bei diesem Übertrager um ein lineares Netzwerk handelt, d.h. Sättigungseffekte des Kernmaterials ausgeschlossen werden können. Dies muss durch die spätere Auslegung des Kernes sowie der Windungszahl sichergestellt sein.

Grundsätzlich können die 2-Leiter-Betrachtungen zu verkoppelten Induktivitäten

auf ein 4-Leiter-System erweitert werden. Die Parametrisierung erfolgt analog den Betrachtungen aus Abschnitt 4.1. Dazu sind die Leerlauf- und Kurzschlussmessung für jede Wicklung zu wiederholen und die Ersatzbauteilwerte, wie dargestellt, zu berechnen. Es wird schnell ersichtlich, dass die Zahl der zu betrachtenden Parameter erheblich steigt und damit auch der Modellierungsaufwand. Daher sind in der vorliegenden Arbeit einige Vereinfachungen zweckmäßig, die die Betrachtungen aus Abschnitt 3.3.4 nahelegen<sup>6</sup>.

1. Ziel wird es sein, einen Übertrager mit maximaler Verkopplung einzusetzen. Eine sehr geringe Streuinduktivität ist mit Ringkernübertragern zu realisieren, da zum einen keine extremen Krümmungen auftreten, die den Austritt der Feldlinien aus dem Kern begünstigen und zum anderen das gesamte Kernmaterial mit Kupfer bewickelt werden kann. Daher stehen sie hier im Fokus der Arbeit.
2. Erhebliche Vereinfachungen sind auch möglich, wenn von gleichen Windungsverhältnissen und einem symmetrischen Aufbau ausgegangen werden kann. In dem untersuchten Aufbau nach Abb. 4.16 ist keine zusätzliche Spannungsverstärkung notwendig und damit auch keine Spannungsübersetzung des Übertragers.

<sup>6</sup>die aber zum Teil erst im Abschnitt 5.1 im Detail belegt werden

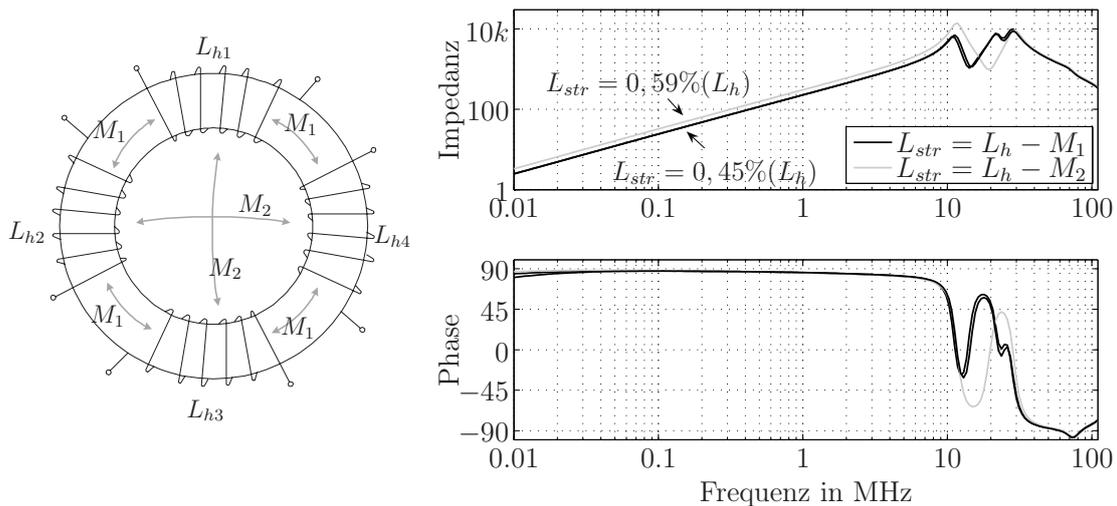


Abbildung 4.17: Schematische Darstellung eines Übertragers und Impedanzen benachbarter und gegenüberliegender Wicklungen bei Kurzschlussmessung Ringkern VAC Vitroperm R39, 4x20 Windungen, einlagig

Unter Berücksichtigung dieser beiden Randbedingungen kann die Modellierung erheblich vereinfacht werden, da die elektrischen Eigenschaften der einzelnen Wicklungen in hinreichender Weise als gleich anzunehmen sind. Für die parasitären Kapazitäten bedeutet dies zunächst, dass sowohl die Wicklungskapazitäten als auch die kapazitive Verkopplung der Wicklungen untereinander über den Kern gleich sind. Einzig unterschiedliche Streuinduktivitäten sind weiterhin zu berücksichtigen. Wie Abb. 4.17 deutlich macht, sind benachbarte Wicklungen stärker verkopplert als gegenüberliegende. Soll dieser Effekt vom Modell erfasst werden, ist die Impedanz bei Kurzschluss einer benachbarten sowie der gegenüberliegenden Wicklung zu messen. Wie die Abbildung aber auch deutlich macht, ist dieser Einfluss in aller Regel gering und kann daher zunächst vernachlässigt werden. Erst wenn in der Simulation Abweichungen hierauf zurückzuführen sind, lohnt die Berücksichtigung. Im dargestellten Fall einer  $8,8mH$ -Ringkerninduktivität steigt die Streuinduktivität gerade um  $0,14\%$ . Mit Hilfe dieser Vereinfachungen kann der Übertrager anhand nur zweier Messungen, im Kurzschluss- und Leerlauf einer Wicklung, parametrisiert werden.



# 5 Systemauslegung und experimentelle Verifikation

Die bezüglich Filterwirkung und Bauteilaufwand angepasste Auslegung eines aktiven Filters unter Berücksichtigung der gegebenen physikalischen Randbedingungen stellt die Zielstellung dieses Kapitels dar. Im Fokus der weiteren Untersuchungen liegt dazu der Gegenspannungseinkoppler, der sich bei den Betrachtungen zu den aktiven Filtertopologien des Abschnittes 3.3.2 als besonders geeignet zeigte. Seine Funktionsweise und prinzipieller Aufbau wurde in den beiden vorangegangenen Kapiteln schon dargestellt und beschrieben. Die messtechnisch quantifizierte Filterwirkung innerhalb eines Antriebssystems und der Vergleich zu einem äquivalenten passiven Filter geben Aufschluss über die Marktchancen gegenüber diesen etablierten Filtern.

Den bekannten Realisierungen [1–5] liegt zum Zwecke der Auslegung weitestgehend ein „Trial-and-Error“ Prozess zugrunde. Eine Ausnahme stellt hier die Arbeit von Heldwein dar, die für eine Regelkreisstruktur mit Hilfe der Modellierung einen bezüglich der Stabilität und Bandbreite optimierten Lösungsansatz vorstellt [6]. Auf die betrachtete Störgrößenaufschaltung können diese Erkenntnisse der Regelkreisstruktur aber nicht übertragen werden. Unter Berücksichtigung der durch die Filterumgebung gegebenen Randbedingungen und mit Hilfe der vorgestellten Modelle der Umgebungs- und Filterbaugruppen kann eine angepasste Filterauslegung erfolgen.

Am Beispiel eines 1,5kW-Antriebssystems wird mit Hilfe eines iterativen Entwurfsprozesses, der sich aus Schaltungssimulation und nachfolgendem praktischen Versuch bzw. Validierung der Simulationsergebnisse zusammensetzt, das System

aktiver EMV-Filter und sein Verhalten im Antriebssystem untersucht. Simulative Untersuchungen der Filterwirkung im gesamten Antriebssystem erfolgen dabei im Zeitbereich, wohingegen Untersuchungen einzelner Baugruppen auch im Frequenzbereich durchgeführt werden. Die messtechnische Auswertung der Filterwirkung erfolgt normgerecht im Frequenzbereich.

## 5.1 Auslegung des Gegenspannungseinkopplers

Die in den letzten Kapiteln schon angeführten zu realisierenden Filtereigenschaften sollen an dieser Stelle zusammenfassend dargestellt werden:

- $V_{uu}$  von eins über einen Frequenzbereich von  $10kHz < f < 1MHz$
- Zuverlässigkeit bei geringen Kosten
- Volumenoptimierung

Obwohl die betriebswirtschaftlichen Eigenschaften nicht vernachlässigt werden sollen, stehen doch die elektrischen Eigenschaften im Vordergrund der Betrachtungen. Dazu zählt zunächst die Filterwirkung, aber auch die Zuverlässigkeit ist zu berücksichtigen. Zu diesem Zwecke werden, analog der Vorgehensweise zur Modellierung in Abschnitt 4.3, nach einführenden grundlegenden Betrachtungen die einzelnen Baugruppen des Gegenspannungseinkopplers im Zeitbereich als auch Frequenzbereich angepasst ausgelegt.

Ziel der Betrachtungen im Zeitbereich ist es zum einen, alle Bauteile innerhalb ihrer spezifizierten Betriebsparameter zu betreiben und damit die Zuverlässigkeit zu gewährleisten. Zum anderen handelt es sich bei einem aktiven Filter um ein analoges System, dessen Übertragungsverhalten weitestgehend linear sein soll. Auch zu diesem Zwecke sind Betrachtungen im Zeitbereich anzustellen. Kann die Linearität angenommen werden, sind auch Betrachtungen im Frequenzbereich möglich. Mit deren Hilfe kann untersucht werden, inwieweit gezielter Einfluss auf das Übertragungsverhalten bzw. die Bandbreite des Filters genommen werden kann, insbesondere indem die parasitären Elemente passiver Bauteile beeinflusst werden.

## 5.1.1 Betrachtungen zur Auslegung der Baugruppen

### 5.1.1.1 Zeitbereich

Zum Funktionsprinzip der **Messeinrichtung** sei einleitend auf die Abschnitte 2.2.1.2 und 4.3.1 verwiesen. Der Sternpunkt kann aus einem Kondensator- oder Widerstandsnetzwerk gebildet werden. Kommen Kondensatoren zum Einsatz, ist in erster Linie eine entsprechend hohe Spannungsfestigkeit von über 600V zu gewährleisten. Bei Widerständen hingegen ist aufgrund des kontinuierlichen Querstroms und der hohen Spannungseffektivwerte die maximale Verlustleistung zu beachten. Daher kommen nur hochohmige Leistungswiderstände in Frage. Allerdings sind hierzu die noch folgenden Betrachtungen des Abschnittes 5.1.2 im Frequenzbereich wichtiger.

Der **Verstärker** soll im Gegenspannungseinkoppler eine Spannungsverstärkung von eins aufweisen. Diese Funktion kann mit unterschiedlichem Übertragungsverhalten und auch Bauteil Aufwand realisiert werden. Aus dem analogen Bereich sind A-, B- und AB-Verstärker [64] bekannt. Um eine hohe Dämpfung zu realisieren, ist der Spannungsfall  $U_{diff} = U_e - U_a$  über dem Spannungsfolger zu betrachten. Er hat mit

$$V_u = 1 - \frac{U_{diff}}{U_e} \quad (5.1)$$

Einfluss auf die Spannungsverstärkung. Weiterhin zeigt der Spannungspegel der Eingangsspannung, der im dreiphasigen Antriebssystem bis zu ca. 300V betragen kann, einen erheblichen Einfluss.

Bei einem bipolaren Verstärker im A-Betrieb kann von einer Differenzspannung  $U_{diff} = U_{BE} < 1V$  ausgegangen werden und damit von einer Verstärkung nahe eins. Aufgrund des schlechten Wirkungsgrades kommt er aber nicht in Frage, da massive Kühlmaßnahmen vorzusehen wären.

Mit einem Verstärker im AB-Betrieb kann eine Differenzspannung von  $U_{diff} \approx 0V$  realisiert werden und damit eine Verstärkung von eins. Sie werden im Gegenspannungseinkoppler aber dennoch kaum eingesetzt, da nicht davon ausgegangen wird, dass ihre verringerte Zuverlässigkeit [4], ihr hohes Volumen, dass schon durch die Kühlmaßnahmen hervorgerufen wird, und die höheren Kosten durch den

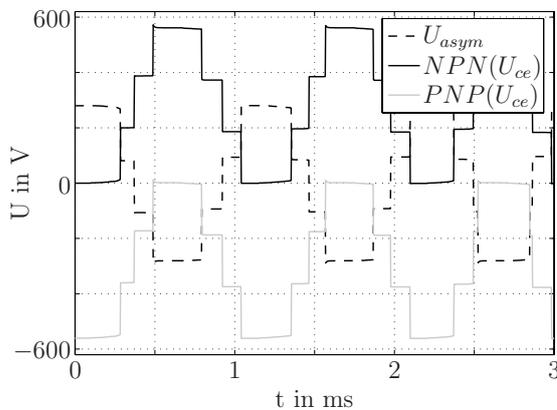


Abb. 5.1:  $U_{CE}$  simuliert bei 560V Zwischenkreisspannung und PWM

Mehraufwand an Bauteilen diesen Vorteil aufwiegen. Einen wesentlich einfacheren Aufbau zeigen Verstärker im B-Betrieb. Sie können aus nur zwei komplementären Transistoren bestehen. Damit ist eine hohe Zuverlässigkeit bei verhältnismäßig geringem Volumenbedarf und geringen Kosten realisierbar. Es fließt kein kontinuierlicher Querstrom durch die Transistoren, sodass die Kühlmaßnahmen im

Vergleich zum AB- und A-Verstärker etwas geringer ausfallen. Daher soll diesem Verstärkertyp in den weiteren Betrachtungen der Vorzug gegeben werden. Bei Verwendung bipolarer Transistoren ist eine Differenzspannung  $U_{diff} \approx |U_{BE}| < 1V$  realisierbar. Kommen hingegen MosFet's dieser Spannungsfestigkeit zum Einsatz ist mit einer Differenzspannung von  $U_{diff} \approx |U_{Th}| = 5V \dots 10V$  zu rechnen und damit auch mit einem größeren Einfluss auf  $V_{uu}$ .

Grundsätzlich ist den Verstärkern mit Gegentaktendstufe gemein, dass jeder Transistor im Sperrfall die komplette Zwischenkreisspannung aufnehmen muss. Abb 5.1 stellt dies für eine Zwischenkreisspannung von 560V dar. Daher ist eine Spannungsfestigkeit von  $U_{CE}$  bzw.  $U_{DS} \geq 560V$  gefordert. Aber besonders p-leitende Halbleiter sind damit kaum erhältlich. Trotz einiger weniger verfügbarer komplementärer Pärchen<sup>1</sup> ist und bleibt dies ein Realisierungsproblem dieses aktiven Filtertyps. Auch ist die Stromtragfähigkeit hochspannungsfester p-Halbleiter mit  $I_{Cmax} < 1A$  für Bipolartransistoren und  $I_{Dmax} < 5A$  für MosFet's vergleichbar gering und muss bei der Auslegung der Einkopplung berücksichtigt werden.

Durch die **Einkopplung** wird die gemessene und leistungsverstärkte asymmetrische Spannung galvanisch getrennt in Reihe zum Störpfad angelegt (siehe Abschnitte 4.1 bzw. 4.3.3). Soll durch die Einkopplung ein lineares Übertragungsverhalten realisiert werden, ist die kernmaterialabhängige maximale Flußdichte zu berücksichtigen. Für den Fluss gilt:  $\phi \sim L, i$ . Bei dem

<sup>1</sup>wie z.B. den 2SA1413 bzw. 2SC3632 von NEC oder IXTH10P60 bzw. IXTH30N60 von IXYS

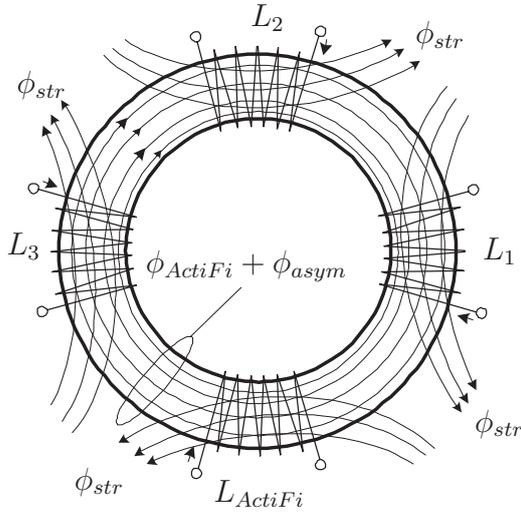


Abb. 5.2: Einzelkomponenten des magnetischen Gesamtflusses im Ringkern

beschriebenen Aufbau setzt sich der magnetische Fluß aus drei Komponenten zusammen, die in Abb. 5.2 schematisch dargestellt sind. Zum einen magnetisiert der Streufluß  $\phi_{str}$  in Zusammenhang mit dem Laststrom den Kern lokal unter den Wicklungen auf. Wird durch den Wicklungsaufbau eine geringe Streuinduktivität realisiert, kann dieser Anteil vernachlässigt werden. Zum anderen tritt auch eine Magnetisierung  $\phi_{asym}$  durch den verbleibenden asymmetrischen Störstrom auf. Im Wesentlichen magnetisiert aber das Kompensationssignal über den Strom durch die Zusatzwicklung den Kern auf. Wie aus Abb. 5.1 schon ersichtlich, ist von einer erheblichen Spannungs-Zeit-Fläche auszugehen und damit auch von einer hohen magnetischen Flußdichte. Daher muss bei dieser aktiven Filtertopologie besonderes Augenmerk auf den sättigungsfreien Betrieb der Einkopplung gelegt werden. Allgemein kann die magnetische Flussdichte  $B$  aus dem Induktionsgesetz hergeleitet werden:

$$\oint_{\partial A} E ds = -\frac{d}{dt} \int_A B dA \quad (5.2)$$

Können die Kupferverluste vernachlässigt werden und umläuft eine Windung komplett eine konstante Fläche vereinfacht sich die Gleichung zu:

$$U^{N=1} = -\frac{d}{dt} B \cdot A_{eff} \quad (5.3)$$

unter Berücksichtigung mehrerer Windungen und Anwendung des Verbraucherzählpfeilsystems folgt für die maximale magnetische Flussdichte:

$$B_{max} = \frac{\max[\int U^N dt]}{N \cdot A_{eff}} \quad (5.4)$$

Dies bedeutet, dass die größte Spannungs-Zeit-Fläche auch die höchste magnetische Flußdichte hervorruft. Die maximal zulässige Flußdichte ist stark materialabhängig und besonders hoch bei Eisenpulver- sowie nanokristallinen Eisenkernen. Hingegen besitzen Nickel-Zink und Mangan-Zink-Ferrite ein vergleichsweise

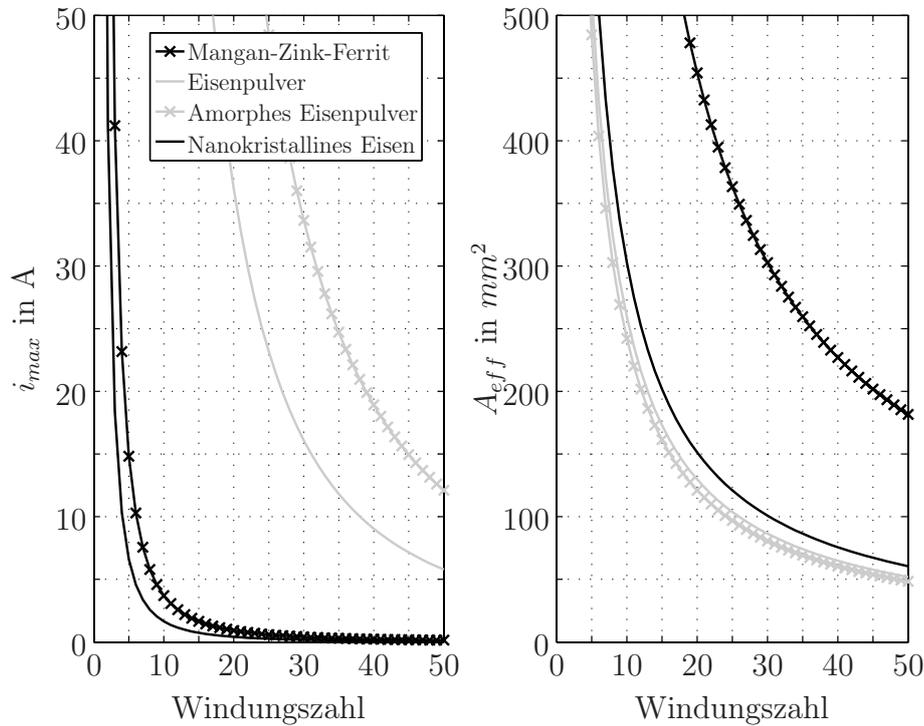


Abbildung 5.3: Maximaler Verstärkerstrom und benötigter Kernquerschnitt bei gleichem Pulsmuster und unterschiedlichen Kern-Materialien

PWM mit  $U_{ZK} = 560V$ ,  $f_{sw} = 10kHz$ ,  $f_{fund} = 50Hz$ ,  $m_a = 0,5$  Mangan-Zink:  $A_l = 9,8mH$ ,  $B_{sat} = 0,3T$ , Eisenpulver:  $A_l = 250nH$ ,  $B_{sat} = 1,4T$  Amorphes Eisenpulver:  $A_l = 120nH$ ,  $B_{sat} = 1,5T$ , Nanokristallines Eisen:  $A_l = 22mH$ ,  $B_{sat} = 1,2T$

geringes  $B_{max}$ . Auf der rechten Seite von Abb. 5.3 ist der benötigte Kernquerschnitt über der Windungszahl für mehrere Kernmaterialien nach Formel 5.4 aufgetragen. Die maximale Spannungs-Zeit-Fläche wurde mittels Simulation einer kompletten pulsweitenmodulierten Grundschwingung bestimmt. Die PWM wurde durch Sinus-Dreieck-Vergleich erzeugt. Es wird deutlich, dass nur Kerne mit hoher Sättigungsinduktion für die Einkopplung in Frage kommen. Andernfalls muss die Windungszahl erheblich ansteigen, um den Kernquerschnitt gering zu halten. Selbst mit Stapelung von Kernen wird i.d.R. der Querschnitt nicht  $400mm^2$  übersteigen können, wobei hierbei mit erheblichen Mehrkosten durch Fertigung und Materialaufwand zu rechnen ist. Daher sollte die Stapelung grundsätzlich vermieden werden.

Weiterhin ist zu beachten, dass die Zusatzwicklung durch einen Verstärker angesteuert wird. Dieser muss den Maximalwert des Magnetisierungsstromes tragen können, der über die Windungszahl und der Induktivitätskonstante  $A_l$  abhängig

von der realisierten Induktivität ist. Es gilt die Beziehung:

$$i_{max} = \frac{\max[\int U_{asym} dt]}{N^2 \cdot A_l} \quad (5.5)$$

Die Induktivitätskonstante ist bei nanokristallinen Eisenkernen besonders hoch, gering hingegen bei Eisenpulverkernen und Nickel-Zink-Ferriten. Da letzteres Kernmaterial auch nur einen geringen maximalen Induktionshub zulässt, ist es für die Einkopplung nicht geeignet. Abb. 5.3 links stellt den Zusammenhang der Formel 5.5 für die übrigen Kernmaterialien graphisch dar. Es wird schnell ersichtlich, dass nur Kernmaterialien mit einer hohen Induktivitätskonstante in der Lage sind, eine praktisch realisierbare Induktivität aufzubauen, die groß genug ist den Verstärkerstrom innerhalb realistischer Werte zu halten. Geeignet zeigen sich zu diesem Zweck Mangan-Zink-Ferrite und nanokristalline bzw. amorphe Eisenkerne. Wie aber auch schon dargestellt, besitzen Mangan-Zink-Ferrite nur eine geringe Sättigungsinduktion.

So zeigt sich in erster Linie der nanokristalline Eisenkern für die Einkopplung geeignet. Denkbar sind auch Mangan-Zink-Ferrite mit großem Querschnitt, die aber unter Anwendungsbedingungen nicht geeignet sein werden.

Zu untersuchen bleibt der Einfluss der Ausgangsspannung und der Schaltfrequenz auf den Induktionshub. Diese beiden Parameter beeinflussen den Maximalwert der Spannungs-Zeit-Fläche. Den folgenden Betrachtungen wurde dazu ein nanokristalliner Kern mit  $228\text{mm}^2$  Querschnittsfläche zu Grunde gelegt.

Die Grundschiwingung der Umrichterausgangsspannung kann über den Amplitudenmodulationsgrad  $m_a$  beschrieben werden [65]. Unterhalb von eins ändert sich diese linear mit  $m_a$ . Nach einem nichtlinearen Bereich wird bei hohem  $m_a$  Blocktaktung erreicht. Es vergrößert sich mit steigendem  $m_a$  auch die maximal erreichte Spannungs-Zeit-Fläche der asymmetrischen Störspannung, wobei oberhalb von eins ein erheblicher Anstieg zu verzeichnen ist. Dieser Zusammenhang ist in Abb. 5.4 links für eine Schaltfrequenz von 8kHz dargestellt. Die Kurven machen deutlich, dass nur im Bereich von  $m_a < 1$  der Induktionshub mit einer vertretbaren Windungszahl innerhalb der maximalen Sättigungsinduktion gehalten werden kann. Befindet sich  $m_a$  innerhalb des linearen Bereichs, zeigt erwartungsgemäß die Schaltfrequenz des Wechselrichters, wie in Abb. 5.4 rechts bei  $m_a = 0,5$  dargestellt, einen erheblichen Einfluss. Mit steigender Frequenz sinkt

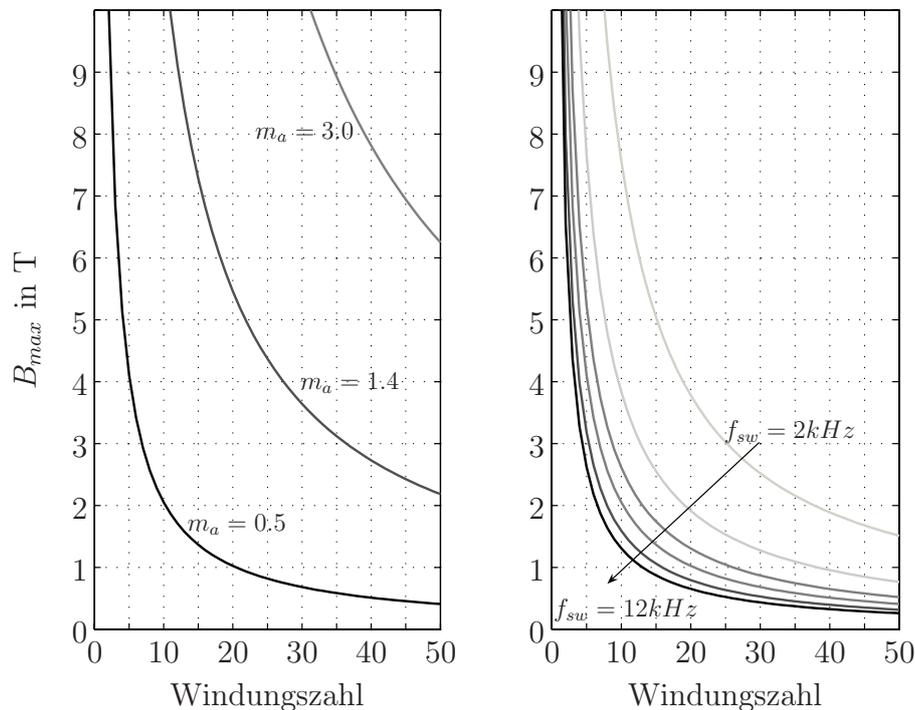


Abbildung 5.4: Maximaler Induktionshub in Abhängigkeit der Ausgangsspannung bzw. der Schaltfrequenz bei nanokristallinem Kern

Kern: VAC Vitroperm 500F Typ:6-L2080-W531  $A_{eff} = 228\text{mm}^2$ ,  $d = 80\text{mm}$

links: PWM mit  $U_{ZK} = 560\text{V}$ ,  $f_{sw} = 8\text{kHz}$ ,  $f_{fund} = 50\text{Hz}$

rechts: PWM mit  $U_{ZK} = 560\text{V}$ ,  $m_a = 0,5$ ,  $f_{fund} = 50\text{Hz}$

die maximal erreichte Spannungs-Zeit-Fläche der Ausgangsspannung und damit auch die der asymmetrischen Störspannung (Vgl. Abschn. 2.2.1.2). Damit sinkt auch der Induktionshub. Unter den betrachteten Randbedingungen zeigt sich somit, dass der Einsatz der Einkoppelvorrichtung erst ab einer Schaltfrequenz von ca. 5kHz zielführend ist.

Zusammenfassend haben die Betrachtungen zu Auslegung im Zeitbereich gezeigt, dass die Herausforderungen diesbezüglich besonders auf Seiten der Einkopplung liegen. Die Auslegung des Verstärkers hingegen, wird durch die Verfügbarkeit geeigneter Halbleiter mit entsprechender Spannungsfestigkeit eingeschränkt. Daher sind hier besonders einfache, und damit auch zuverlässige Topologien zu bevorzugen. Bei der Einkopplung sind für einen sättigungsfreien Betrieb genaue Betrachtungen bezüglich der Stromtragfähigkeit des Verstärkers, der Kernmaterialeigenschaften und des Pulsmusters anzustellen. Hier liegt die entscheidende Herausforderung bei der Auslegung des Gegen Spannungseinkopplers.

### 5.1.1.2 Frequenzbereich

Ziel bei der Auslegung der **Messeinrichtung** soll es sein, den Betrag und die Phase der asymmetrischen Störspannung frequenzunabhängig zu erfassen. Dazu ist getrennt die Auskopplung aus dem dreiphasigen System durch einen Sternpunkt sowie der durch die Kondensatoren  $C_{DC}$  gebildete Mittelpunkt der Zwischenkreisspannung zu betrachten. Die Eingangsimpedanz des Verstärkers stellt dabei die Last des Sternpunktes dar, wohingegen die Impedanz der Zusatzwicklung als Last der Kondensatoren  $C_{DC}$  angesehen werden kann. Aufgrund der Abhängigkeit von Verstärkerlast  $Z_L$  und Verstärkereingangsimpedanz  $Z_E$  soll auf die Auslegung des Sternpunktes erst an späterer Stelle eingegangen werden. Die Kondensatoren  $C_{DC}$  sind so auszulegen, dass das Messsignal durch die Impedanz der Zusatzwicklung nicht verfälscht wird. Dies ist gegeben, wenn bei der entsprechenden Schaltfrequenz nahezu kein Spannungsabfall über die Kondensatoren auftritt. Es muss erfüllt sein:  $U_{Cdc} \ll U_{AF}$ . Wie schon dargestellt, beginnen die Frequenzanteile der asymmetrischen Störspannung beim Dreifachen der Schaltfrequenz.

Damit soll für  $C_{DC}$  gelten:

$$C_{DC} \gg \frac{1}{36\pi^2 f_{sw}^2 L_h} \quad (5.6)$$

Weiterhin sind bei der Auslegung des Sternpunktes als auch der Kondensatoren  $C_{DC}$  die parasitären Elemente der Bauteile zu berücksichtigen bzw. zu minimieren. Auf die Abhängigkeiten der Parasitäten von Kondensatoren und Widerständen wurde in Abschnitt 4.1 bereits eingegangen. Wichtig ist noch einmal herauszustellen, dass bei Kondensatoren vor allem der ESL gering gehalten werden muss. Dies kann durch die Wahl einer geeigneten Bauform mit geringem Rastermaß geschehen. Hochohmige Leistungswiderstände werden als Widerstandsdrahtwickel oder Widerstandsschichtaufbau realisiert. Drahtwiderstände neigen generell zu induktivem Verhalten und sind daher nicht geeignet. Dickschichtwiderstände sind hier zu bevorzugen.

Auch im Frequenzbereich ist aufgrund der schlechten Verfügbarkeit geeigneter Halbleiter eine gezielte Auslegung des **Verstärkers** im B-Betrieb nicht möglich. Vielmehr sind Messeinrichtung und Einkopplung an den Verstärker anzupassen. Dennoch ist das frequenzabhängige Verstärkerverhalten zu berücksichtigen.

Werden Bipolartransistoren verwendet, kann in erster Näherung das Übertragungsverhalten aufgrund der geringen Differenzspannung und des weiten Aussteuerbereiches von mehreren hundert Volt linear approximiert werden. Sollen MosFets zum Einsatz kommen, ist  $U_{diff}$  größer und damit auch die Unlinearität der Ausgangsspannung bei kleiner Eingangsspannung. Da der Spannungsaussteuerbereich aber immer noch eine Größenordnung über der Differenzspannung liegt, soll deren Einfluss zunächst noch vernachlässigt werden.

Die Verstärkung von Transistoren ist frequenzabhängig und kann als Tiefpass erster Ordnung approximiert werden [24]. Charakteristischer Parameter ist hier die Transitfrequenz. Theoretisch ist eine Aussteuerung mit Frequenzanteilen oberhalb der Transitfrequenz möglich, die dazu führen würde, dass beide Transistoren gleichzeitig zu leiten beginnen und somit beschädigt werden können. Aufgrund der in Abschnitt 2.2.1.1 vorgestellten Untersuchungen zum grundsätzlichen Frequenzverhalten der anregenden Spannung ist hiervon aber nicht auszugehen.

Das Frequenzverhalten der transformatorischen **Einkopplung** ist, losgelöst von den anderen Baugruppen des aktiven Filters, besonders im hochfrequenten Bereich zu betrachten. Aufgrund der geforderten Windungszahlen und des voluminösen Aufbaus bestimmt sie in erster Linie die obere Grenzfrequenz. Im unteren Frequenzbereich ist, wie im folgenden Abschnitt noch dargestellt, das gesamte Filtersystem zu berücksichtigen.

Das allgemeine Ersatzschaltbild des Übertragers kann, wie in Abb. 5.5 dargestellt, zu diesem Zweck vereinfacht werden. Zunächst werden, wie auch schon in den vorangegangenen Kapiteln, die drei stromkompensierten Wicklungen zu einer zusammengefasst. Weiterhin kann aufgrund der zu realisierenden hohen

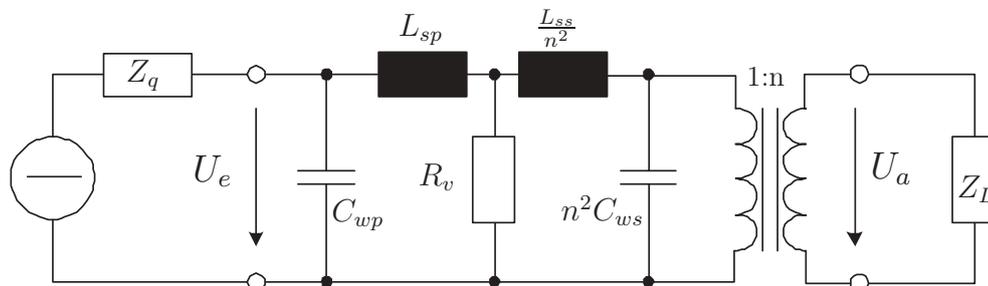


Abbildung 5.5: 2-Tor-Darstellung der Einkoppeleinrichtung im hochfrequenten Bereich

Hauptinduktivität im  $mH$ -Bereich ihre Impedanz im oberen  $kHz$ -Bereich als groß gegenüber  $R_l$  angesehen, und damit vernachlässigt werden. Auch stellt das Ersatzschaltbild schon die transformierte sekundärseitige Streuinduktivität und -kapazität dar. Die Lastimpedanz der Einkopplung setzt sich aus der asymmetrischen Impedanz der Netznachbildung  $Z_m$  und des Koppelpfades  $Z_k$  zusammen. Wie die Ausführungen zur Impedanz des Koppelpfades in 4.2.3 gezeigt haben, ist von einem grundsätzlich kapazitiven Verhalten auszugehen. Auch wurde gezeigt, dass die asymmetrische Impedanz der Netznachbildung im relevanten Frequenzbereich wesentlich geringer ist als die des Koppelpfades. Damit kann die Lastimpedanz mit:  $Z_L \approx \frac{1}{sC_k}$  abgeschätzt werden. Unter Berücksichtigung dieser Vereinfachungen kann für die transformatorische Einkopplung die Spannungsübertragungsfunktion aufgestellt werden:

$$A_{u(HF)}(s) = \frac{n}{1 + s \frac{L_{sp}}{R_l} + s^2(C_k + C_{ws})(n^2 L_{sp} + L_{ss}) + s^3 \frac{L_{sp} L_{ss} C_k}{R_l}} \quad (5.7)$$

Die Übertragungsfunktion zeigt Tiefpassverhalten, das abhängig von der Koppelpfadkapazität, der Wicklungskapazität, dem Wicklungsverhältnis und der Streuinduktivität ist.

Der Einfluss der Wicklungskapazität ist getrennt für Primär- und Sekundärwicklung zu betrachten. Die primärseitige Wicklungskapazität  $C_{wp}$  hat auf die Spannungsübertragungsfunktion der Einkopplung zunächst keinen Einfluss. In Zusammenhang mit dem Innenwiderstand der Quelle  $Z_q$  bildet sich aber für hochfrequente Signale ein Spannungsteiler, der die Ausgangsspannung der Einkopplung verringert. Daher ist diese Kapazität zu minimieren. Untersuchungen wie die von Albach [66] haben gezeigt, dass die Wicklungskapazität stark von der Lagenzahl abhängig ist. Wie aus Abb. 5.6 deutlich wird, ist sie bei einlagigen Wicklungsaufbauten minimal. Es

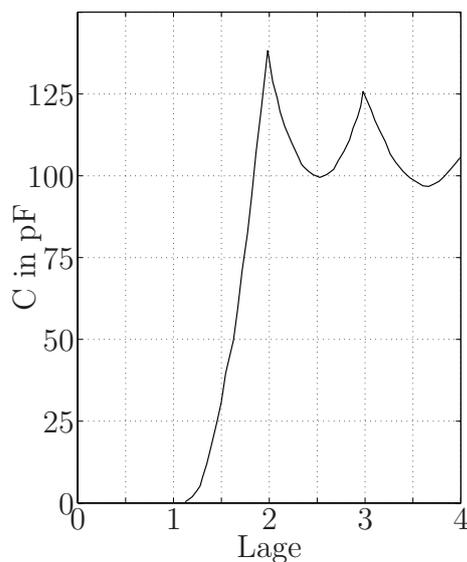


Abb. 5.6: Wicklungskapazität in Abhängigkeit der Lagenzahl nach [66]

Es

bleibt eine Restkapazität, die sich in erster Linie über das leitende Kernmaterial zwischen Wicklungsanfang und Wicklungsende bildet. Bei zweilagigen Wicklungen ist die Kapazität hingegen maximal, da Wicklungsanfang und -ende sehr nahe beieinander liegen. Bei mehrlagigen Aufbauten sinkt sie wieder, bleibt aber immer noch vergleichsweise hoch. Daher ist die Einkoppelwicklung einlagig zu gestalten. Die sekundärseitige Wicklungskapazität  $C_{ws}$  stellt für den Verstärker eine zusätzliche Last dar, die parallel zur Kapazität des Koppelpfades liegt. Wird auch der Wicklungsaufbau der Sekundärseite einlagig gestaltet, ist sie wesentlich geringer als die des Koppelpfades und kann daher vernachlässigt werden.

Auch das Wicklungsverhältnis  $n$  hat Einfluss auf das Übertragungsverhalten. In erster Linie wirkt  $n$  wie eine Spannungsverstärkung. Wie aus Abb. 5.7 aber auch deutlich wird, sinkt mit steigendem  $n$  die Grenzfrequenz der Spannungsübertragungsfunktion. Als Abschätzung kann dabei von  $f_g \sim \frac{1}{n}$  ausgegangen werden. Grund hierfür ist vor allem die Lastkapazität  $C_k$ , die sich mit dem

Quadrat des Wicklungsverhältnisses auf die Primärseite transformiert und dadurch virtuell vergrößert wird. Zusammen mit den Streuinduktivitäten bildet sie das Tiefpassverhalten aus. Da diese Kapazität durch die Konfiguration des Antriebssystems festgelegt ist, kann die Grenzfrequenz diesbezüglich nur durch ein kleineres Wicklungsverhältnis zu höheren Frequenzen hin verschoben werden. Das in Abb. 5.7 abgebildete Übertragungsverhalten zeigt mit der dargestellten Resonanzfrequenz aber auch eine weitere Problemstellung auf. Schon in der Nähe dieser weicht die Verstärkung stark vom gewünschten Wert ab. Eine Dämpfung durch Einbringung eines zusätzlichen Parallelwiderstandes ist nicht möglich, da erst Widerstandswerte unterhalb  $1k\Omega$  Wirkung zeigen. Die dabei auftretende Ver-

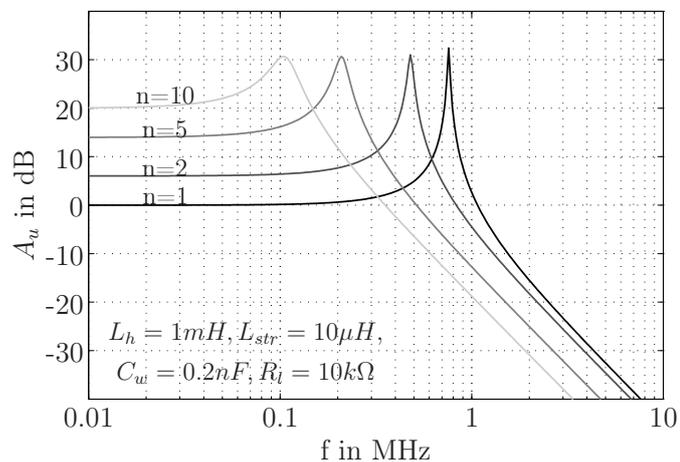


Abb. 5.7: Simulation  $A_u$  vs.  $n$  Anhand des Ersatzschaltbildes 5.6

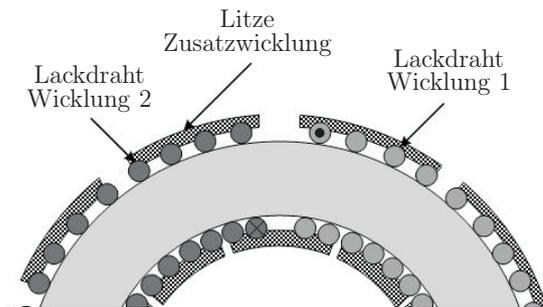


Abb. 5.8: Wicklungsaufbau mit verringerter Streuinduktivität

lustleistung ist vom Verstärker nicht aufzubringen. Für eine exakte Verstärkung ist daher der Arbeitsbereich der Einkopplung auf Frequenzen bis eine Dekade unterhalb  $f_g$  einzuschränken. Die in Abschnitt 4.1 eingeführte Koppelkapazität  $C_{Kern}$  bleibt dagegen weiterhin unberücksichtigt, da sie

einen hochfrequenten Pfad zwischen den Wicklungen bietet und somit das Hochfrequenzübertragungsverhalten eher verbessert.

Wie bereits angedeutet, kann die Grenzfrequenz auch durch Verringerung der Streuinduktivität nach oben hin verschoben werden. Damit erweitert sich der Arbeitsbereich der Einkopplung. Die Streuinduktivität ist eine Funktion der Hauptinduktivität und des Wicklungsaufbaus. Je größer die Hauptinduktivität ist, desto größer wird auch die Streuinduktivität sein. Über den Wicklungsaufbau besteht jedoch die Möglichkeit, Einfluss auf das Verhältnis von  $L_h$  zu  $L_{str}$  zu nehmen. Anhand der drei in Abbildung 5.9 dargestellten Varianten kann der Unterschied untersucht werden. Verglichen werden ein konventioneller Aufbau mit vier über den Kern verteilten Wicklungen (Abb. 5.9 l), ein Aufbau mit den drei stromkompensierten Wicklungen in der ersten Lage und der Zusatzwicklung als Litze in der zweiten Lage verteilt (Abb. 5.9 m) sowie eine verdrehte Ausführung aller 4 Wicklungen (Abb. 5.9 r). Der prinzipielle Aufbau mit der Zusatzwicklung in Litzenform ist im Detail auch in Abb. 5.8 verdeutlicht. Da bei den hier betrachteten



Abbildung 5.9: Untersuchte Wicklungsaufbauten

Aufbauten  $L_h \gg L_s$  gilt, kann die Summe aus  $L_{sp}$  und  $L_{ss}$  bei ausgangsseitigem Kurzschluss bestimmt werden. Abbildung 5.10 zeigt die Messergebnisse für die drei Varianten anhand eines Ferrit-Ringkerns mit 4x11 Windungen, wobei die drei stromkompensierten Wicklungen parallel geschlossen sind. Die Messung verdeutlicht, dass sowohl der verdrehte als auch der zweilagige Aufbau eine drastisch verringerte Streuinduktivität zur Folge haben. Wesentlichen Einfluss auf die Streuinduktivität hat dabei die Austrittsöffnung zwischen den einzelnen Wicklungen zum freien Raum hin, da hier die Feldlinien den Kern verlassen und nicht die verbleibenden Wicklungen umfassen. Daher zeigt sich beim konventionellen Aufbau eine höhere Streuinduktivität als bei räumlich zueinander nah angeordneten Wicklungsaufbauten. Bei der verdrehten Variante kann hingegen nicht mehr von einem einlagigen Aufbau ausgegangen werden. Dieser ist aber nur bei einem Wicklungsverhältnis von 1 : 1 praktikabel, wohingegen der Litzenaufbau auch unterschiedliche Wicklungsverhältnisse zulässt. Im verdrehten Fall ist aufgrund der hohen Spannungsdifferenzen zwischen den Leitern zusätzlich besonderes Augenmerk auf die Isolationsfestigkeit der Drahtlackierung zu richten.

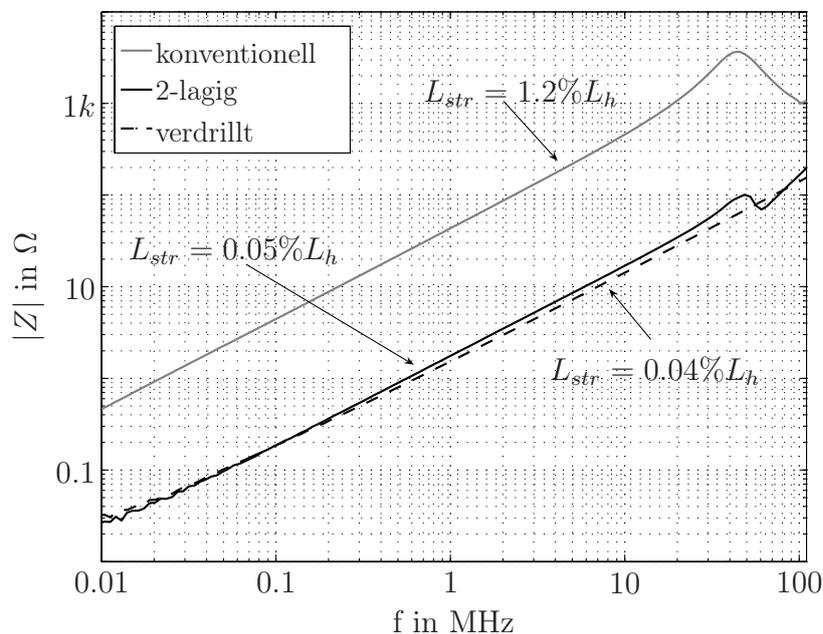


Abbildung 5.10: Messung der Impedanz unterschiedlicher Wicklungsaufbauten bei sekundärseitigem Kurzschluss (Epcos N30 R42 4x11 Windungen)

### 5.1.2 Systembetrachtungen zur Auslegung

Nach den Betrachtungen zur Auslegung der einzelnen Baugruppen des Gegenspannungseinkopplers soll nun auch ihre gegenseitige Beeinflussung berücksichtigt werden. Auch hier ist es das Ziel, eine konstante Verstärkung über einen weiten Frequenzbereich zu realisieren. So ist die Eingangsimpedanz des Verstärkers als Last des Sternpunktes zu betrachten. Aber auch der Einfluss der Einkoppeleinrichtung auf die Eingangsimpedanz des Verstärkers ist zu berücksichtigen. Weiterhin können anhand des Übertragungsverhaltens des Gegenspannungseinkopplers weitere Bauteilparameter bestimmt werden.

Zunächst wird der **Einfluss der Messeinrichtung** auf die Spannungsübertragungsfunktion betrachtet. Der Verstärker stellt dazu die Last der Messeinrichtung dar. Er transformiert über den Zusammenhang  $Z_e = \beta \cdot Z_L$  seine Lastimpedanz auf den Eingang. Daher kann er durch eine äquivalente Eingangsimpedanz ersetzt werden, die die Last der Messeinrichtung darstellt. Kommen Bipolartransistoren zum Einsatz, wird diese Last induktiv sein. Wird hingegen ein MosFet-Verstärker verwendet, ist von einer kapazitiven Last auszugehen.

Aufgrund seines grundsätzlichen Hochpassverhaltens ist der *kapazitive Sternpunkt* für die Detektion hochfrequenter Signale geeignet. Abb. 5.11 links stellt das entsprechende Übertragungsverhalten bei induktiver bzw. kapazitiver Last dar. Da bei dieser Form der Auskopplung und kapazitiver Belastung ein Spannungsteiler entsteht, ist das gemessene Signal betragsmäßig immer kleiner als das Ursprungssignal. Um in der Folge eine exakte Kompensation zu erreichen, muss mit den nachfolgenden Baugruppen eine Spannungsverstärkung größer eins realisiert werden. Dies ist mit dem vorgestellten Verstärker im B-Betrieb nicht möglich. Bei der Einkopplung führte dies zu einem veränderten Wicklungsverhältnis, das aber nur diskrete Spannungsverstärkungsstufen zulässt. Bei induktiver Signallast entsteht ein Hochpassfilter zweiter Ordnung. Die Grenzfrequenz ist abhängig von der Induktivität der Einkoppeleinrichtung, der Kapazität der Messeinrichtung und der Stromverstärkung des Verstärkers. Oberhalb dieser Grenzfrequenz ist die exakte Messung der asymmetrischen Störspannung möglich, unterhalb dreht sich die Phase und hebt die Störpegel daher eher an.

Grundsätzlich wird erwartet, dass der *resistive Sternpunkt* keine Frequenzabhän-

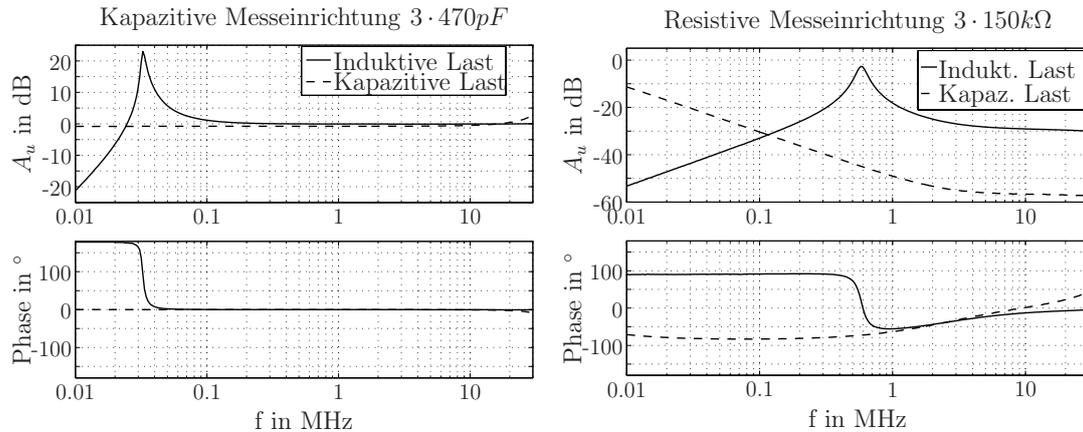


Abbildung 5.11:  $A_u$  qualitativ gemessen bei kapazitiver und resistiver Messeinrichtung  
 Kondensatoren: Bauform 1210/X7R/1kV; Widerstände: Metallschicht/4W  
 $L_e \approx 1mH$ ,  $C_e = 500pF$

gigkeit zeigt. Wie Abb. 5.11 rechts aber verdeutlicht, ist aufgrund der schon beschriebenen parasitären Elemente hochohmiger Leistungswiderstände von einem anderen Verhalten auszugehen. Wird der resistive Sternpunkt kapazitiv belastet, entsteht ein Tiefpass, dessen Grenzfrequenz unterhalb des in Abb. 5.11 rechts dargestellten Frequenzbereichs liegt. Da hochohmige Schichtwiderstände bei hohen Frequenzen zu kapazitivem Verhalten neigen, bildet sich im Frequenzbereich oberhalb 2MHz ein kapazitiver Spannungsteiler. Unterhalb von 2MHz fällt die Messspannung mit  $20 \frac{dB}{Dek}$  ab. Verhält sich die Last hingegen induktiv, bildet sich ein Hochpass aus. Die Übertragungsfunktion verdeutlicht aber auch hier, dass die parasitären Eigenschaften sowohl der hochohmigen Widerstände als auch der Induktivitäten das Messsignal über den gesamten Frequenzbereich dämpfen. Oberhalb der Resonanzfrequenz bildet die parasitäre Kapazität des Widerstandes und die parasitäre Wicklungskapazität einen Spannungsteiler, dessen Dämpfung stark von den jeweiligen Bauteilen abhängt. Wie Abb. 5.11 rechts verdeutlicht, ist das Übertragungsverhalten der Messeinrichtung nahezu im gesamten betrachteten Frequenzbereich nichtlinear.

Zusammenfassend ist zu bemerken, dass unter den gegebenen Randbedingungen die resistive Auskopplung weder mit MosFets noch mit Bipolar-Transistoren eine betrags- und phasenrichtige Detektion der asymmetrischen Störspannung ermöglicht. Somit ist die resistive Auskopplung als ungeeignet zu bezeichnen. Die kapazitive Auskopplung stellt in Zusammenhang mit induktiv belasteten Bipolar-

lartransistoren eine sehr gute Möglichkeit der Störsignaldetektion dar. Bei der Verwendung von MosFets hingegen ist ohne eine weitere Spannungsverstärkung die vollständige Kompensation der Störungen nicht möglich. Aufgrund dieser Erkenntnisse und der ohnehin hohen Differenzspannung sind MosFet-Verstärker im B-Betrieb nicht für aktive Filter geeignet.

Weitere Überlegungen zur Auslegung sollen anhand der Spannungsübertragungsfunktion des gesamten Gegenspannungseinkopplers erfolgen. Dazu wird die einphasige Darstellung der Abb. 4.16 in die 2-Tordarstellung der Abb. 5.12 überführt. Den vorangegangenen Betrachtungen, sowie den Betrachtungen des Abschnittes 5.1.1 folgend, wird ein kapazitiver Sternpunkt als Messeinrichtung verwendet und der Einfluss der Zwischenkreiskondensatoren  $C_{DC}$  vernachlässigt. Dargestellt ist weiterhin ein Bipolarverstärker mit transformierter Eingangsimpedanz, dessen Linearität vorausgesetzt wird. Die transformatorische Einkopplung wird durch das Übersetzungsverhältnis, die Gegeninduktivität und die Kernverluste repräsentiert und ist daher nur im unteren Frequenzbereich aussagekräftig. Um die Spannungsübertragungsfunktion aufzustellen, wird in einem ersten Schritt das Übersetzungsverhältnis des Übertragers berücksichtigt. Für die Impedanz- bzw. Spannungstransformation gilt:  $Z_{Lp} = \frac{Z_L}{n^2}$  sowie  $U_{AF} = \frac{U_{AF}}{n}$ . Somit folgt für die Übertragungsfunktion:

$$A_u(s) = \frac{U_{AF}}{U_{asym}} = \frac{s^2 \beta n C_A M}{1 + s \frac{M}{R_i} + s^2 M (C_k n^2 + C_A \beta)}$$

Durch Division mit dem Zähler kann diese in einen Verstärkungsfaktor  $V$  und die

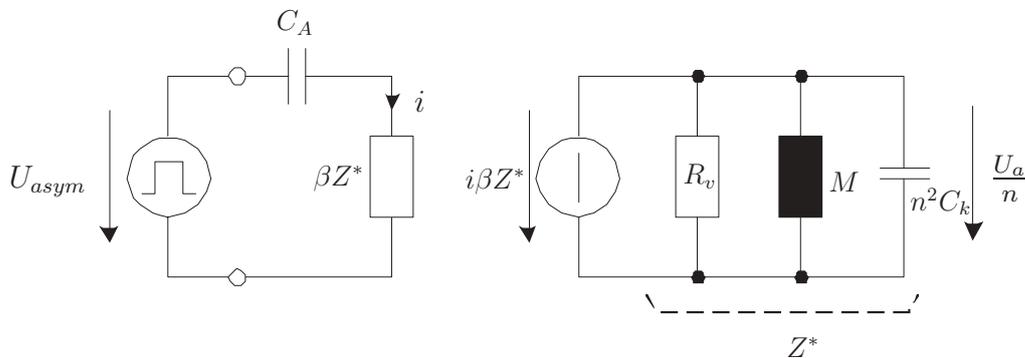


Abbildung 5.12: 2-Tor-Darstellung des Gegenspannungseinkopplers innerhalb des asymmetrischen Störpfades

Übertragungsfunktion eines Hochpasses umgeformt werden:

$$\begin{aligned}
 A_u(s) = \frac{U_{AF}}{U_{asym}} &= V \cdot \frac{1}{1 + \frac{1}{s} \cdot k1 + \frac{1}{s^2} \cdot k2} & (5.8) \\
 V &= \frac{C_k n \beta}{C_k n^2 + C_A \beta} \\
 k1 &= \frac{1}{R_l(C_k n^2 + C_A \beta)} \\
 k2 &= \frac{1}{M(C_k n^2 + C_A \beta)}
 \end{aligned}$$

Hieraus können weitere Schlüsse zur Bauteilauslegung gezogen werden. Ziel ist es die Bedingung

$$V = \frac{n}{1 + \frac{n^2 C_k}{\beta C_A}} \stackrel{!}{=} 1 \quad (5.9)$$

zu erfüllen. Da die Impedanz des Koppelpfades und damit  $C_k$  nie genau bekannt sein wird, sind exakte Lösungen, wie die bei  $C_A = \frac{n^2}{\beta(n-1)} \cdot C_k$ , nicht zielführend. Besser ist die allgemeingültige Lösung unter den Bedingungen

1.  $n = 1$  (5.10)
2.  $\beta C_A \gg C_k$

geeignet, um eine Verstärkung von eins zu realisieren, da sie einen Arbeitsbereich beschreibt. In diesen Aussagen findet sich nun auch die Bestätigung für die in Abschnitt 4.3.3 getroffenen Annahmen. In der Folge kann die 3dB-Grenzfrequenz durch Gleichsetzen von  $|A_u(s)| = \frac{V}{\sqrt{2}}$  ermittelt werden und es kann überprüft werden, inwieweit die untere Grenzfrequenz den Arbeitsbereich einschränkt.

In der Theorie sind mit diesem Ansatz auch Überlegungen zur Polplatzierung möglich. Soll dieses Verfahren angewendet werden, ist für **jede** in Frage kommende Umgebungsimpedanz und damit für jede Antriebssystemkonfiguration eine entsprechende Betrachtung durchzuführen. In der Praxis wird dies wohl kaum möglich sein, da i.d.R. die Pfadimpedanz des normgerechten Aufbaus nicht der Vor-Ort-Pfadimpedanz entspricht. Auch können sich diese sogar während der Betriebs, zum Beispiel durch Korrosion, ändern. Daher werden hierzu in der vorliegenden Arbeit keine Betrachtungen angestellt. Gleichwohl können sie aber einen Denkanstoß für nachfolgende Arbeiten darstellen.

### 5.1.3 Vorschlag zur systematischen Auslegung des Gegenspannungseinkopplers

Die Erkenntnisse dieses Abschnittes können zu einem Ablaufplan zur Dimensionierung des Gegenspannungseinkopplers zusammengefasst werden.

Bekannt sind die Höhe der Zwischenkreisspannung  $U_{DC}$  sowie das Schaltmuster des Umrichters mit  $f_{sw(min)}$  und  $m_{a(max)}$ . Weiterhin ist die Antriebskonfiguration mit Kabellänge und Maschinengröße bekannt. Aufgrund der Marktverfügbarkeit sind komplementäre Transistoren zu finden, deren Spannungsfestigkeit deutlich höher ist, als die Zwischenkreisspannung. Auszulegen ist daraufhin die Messeinrichtung mit  $C_A$  und  $C_{DC}$  sowie die Einkoppeleinrichtung als Ringkern. Einzelheiten zur Bauteilauswahl und zur Bestimmung der Bauteilparameter sind den beiden vorangegangenen Abschnitten 5.1.1 und 5.1.2 zu entnehmen.

	Auszulegender Parameter	Ergebnis
1	Wahl der Bipolartransistoren anhand $U_{DC}$	$\beta, i_{CE(max)}$
2	Maximale Spannungs-Zeit-Fläche anhand von $f_{sw(min)}$ und $m_{a(max)}$ durch Simulation oder Messung bestimmen	$\max[\int U_{asym} dt]$
3	$A_l = 10\mu H$ für nanokristallinen Kern annehmen; Windungszahl $N_{p(min)}$ anhand Formel 5.5 bestimmen	$N_{p(min)}$
4	Kernquerschnitt anhand Formel 5.4 bestimmen	$A_{eff(min)}$
5	Anhand $A_{eff(min)}$ realen Kern aus nanokristallinem Material mit Innendurchmesser $d_i$ wählen	$d_i, A_l, A_{eff}$
6	$\hat{B}$ und $\hat{i}_{CE}$ anhand von $A_l$ und $A_{eff}$ überprüfen gegebenenfalls größeren Kern wählen	$\hat{B} < B_{max},$ $\hat{i}_{CE} < i_{CE(max)}$ neu: $d_i, A_l, A_{eff}$
7	Anhand $d_i$ prüfen, ob $N_{p(min)}$ einlagig realisierbar; wenn nein: größeren Kern wählen wenn ja: Windungszahl $N_p$ einlagig maximal erhöhen	neu: $A_l, A_{eff}$ $N_p, L_h$
8	Kern mit $n = 1$ und Zusatzwicklung mit $N_p$ in 2. Lage aufbauen	$L_{str} = 0.1\%L_h$
9	Anhand Formel 5.6 $C_{DC}$ bestimmen	$C_{DC}$
10	Anhand Abb. 4.15 $C_k$ abschätzen	$C_k$
11	Anhand Formel 5.10 $3 \cdot C_a$ bestimmen	$C_a$

Allgemein gültige Auslegungsregeln zur Erhöhung der Zuverlässigkeit sind an dieser Stelle nicht aufgeführt, müssen aber in jedem Fall berücksichtigt werden. Hierzu zählen die Spannungsfestigkeit aller Bauteile sowie die thermische Belastung, besonders des Verstärkers.

## 5.2 Messtechnische Verifikation

Nachdem die Auslegung des Gegenspannungseinkopplers vorgestellt wurde, ist die resultierende Filterwirkung zu bestimmen und in Relation zu einem bezüglich Volumen und Kosten vergleichbaren passiven Filter zu stellen. Dies erfolgt am Beispiel eines 1,5kW-Antriebssystems, das zunächst messtechnisch zu charakterisieren und simulativ zu erfassen ist.

### 5.2.1 Messaufbau und Verifikation der Modelle der Filterumgebung

Die messtechnischen und simulativen Untersuchungen des Gegenspannungseinkopplers vereinfachen sich erheblich, wenn das Verhalten der Störquelle und die Eigenschaften des Koppelpfades gezielt beeinflussbar sind. Dazu ist ein Messaufbau hilfreich, der neben den Anforderungen aus Abschnitt 2.3 weitere, angepasste Merkmale besitzt. Hierzu zählen eine beeinflussbare Pulsmustergenerierung ohne die Abschalt- und Regelmechanismen handelsüblicher Umrichter. Weiterhin ist die Begrenzung der Störquellen innerhalb des Umrichters nur auf den Wechselrichter von Vorteil, da nur diese Störungen durch den Gegenspannungseinkoppler reduziert werden können. Auch ist eine variable Zwischenkreisspannung bei vollständiger Funktionalität des Umrichters wünschenswert, da somit der Betrieb mit verringerter Zwischenkreisspannung ermöglicht wird und Aspekte der Personensicherheit einfacher berücksichtigt werden können.

Der entsprechend den Anforderungen realisierte Aufbau ist in Abb. 5.13 schematisch dargestellt und besteht aus einer Energieversorgung, einer Netznachbildung, einer Lastmaschine und einem Umrichter nebst Hilfsspannungsquelle. Die grundsätzliche Anordnung der Baugruppen entspricht der aus Abb. 2.8.

Der Wechselrichter besteht aus einem IGBT-Modul mit Freilaufdioden und entsprechender Gate-Ansteuerelektronik. Das Pulsmuster wird galvanisch getrennt mittels PC und LabView<sup>2</sup> generiert. Die Energieversorgung erfolgt durch eine ge-

---

<sup>2</sup>Grafische Entwicklungsumgebung zur Signalgenerierung und -verarbeitung von National Instruments

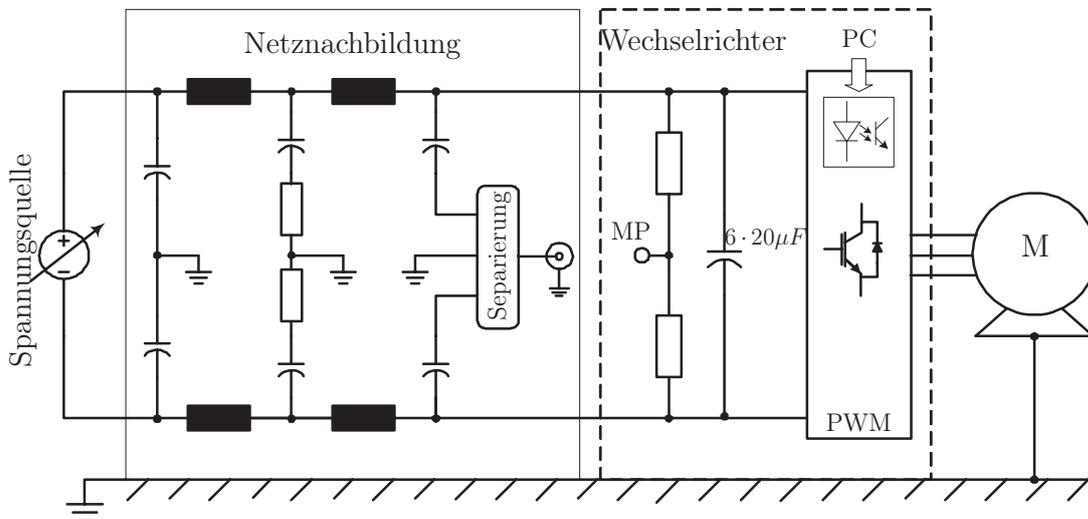


Abbildung 5.13: Prinzipschaltbild des angepassten Versuchsaufbaus ohne asymmetrische Filtermaßnahme

regelte Gleichspannungsquelle in Schaltnetzteiltechnik mit 1,5kW Leistung und maximaler Ausgangsspannung von 600V. Damit kann, wie in Abschnitt 4.2.2 begründet, auf den Gleichrichter verzichtet werden. Die Netznachbildung wird wie in Abschnitt 2.3.2 eingeführt, zweiphasig betrieben und ist mit einer Trennvorrichtung (vgl. Abb. 2.12) versehen. Aufgrund der additiven Überlagerung zweier Messzweige sollten dadurch, zumindest theoretisch, die gemessenen asymmetrischen Störpegel 6dB größer sein, als die zu erwartenden. Da die Überlagerung aber verlustbehaftet ist, wird das Ausgangssignal um 3dB gedämpft [32]. In der Summe bleibt eine Verstärkung von 3dB. Diese Abweichung wird bei den weiteren Untersuchungen berücksichtigt bzw. herausgerechnet. Der Zwischenkreis besteht aus Folienkondensatoren mit geringem ESL und ESR. Damit ist von einer breitbandigen symmetrischen Filterung auszugehen. Bei der Maschine handelt es sich um eine vierpolige Asynchronmaschine mit 1,5kW Leistung, die ohne Last betrieben wird. Untersuchungen in [47] haben gezeigt, dass der Einfluss der Belastung auf das Störspektrum sehr gering ist und in aller Regel vernachlässigt werden kann. Der Stator ist fest mit dem Bezugspotential verbunden. Die Kabelverbindungen zwischen Netznachbildung und Zwischenkreis sowie Umrichter und Maschine sind zweiadrig bzw. dreiadrig, ungeschirmt mit einer Länge von 1,5m ausgeführt. Am Beispiel dieses Aufbaus erfolgen die weiteren Betrachtungen.

### 5.2.1.1 Charakterisierung des Messaufbaus

In der vorliegenden Arbeit stehen die leitungsgeführten Störpegel des Antriebssystems im Fokus der Betrachtungen. Daher sollen sie zunächst für den vorgestellten Messaufbau ohne asymmetrische Filtermaßnahme quantifiziert werden.

Abb. 5.14 stellt die mit einem Messempfänger ermittelten Störpegel für eine Zwischenkreisspannung von 560V und eine Schaltfrequenz von 10kHz dar. Das Pulsmuster verwendet keine Null- und Einsvektoren. Die entsprechenden Auswirkungen auf das Störspektrum wurden in 2.2.1.2 diskutiert. Weiterhin soll zusätzlich zur EN61800-3 in den weiteren Untersuchungen auch die Wirksamkeit aktiver Filter unterhalb 150kHz betrachtet werden. Daher ist das Störspektrum im Frequenzbereich von 10kHz bis 30MHz dargestellt. Zu beachten ist die schon erwähnte Bandbreitenumschaltung bei 150kHz nach DIN VDE 0876<sup>3</sup>. Dargestellt

<sup>3</sup>10kHz bis 150kHz Messbandbreite 200Hz und 150kHz bis 30MHz Messbandbreite 9kHz

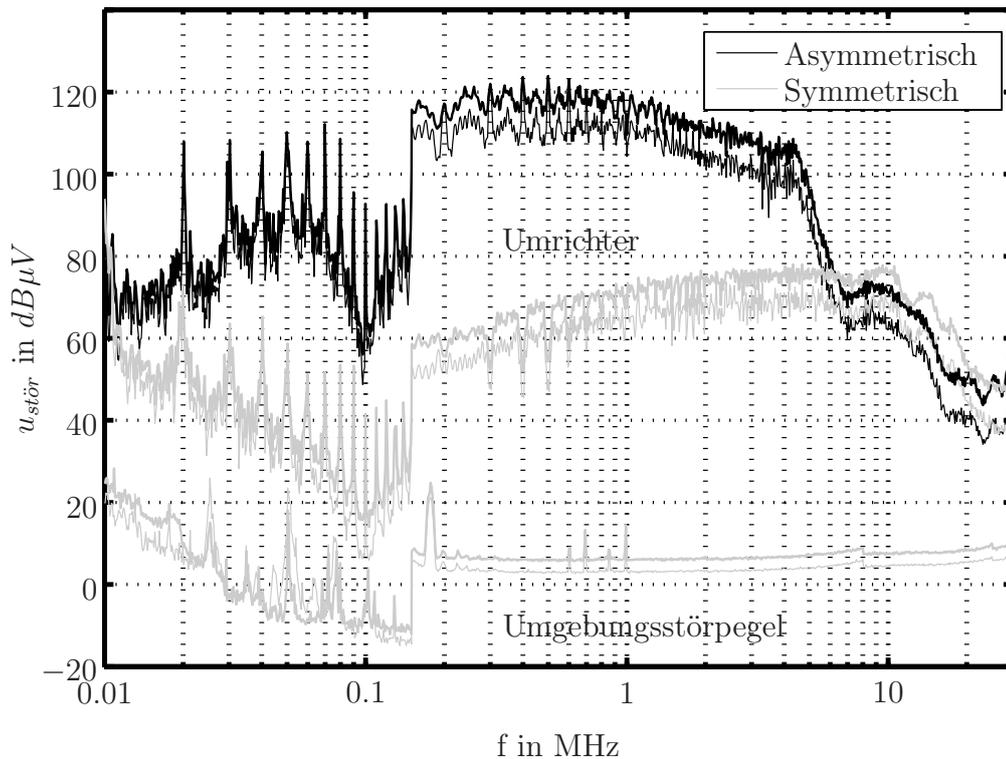


Abbildung 5.14: Vom Versuchsaufbau emittierte Peak- und Average-Störpegel sowie prüflingsseitige Störpegel an der Netznachbildung ohne Umrichter  
Jeweils höhere Störpegel stellen Peak-Werte dar

sind die symmetrischen und asymmetrischen Mittel- und Spitzenwerte der vom Umrichter hervorgerufenen Störungen sowie die auf der Prüflingsseite der Netznachbildung gemessenen symmetrischen Mittel- und Spitzenwerte, die von der Spannungsversorgung herrühren. Zunächst bestätigt Abb. 5.14 die bisherige Annahme, dass im für aktive EMV-Filter relevanten Frequenzbereich bis ca. 1MHz die asymmetrischen Störungen wesentlich größer sind als die symmetrischen. Im Frequenzbereich oberhalb von 5MHz sind durch kapazitive Verkopplung des Zwischenkreises und der Ausgangsspannungen aufgrund des Leiterplattenlayouts beide Störpegel nahezu gleich. Trotzdem kann für die weiteren Untersuchungen in guter Näherung davon ausgegangen werden, dass der realisierte Versuchsaufbau bis ca. 1MHz nur asymmetrische Störungen erzeugt. Auch wird deutlich, dass die von der Spannungsversorgung hervorgerufenen Störpegel zu vernachlässigen sind.

### 5.2.1.2 Verifikation des asymmetrischen Störpfades der Filterumgebung

Anhand der Simulation des Störstromes innerhalb des asymmetrischen Pfades können die einzeln parametrisierten und verifizierten Modelle der Filterumgebung als System verifiziert werden. Dazu wird der asymmetrische Störpfad, wie in Abb. 5.15 dargestellt, in den Simulator überführt. Verwendet werden die vorgestellten Modelle der Umgebung. Die Kabel sind entsprechend Tabelle 4.4 mit jeweils 1,5m Länge ohne Schirm zwei- bzw. dreiadrig modelliert. Die Parameter

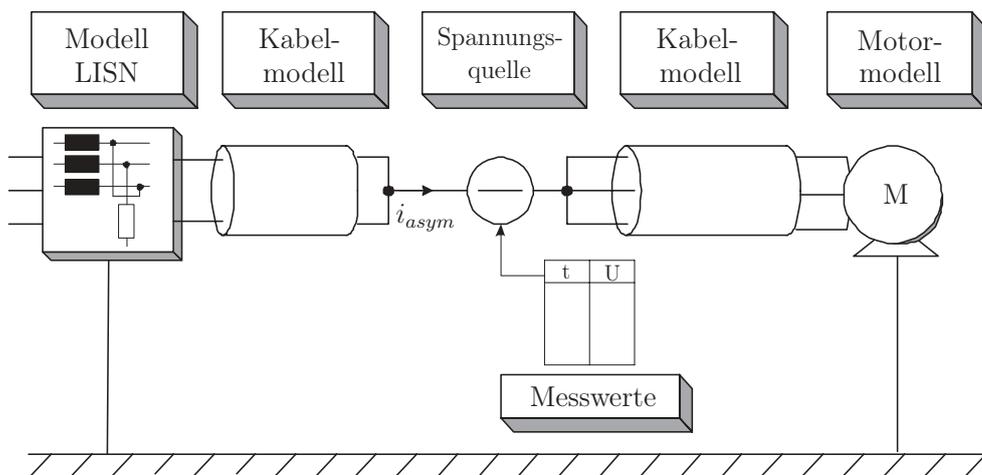


Abbildung 5.15: Ersatzschaltbild des asymmetrischen Pfades

der 1,5kW-Maschine sind Tabelle 4.3 entnommen. Die Verifizierung der Modelle erfolgt bei einer auf 200V abgesenkten Zwischenkreisspannung. Der entsprechend messtechnisch erfasste asymmetrische Störspannungsverlauf ist dabei in einer Spannungsquelle zeitlich hinterlegt. Durch die Verringerung der Zwischenkreisspannung verringern sich auch die zu erwartenden Störampplituden. Aufgrund der Linearität der Baugruppen des Koppelpfades werden sie ca. um ein Drittel kleiner sein, als bei einer dem dreiphasigen Drehstromnetz vergleichbaren Zwischenkreisspannung<sup>4</sup>. Die vergleichende Aussagekraft der Simulations- und Messergebnisse zur Filterumgebung und zur Filterwirkung des Gegenspannungseinkopplers bleibt davon aber unberührt.

Abb. 5.16 stellt den Vergleich zwischen gemessenen und simulierten asymmetrischen Störstrom  $i_{asym}$  an dem in Abb. 5.15 bezeichneten Punkt dar. Zur Messung wurde dazu der Summenstrom beider Zwischenkreiszuleitungen mittels Strom-

<sup>4</sup>Störpegel sinken folglich um  $20\log(\frac{200V}{560V}) \approx 9dB$

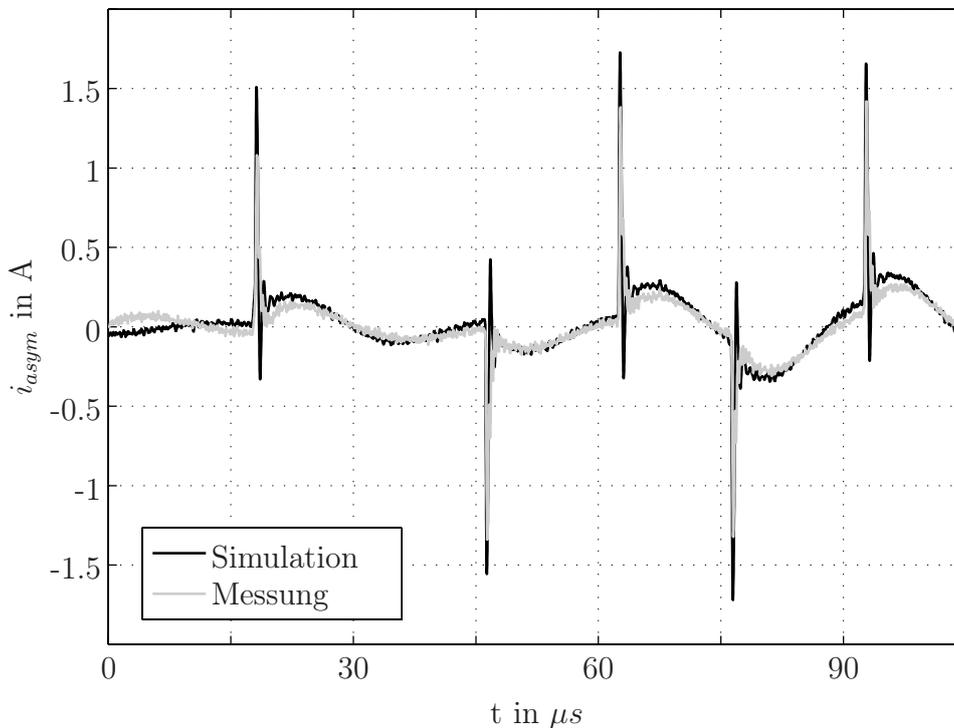


Abbildung 5.16: Gemessener und simulierter Störstrom ohne Filtermaßnahme zur Verifikation der Modelle der Filterumgebung mit  $f_{sw} = 10kHz$ ,  $m_a = 0,5$ ,  $U_{DC} = 200V$

zange erfasst. Weiterhin ist der simulativ ermittelte Strom direkt durch das Leitungselement dargestellt. Zunächst wird aus Abb. 5.16 deutlich, dass Simulations- und Messergebnis nahezu übereinstimmen. Einzig zu Beginn der Simulation sind durch Startwertabweichungen hervorgerufene Differenzen zu erkennen. Auch ist der gemessene Störstrom geringfügig kleiner als der simulierte. Dies kann sowohl durch Abweichungen der Modelle als auch durch eine nichtmodellerte impedanzbehaftete Anbindung des Bezugspotentials an die Maschine und die Netznachbildung hervorgerufen werden. Typisch sind auch die in der Simulation höheren Resonanzspitzen, die auf das nichtmodellerte frequenzabhängige ESR der asymmetrisch wirksamen Kapazitäten zurückgeführt werden können.

Als Fazit verdeutlicht das Simulationsergebnis aber, dass davon ausgegangen werden kann, dass die Filterumgebung hinreichend genau modelliert ist.

### 5.2.2 Betrachtungen zur Filterwirkung des Gegenspannungseinkopplers

Üblich ist die Bewertung der Filterwirkung anhand der erzielten Einfügedämpfung. Aber auch der Vergleich des zeitlichen Verlaufs des asymmetrischen Stromes mit und ohne Filtermaßnahme lässt Schlüsse bezüglich der Filterwirkung zu und soll gerade für die Verifizierung der Simulationsergebnisse herangezogen werden.

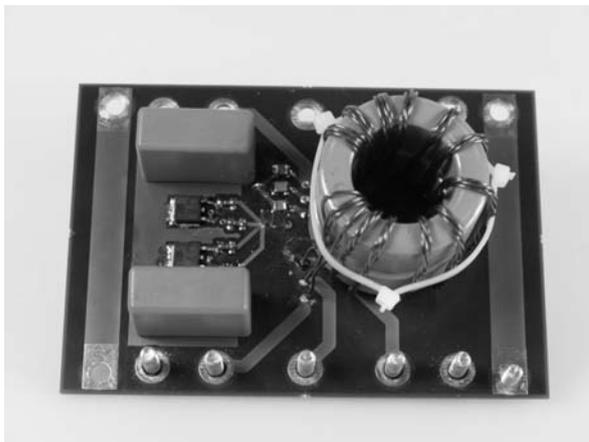


Abb. 5.17: Versuchsaufbau

Für das vorgestellte Antriebssystem wurde dazu ein Gegenspannungseinkoppler anhand der Betrachtungen aus Abschnitt 5.1 dimensioniert. Der Vergleich zwischen erzielter Einfügedämpfung und der aus Abschnitt 3.3.4 theoretisch zu erwartenden lässt Schlüsse zu, inwieweit die angestrebte Filterwirkung erreicht wurde. Auch können mit Hilfe der Simulation Möglichkeiten unter-

sucht werden, den Induktionshub in der Einkoppeldrossel zu verringern. Dazu ist aber zunächst nachzuweisen, dass neben der Filterumgebung auch die Funktionsweise des Gegenspannungseinkopplers hinreichend genau in den Simulator überführt werden kann.

Die weiteren Betrachtungen erfolgen am Beispiel des in Abb. 5.17 dargestellten Versuchsaufbaus des Gegenspannungseinkopplers, wobei die Auslegung einzelner Baugruppen gegebenenfalls variiert.

### 5.2.2.1 Simulative und messtechnische Bestimmung der Filterwirkung

Die Untersuchungen zur Filterwirkung erfolgen innerhalb des bereits vorgestellten und simulativ nachgebildeten Antriebssystems. Der entsprechend den Betrachtungen aus Abschnitt 5.1 ausgelegte Gegenspannungseinkoppler besteht aus dem komplementären Transistoren 2SA1413 und 2SC3632 und zeigt somit eine Spannungsfestigkeit von 600V bei einer maximalen Stromtragfähigkeit von 1A und einer Gleichstromverstärkung von mindestens fünf<sup>5</sup>. Die Einkoppeldrossel besteht aus einem Ringkern des Typs VAC 6L-L2040-W453 mit 4x18 Windungen und quad-philarem Wicklungsaufbau. Der kapazitive Sternpunkt wird aus drei

<sup>5</sup>Dies stellt zum Zeitpunkt der Drucklegung die maximale Spannungsfestigkeit für kommerziell erhältliche PNP-Bipolartransistoren dar.

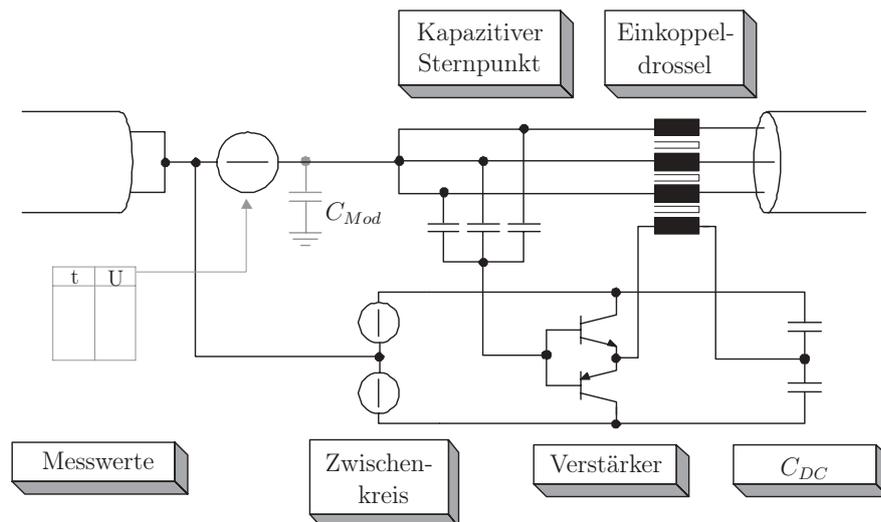


Abbildung 5.18: Erweiterung des Ersatzschaltbildes der Filterumgebung aus Abb. 5.15 um den Gegenspannungseinkoppler aus Abb. 4.16

Keramikkondensatoren mit jeweils  $3,3\text{nF}$  Kapazität gebildet. Die Kondensatoren  $C_{DC}$  haben eine Einzelkapazität von  $1\mu\text{F}$ . Am Beispiel des dementsprechend parametrisierten Gegenspaltungseinkopplers sollen zunächst die Betrachtungen zur Filterwirkung erfolgen. Damit erweitert sich das zur Simulation herangezogene Ersatzschaltbild der Umgebung zu dem in Abb. 5.18 dargestellten. Die Modellierung der entsprechenden Baugruppen des aktiven Filters erfolgt anhand der Betrachtungen aus Abschnitt 4.3.

Das Messergebnis der Abb. 5.19 bestätigt die Funktionsfähigkeit des Gegenspaltungseinkopplers. Im direkten Vergleich zur Abb. 5.16 ist der asymmetrische Störstrom um ca. eine Größenordnung reduziert. Auch wird deutlich, dass die Simulation in der Lage ist, die Funktion des Gegenspaltungseinkopplers nachzubilden. Der Vergleich der Kompensationsspannungen bestätigt diesen Schluss.

Bei näherer Betrachtung weichen besonders im oberen Frequenzbereich Messung und Simulation voneinander ab. Dem können mehrere Ursachen zu Grunde liegen. Zunächst ist die Genauigkeit der Modelle zu hinterfragen. Sie wurden für den Einsatz bis in den einstelligen MHz-Bereich hinein entwickelt und verifiziert. Daher ist davon auszugehen, dass sie nur für einen geringen Teil der Abweichung verantwortlich sind. In erster Linie ist zu berücksichtigen, dass nicht alle Störpfade durch die Simulation erfasst sind. Hierzu zählen vor allem durch den Um-

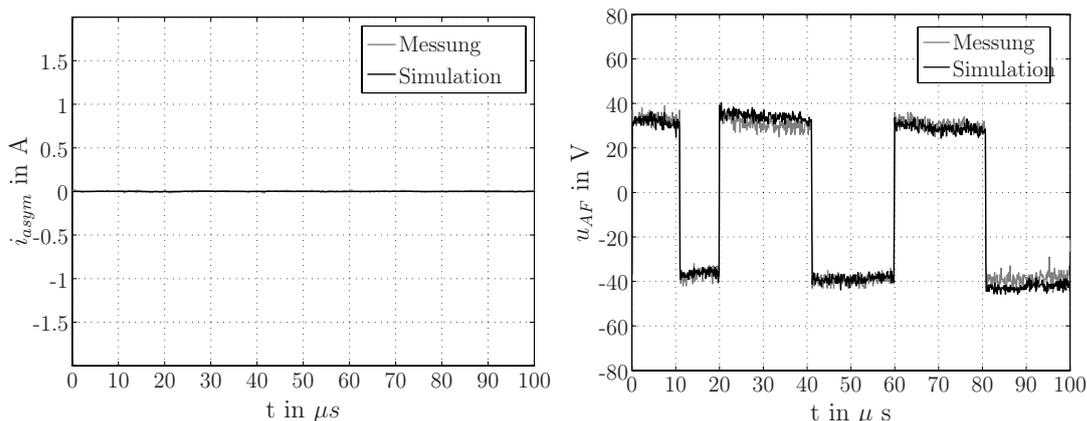


Abbildung 5.19: Simulation und Messung des reduzierten asymmetrischen Störstromes im Vergleich zu Abb. 5.16 sowie der Kompensationsspannung über der Einkoppeldrossel

mit  $f_{sw} = 10\text{kHz}$ ,  $m_a = 0,5$ ,  $U_{DC} = 200\text{V}$

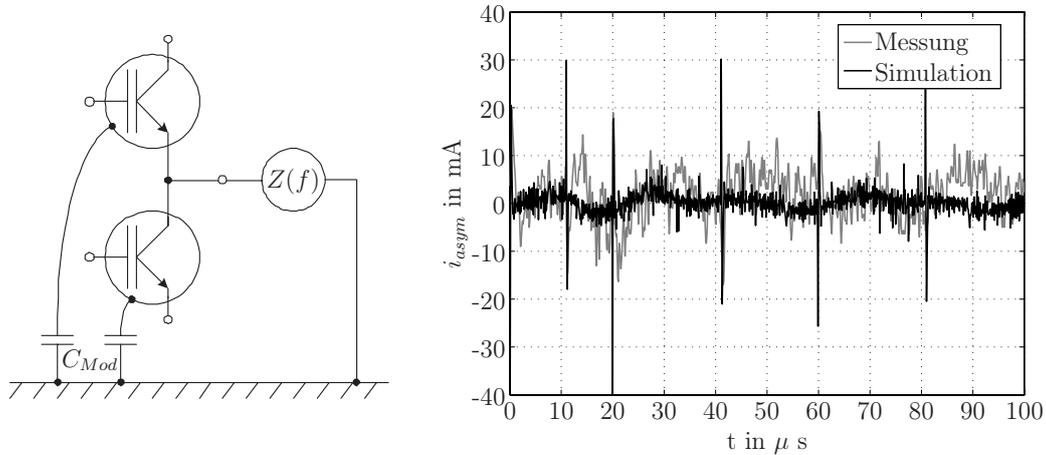


Abbildung 5.20: Schaltung zur Bestimmung und Simulation vs. Messung unter Berücksichtigung der asymmetrisch wirksamen Modulkapazität

$$C_{Mod} \approx 300pF \text{ bei IGBT-Modul MWI25-12E7 von IXYS}$$

richteraufbau bedingte Pfade. Betrachtet man den Einfluss der Kapazität  $C_{Mod}$  zwischen IGBT-Modul und geerdetem Kühlkörper, wird dies besonders deutlich. Diese Kapazität wird bei jedem Schaltvorgang umgeladen und verursacht somit einen asymmetrischen Stromfluss [58]. Zur Verdeutlichung des Einflusses soll er in der Simulation berücksichtigt werden. Zu diesem Zweck ist  $C_{Mod}$  zunächst abzuschätzen. Aufgrund des gewählten Pulsmusters ist an jedem Schaltvorgang nur ein Brückenweig beteiligt. Daher ist auch nur die asymmetrisch wirksame Kapazität eines Brückenweiges zu erfassen. Dies kann durch eine Messung, wie in Abb. 5.20 links dargestellt, erfolgen. Fügt man diese Kapazität analog Abb. 5.18 in die Simulation ein, kann auch der hochfrequente Anteil des asymmetrischen Stromes, wie in Abb. 5.20 rechts dargestellt, besser nachgebildet werden. Es bleibt aber zu bedenken, dass die Messung von einem erheblichen Anteil Rauschen überlagert ist, so dass nur die Tendenz verdeutlicht werden kann.

Trotz dieser diskutierten Abweichungen wird deutlich, dass die Simulation die Funktion des Gegen Spannungseinkopplers nachbildet. Es bleibt zu bemerken, dass die Übernahmeverzerrung im Schaltmoment keine Rolle spielt, da der Nulldurchgang des Stromes aufgrund der induktiven Last erst später erfolgt. Der Einfluss der Übernahmeverzerrung steigt mit Verringerung der Stromanstiegsgeschwindigkeit und damit auch mit der Erhöhung der Induktivität. Daher sollte die Hauptinduktivität  $L_h$  nicht überdimensioniert werden.

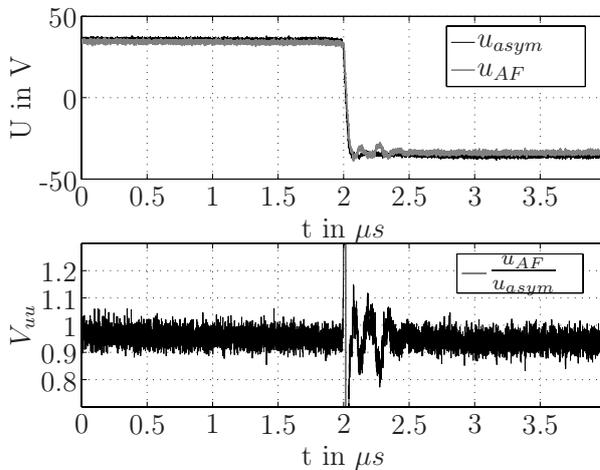


Abb. 5.21: Messtechnische Quantifizierung der Einfügedämpfung nach Formel 3.6 mit  $f_{sw} = 10kHz$ ,  $U_{DC} = 200V$

$u_{asym}$  ermitteln. Dieser Zusammenhang ist in Abb. 5.21 dargestellt. Es zeigt sich, dass aufgrund der geringen Differenz zwischen beiden Größen das Messrauschen in den Vordergrund rückt und daher eine exakte Aussage nicht möglich ist. Qualitativ wird aber deutlich, dass eine Spannungsverstärkung nahe eins realisiert ist.

Eine genauere Abschätzung ist unter Berücksichtigung der Differenzspannung  $u_{diff}$  möglich. Diese kann durch die Gleichung  $u_{diff} = u_{asym} - u_{AF}$  beschrieben werden. Befindet sich der Verstärker im linearen Bereich, es gilt hier  $|u_{asym}| > |U_{BE}|$ , lässt sich die Spannungsverstärkung durch  $V_{uu} = \frac{u_{asym} - u_{diff}}{u_{asym}}$  ausdrücken. Mit Hilfe von Gleichung 3.6 kann die Abhängigkeit der Einfügedämpfung  $IL$  von den entsprechenden Spannungen wie folgt beschrieben werden:

$$IL(u) = \frac{1}{1 - \left[1 - \frac{U_{diff}}{u_{asym}}\right]} = \frac{u_{asym}}{U_{diff}} \quad (5.11)$$

Damit wird deutlich, dass in diesem Betriebsbereich die Einfügedämpfung bei  $u_{diff} = \text{const.}$  linear von der Höhe der asymmetrischen Störspannung abhängt.

Näherungsweise kann davon ausgegangen werden, dass die Differenzspannung des aktiven Filters durch die Basis-Emitter-Spannung  $U_{BE}$  bestimmt wird. Diese ist abhängig vom Basis-Strom und liegt bei den gewählten Transistoren zwischen 0,7...0,9V. Damit kann im untersuchten Antriebssystem mit einer asymmetri-

Nachdem sowohl Messung als auch Simulation gezeigt haben, dass die Funktion des Gegenspannungseinkopplers gegeben ist, stellt sich die Frage nach der erreichbaren Einfügedämpfung. Wie schon beschrieben, ist hierfür die Spannungsverstärkung  $V_{uu}$  Kennzeichen, die gleich eins sein sollte. Messtechnisch lässt sie sich aus dem Verhältnis der Kompensationsspannung  $u_{AF}$  zur asymmetrischen Störspannung

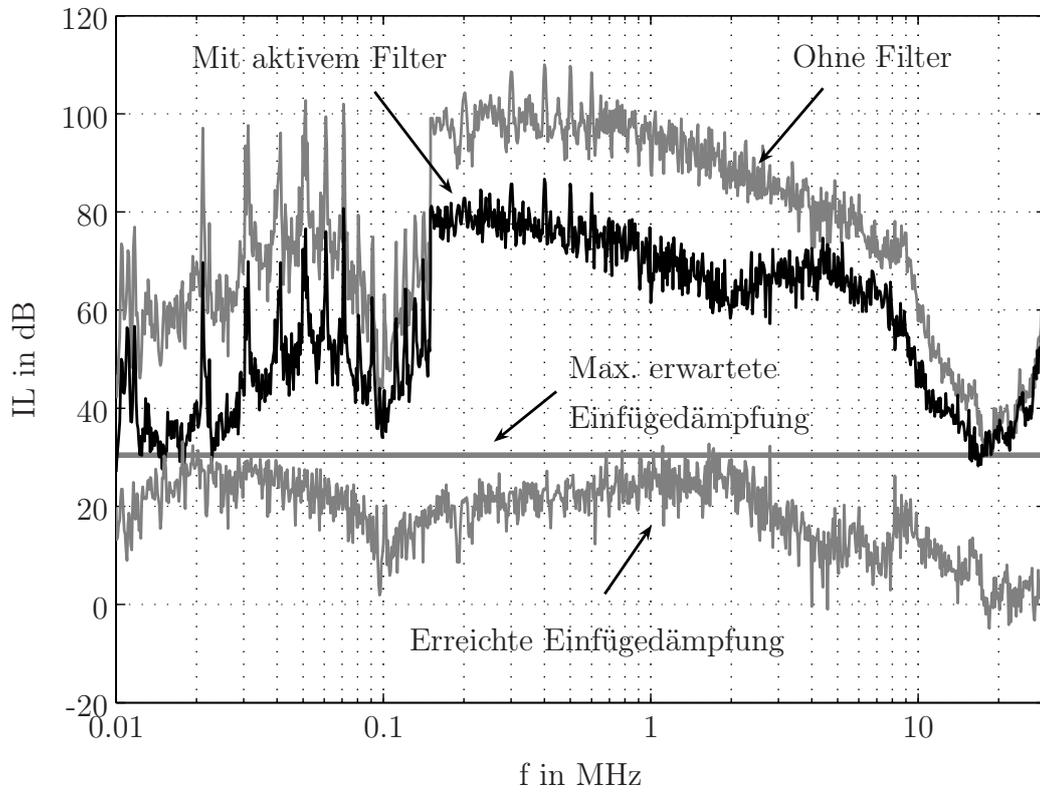


Abbildung 5.22: Störpegel Average in  $dB_{\mu V}$  und daraus rechnerisch bestimmte zu theoretisch erwarteter Einfügedämpfung

mit  $f_{sw} = 10kHz$ ,  $U_{DC} = 200V$ ,  $u_{asym} = \pm 33,3V$ ,  $U_{BE} = 0,7V$

schen Störspannung von ca.  $\pm 33V$  die maximal zu erwartende Einfügedämpfung mit ca. 33dB vorhergesagt werden.

Messtechnisch kann die erzielte Einfügedämpfung bestimmt werden, indem im logarithmischen die Differenz zwischen den Störpegeln mit und ohne Filtermaßnahme gebildet wird. Abb. 5.22 stellt die durch den Gegenspannungseinkoppler erzielte Einfügedämpfung dar und vergleicht sie mit der theoretisch erwarteten. Grundsätzlich wird bis in den einstelligen MHz-Bereich hinein eine mittlere Einfügedämpfung von ca. 23dB erzielt. Maximal steigt sie auf über 30dB. Damit bestätigt sich die vorhergesagte Einfügedämpfung und es ist weiterhin die Funktionsfähigkeit des Gegenspannungseinkopplers grundsätzlich nachgewiesen.

Im Detail treten aber Abweichungen auf, deren Ursache zu diskutieren bleibt. Die messtechnisch ermittelte Einfügedämpfung liegt zum einen etwas unter der vorherbestimmten und zeigt zum anderen eine Frequenzabhängigkeit. So ist bei

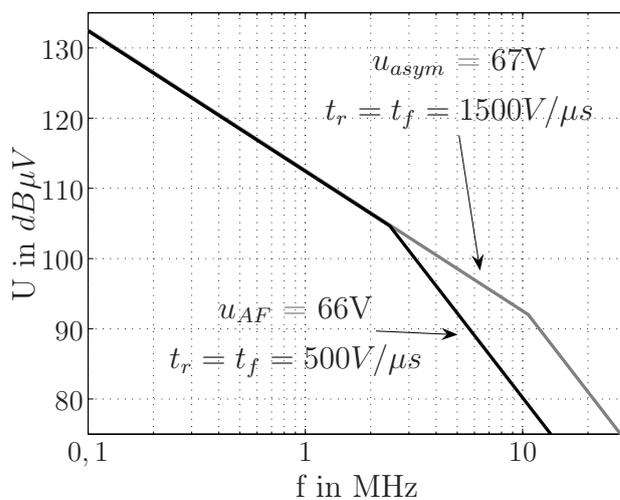


Abb. 5.23: Hüllkurvenapproximation der Störspannung  $u_{asym}$  und der Kompensationsspannung  $u_{AF}$  mit  $f_{sw} = 10kHz$ ,  $U_{DC} = 200V$

Wichtig sind die Großsignalparameter wie maximale Spannungsanstiegsgeschwindigkeit (Slew Rate) sowie die Speicherzeit (Storage Time). Da beim verwendeten Pulsmuster die Transistoren nicht vollständig aufgesteuert werden, es gilt  $U_{CE} > U_{CEsat}$ , kann die Speicherzeit vernachlässigt werden. Werden aufgrund eines anderen Pulsmusters die Transistoren voll aufgesteuert, ist ihr Einfluss aber zu beachten.

Die Slew Rate ist für die verwendeten Transistoren mit ca.  $500 \frac{V}{\mu s}$  angegeben. Damit liegt sie erheblich unter der Spannungsanstiegsgeschwindigkeit der asymmetrischen Störspannung. Der Einfluss kann mit Hilfe der in Abschnitt 2.2.1.1 vorgestellten Hüllkurvenapproximation bewertet werden. Es wird davon ausgegangen, dass der Verstärker auf eine schnelle Spannungsänderung mit begrenzter Slew Rate antwortet. Abb. 5.23 stellt die Approximation für den mittleren und oberen Frequenzbereich dar. Es wird deutlich, dass aufgrund der Slew Rate Frequenzanteile oberhalb  $2MHz$  durch den Verstärker zusätzlich reduziert werden. Damit steigt die Differenzspannung und es sinkt die Filterwirkung. Dieser Zusammenhang wird auch durch die Abb. 5.22 bestätigt. Damit wird deutlich, dass sowohl die Differenzspannung als auch die begrenzte Bandbreite des Verstärkers die maximal erreichbare Dämpfung reduzieren.

100kHz ein lokales Minimum zu erkennen und ein Abfall der Einfügedämpfung ab 2MHz zu verzeichnen. Es zeigt sich in diesem Zusammenhang, dass besonders bei hohen Störpegeln unterhalb  $100kHz$  eine gute Dämpfung erzielt wird.

Um diese Beobachtungen zu begründen, ist das Verhalten des Verstärkers bei hohen Frequenzen zu beurteilen. Aufgrund der Großsignalaussteuerung, spielen die Kleinsignalparameter bezüglich

### 5.2.2.2 Überlegungen zur Verringerung des Filtervolumens

Ein entsprechend den Überlegungen des Abschnittes 5.1.1.1 dimensionierter Gegenspannungseinkoppler zeigt ein zum passiven Filter vergleichbares Volumen. Im Wesentlichen bestimmt die Einkoppeldrossel dieses Volumen, aber auch die Zwischenkreiskondensatoren  $C_{DC}$  sind zu berücksichtigen. Qualitativ wird dies auch durch den Versuchsaufbau in Abb. 5.17 bestätigt. Damit kann zunächst bei Verwendung eines entsprechend dimensionierten Gegenspannungseinkopplers von keiner signifikanten Volumeneinsparung gegenüber einem passiven Filter ausgegangen werden. Zu untersuchen bleibt, durch welche Maßnahmen das Filtervolumen verringert werden kann und welche Auswirkungen auf die Filterwirkung zu erwarten sind. Die maximale Spannungs-Zeit-Fläche des Kompensationssignales bestimmt über die Induktivität der Zusatzwicklung die Maximalinduktion in der Einkoppeldrossel. Kennzeichen hierfür ist der Spitzenstrom durch die Zusatzwicklung. Der Induktionshub bedingt wiederum den Kernquerschnitt der Einkoppeldrossel und damit das Volumen. Gelingt es, den Maximalwert dieses Stromes zu verringern, wird sich auch das Volumen der Einkoppeldrossel verringern lassen. Berücksichtigt werden kann hierbei, dass gerade im unteren Frequenzbereich die ersten Harmonischen ab der

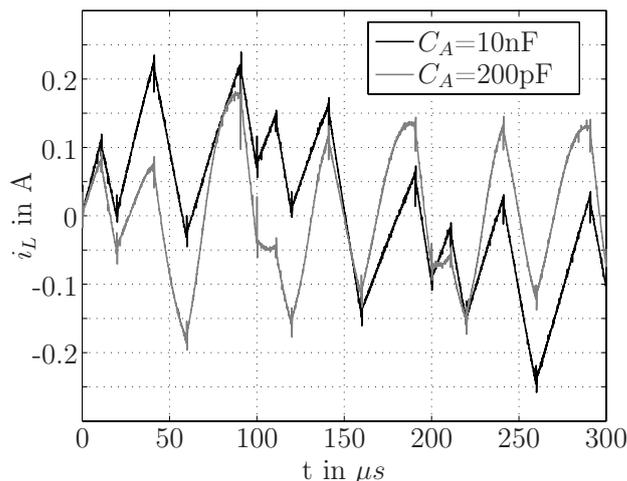


Abb. 5.24: Simulierter Strom durch die Zusatzwicklung bei unterschiedlichen Einkoppelkondensatoren

dreifachen Schaltfrequenz für den maximalen Induktionshub verantwortlich sind. Folglich kann durch selektive Reduzierung dieser Anteile der Kompensationsspannung auch der Induktionshub verringert werden. Nach Formel 5.8 zeigt der Gegenspannungseinkoppler im relevanten Frequenzbereich Hochpassverhalten, dessen Grenzfrequenz über die Induktivität der Einkoppeldrossel und die Kapazität der Messeinrichtung beeinflusst wer-

den kann. Da die Induktivität aber den Verstärkerstrom begrenzt, kann ihr Wert nicht reduziert werden. Die Reduzierung der Kapazität des Sternpunktes ist hingegen möglich. Abb. 5.24 verdeutlicht, inwieweit sich der maximale Strom durch die Zusatzwicklung verringern lässt. Bei einer Reduzierung der Kapazität um den Faktor 50 reduziert sich der Spitzenstrom um ca. 20%. Wichtiger ist zu bemerken, dass die Ansteuerleistung des Verstärkers derart abnimmt, dass die Funktionsweise als in Reihe zum Störpfad liegende Spannungsquelle nicht mehr vollständig gegeben ist. Vielmehr wird der Spannungsabfall über den stromkompensierten Wicklungen auf die Zusatzwicklung transformiert. Der Gegenspannungseinkoppler wirkt in der Folge nur noch wie ein passiver Filter. Daher scheint es nicht zielführend, den Induktionshub zu verringern. Dies wird auch durch die Messergebnisse der Funkstörspannung bei unterschiedlichen Sternpunkt-kapazitäten aus Abb. 5.25 bestätigt. Je kleiner die Kapazität gewählt wird, desto höher die Störpegel, umso geringer fällt folglich die Dämpfung aus. Als Fazit ist somit eine Reduzierung des Kernvolumens durch selektive Verringerung der Pegel der Vielfachen der Schaltfrequenz nicht zielführend.

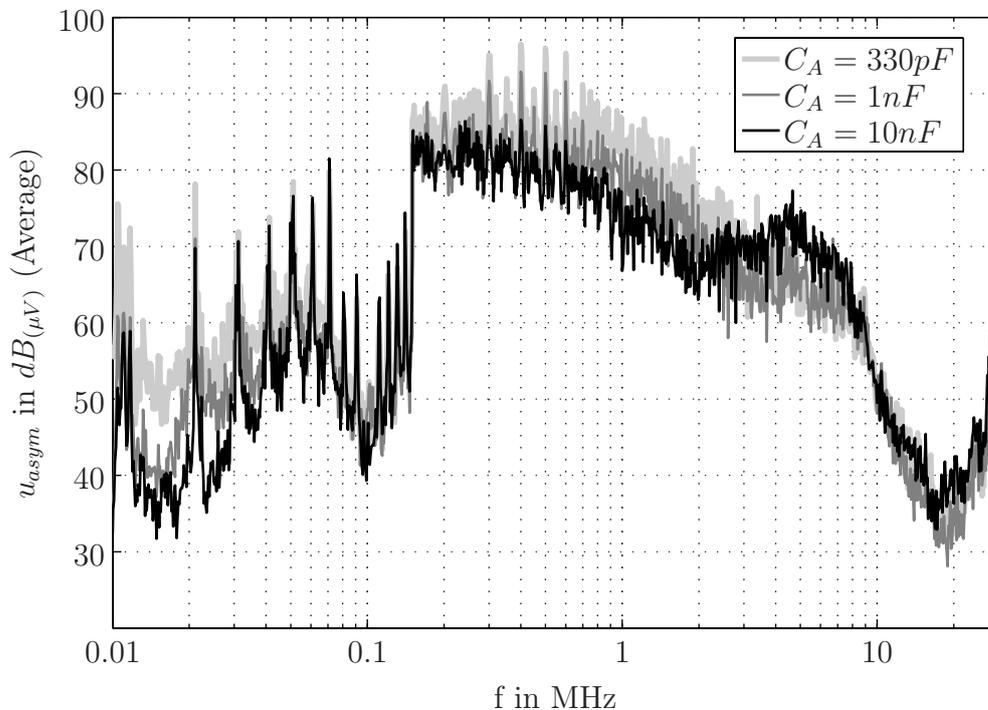


Abbildung 5.25: An der Netznachbildung gemessene asymmetrische Störpegel bei unterschiedlicher Kapazität der Auskoppelkondensatoren

### 5.2.2.3 Der Einfluss des Gegenspannungseinkopplers auf die verkettete Spannung

Da der Gegenspannungseinkoppler zwischen dem Wechselrichter und der Maschine betrieben wird, ist sein Einfluss auf die Nutzspannungen zu betrachten. Dabei handelt es sich um symmetrische Signale, die grundsätzlich nicht durch einen asymmetrisch wirksamen Filter beeinflusst werden sollen. Dies kann durch die Simulationsergebnisse aus Abb. 5.26 bestätigt werden. Der Simulation liegt ein entsprechend Abschnitt 5.2.2.1 ausgelegter Gegenspannungseinkoppler zugrunde. Die asymmetrische Störquelle aus Abb. 5.15 ist durch das Modell eines Wechselrichters mit pulsweitenmodulierten Ausgangsspannungen ersetzt.

Die Beeinflussung symmetrischer Signale erfolgt durch Induktivitäten in Reihe zum Motorkabel und durch Kapazitäten zwischen den Leitern. Letztere sind zwar durch den kapazitiven Sternpunkt gegeben, können aber aufgrund der geringen resultierenden Kapazität für den Drehfeldfrequenzbereich vernachlässigt werden. Auch die Streuinduktivität der Einkoppeldrossel vergrößert zwar die Längsinduktivität des Kabels, sie wurde aber bewusst durch den Wicklungsaufbau minimiert und zeigt somit auch keinen Einfluss im Drehfeldfrequenzbereich. Beide Aussagen werden durch die Simulation aus Abb. 5.26 bestätigt, da offensichtlich nur die asymmetrische Störspannung beeinflusst wird. Damit ist der Einfluss des akti-

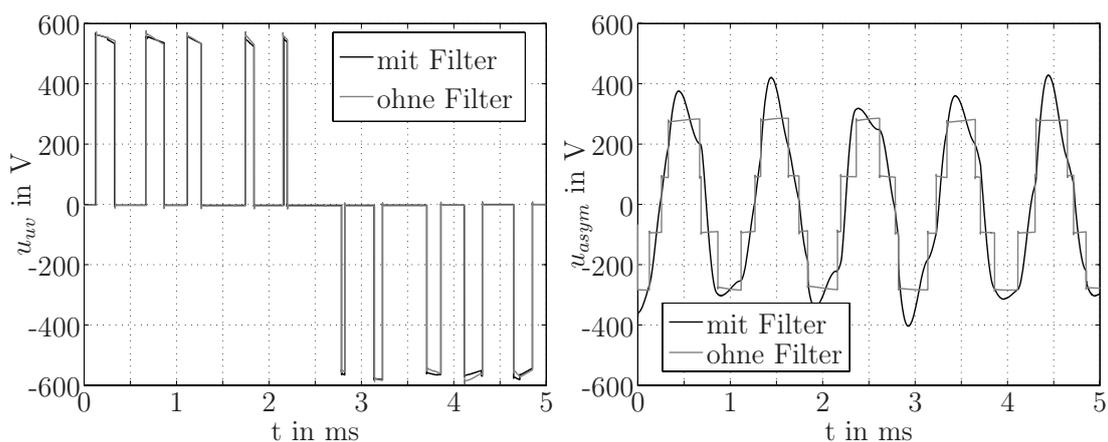


Abbildung 5.26: links: Simulierte verkettete Spannung  $U_{uv}$  an der Maschine  
rechts: Simulierte asymmetrische Störspannung  
mit  $f_{fund} = 100\text{Hz}$ ,  $f_{sw} = 1\text{kHz}$ ,  $U_{DC} = 560\text{V}$ ,  $m_a = 0,5$

ven Filters auf die Dynamik konventioneller Antriebssysteme zu vernachlässigen. Aber auch die Funktion eines Sinusfilters ist folglich nicht gegeben. Somit ist diesbezüglich das Verhalten vergleichbar zu einem entsprechenden passiven Filter.

### 5.2.3 Ein Vergleich zur passiven Filterung

Um die mit dem Gegenspannungseinkoppler erzielte Filterwirkung bewerten zu können, ist der Vergleich zu einem äquivalenten passiven Filter heranzuziehen. Die Äquivalenz soll dabei auf die Funktionsweise sowie das Volumen bezogen werden. Stehen Zuverlässigkeit bzw. Kosten im Vordergrund, ist davon auszugehen, dass der Gegenspannungseinkoppler hinter passiven Filtern zurückbleibt. Grund hierfür sind im Wesentlichen die Halbleiter, die zum einen, bedingt durch die eingeschränkte Verfügbarkeit, nur eine geringe Spannungsfestigkeitsreserve besitzen und zum anderen einen zusätzlichen Kostenfaktor darstellen.

Zum Vergleich wird eine motorseitig installierte passive EMV-Filtermaßnahme

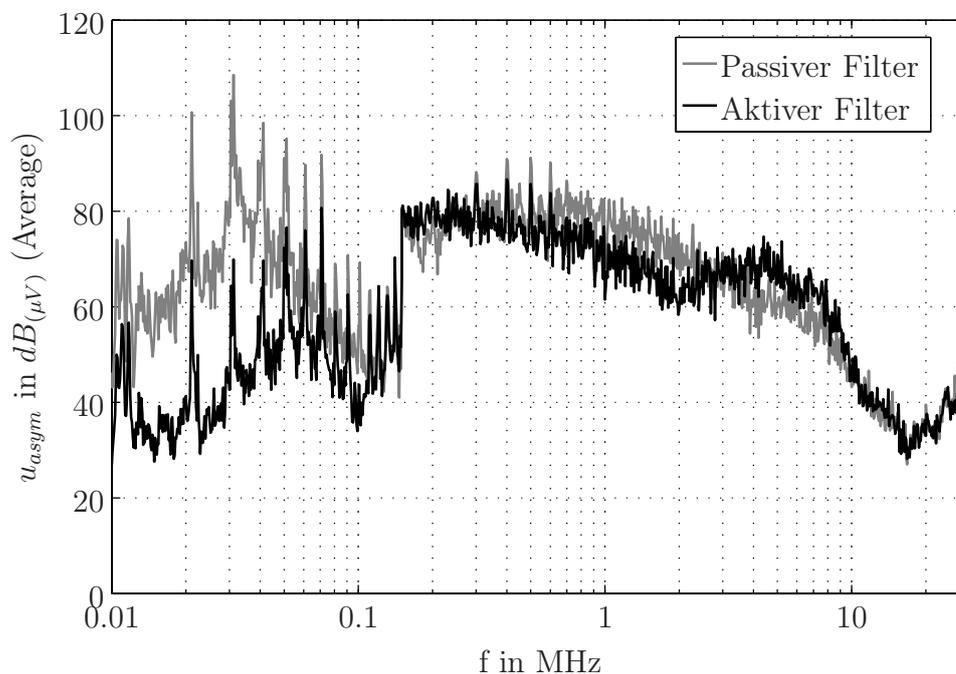


Abbildung 5.27: Störpegel im Vergleich zu einer motorseitig installierten stromkompensierten Drossel gleicher Induktivität

Passiver Filter: Ringkern VAC 6L-L2040-W453 mit 4x18 Wdgen, einlagig

Aktiver Filter: Analog Betrachtungen Abschnitt 5.2.2.1

herangezogen. Wie der Gegenspannungseinkoppler auch, soll diese nur die Impedanz des asymmetrischen Pfades erhöhen. Hierzu dient eine stromkompensierte Drossel, die bezüglich der Bauform und der Induktivität vergleichbar der Einkoppeldrossel ist. Die resultierenden Störpegel sind in Abb. 5.27 dargestellt. Es ist ersichtlich, dass durch den Gegenspannungseinkoppler die Filterwirkung im Frequenzbereich von 150kHz bis 30MHz gegenüber einem passiven Filter nicht merklich verbessert wird. Jedoch zeigt sich unterhalb 60kHz eine signifikant höhere Filterwirkung. Wie schon in Abschnitt 5.2.2.1 beschrieben, werden gerade hohe Störpegel direkt oberhalb des dreifachen der Schaltfrequenz besonders gut gedämpft. Dies wird auch in Abb. 5.27 deutlich.

### 5.3 Der Gegenspannungseinkoppler - Ein Fazit

Die Ausführungen der vorangegangenen Kapitel haben gezeigt, dass der im Fokus der Untersuchungen stehende Gegenspannungseinkoppler gezielt, ohne die Methode von Versuch und Irrtum, ausgelegt werden kann. Die Schaltungssimulation ist hierbei wertvolles Hilfsmittel. Die messtechnisch ermittelte Filterwirkung verdeutlicht, dass mit einem entsprechend ausgelegten Gegenspannungseinkoppler eine gute Einfügedämpfung zu realisieren ist. Insbesondere zeigt sich dies bei hohen Störpegeln, wie sie ab dem dreifachen der Schaltfrequenz auftreten. Hier ist die Filterwirkung wesentlich besser als bei einem äquivalenten<sup>6</sup> passiven Filter. Im Frequenzbereich von 150kHz bis 30MHz zeigt der Gegenspannungseinkoppler jedoch keine signifikant bessere Filterwirkung. Da zudem noch sein Schaltungsaufwand höher ist, stellt er für die Reduzierung von EMV-Störungen in dreiphasigen Antriebssystemen keine adäquate Alternative zum passiven Filter dar.

Die Betrachtungen zur Auslegung des Gegenspannungseinkopplers zeigen, dass besonders auf Randbedingungen die durch die Halbleiter des Verstärkers und die Einkoppeldrossel gegeben sind, Rücksicht genommen werden muss. Zum Zeitpunkt der Drucklegung sind gerade zwei komplementäre Transistorpärchen in Bipolartechnik mit einer Spannungsfestigkeit von 600V verfügbar. Dies schränkt

---

<sup>6</sup>bezogen auf das Volumen bzw. das Gewicht

die Möglichkeiten der Filterauslegung erheblich ein und reduziert gleichermaßen die Zuverlässigkeit. Weiterhin zeigt eine für sättigungsfreien Betrieb dimensionierte Einkoppeldrossel ein erhebliches Volumen und benötigt ein Kernmaterial, das bei hoher Permeabilität eine hohe Sättigungsinduktion besitzt. Im relevanten Frequenzbereich kommen dafür nur nanokristalline bzw. amorphe Eisenkerne in Betracht, die aber über den Kosten sonst üblicher Ferritmaterialien liegen. Ein Einsatz unterhalb einer Schaltfrequenz von ca. 5kHz scheint aber auch mit diesen Materialien nicht realistisch. Weiterhin stellt die Reduzierung des Induktionshubes durch die Verringerung der Spannungs-Zeit-Fläche des Kompensationssignals keine Alternative zur Reduzierung des Kernvolumens dar.

Die Messungen zeigen, dass im untersuchten System eine Einfügedämpfung von ca. 23dB erreicht wird, und bestätigen somit die Betrachtungen zur Auslegung. Damit bestätigt sich grundsätzlich auch die erwartete Filterwirkung, wobei im Detail Abweichungen auftreten. Im unteren Frequenzbereich ist die Verringerung des Kompensationssignals um die Spannung  $U_{diff}$  Grund hierfür. Im oberen Frequenzbereich begrenzt die Bandbreite des Verstärkers die Filterwirkung. Der messtechnische Vergleich zu einem passiven Filter zeigt aber auch, dass im Frequenzbereich ab ca. 60kHz keine höhere Einfügedämpfung zu erwarten ist. Gerade im bezüglich der leitungsgeführten EMV relevanten Frequenzbereich von 150kHz bis 30MHz zeigt der passive Filter eine vergleichbare Filterwirkung.

Nachdem im Fokus der vorangegangenen Betrachtungen die Auslegung des Gegen Spannungseinkopplers anhand gegebener Randbedingungen stand, soll abschließend diskutiert werden, unter welchen Randbedingungen eine optimale Filterwirkung zu erwarten ist. Soll ein entsprechend den vorangegangenen Ausführungen ausgelegter Gegen Spannungseinkoppler in ein bestimmendes Antriebssystem eingefügt werden, sollte zunächst die Schaltfrequenz des Antriebssystems oberhalb 10kHz liegen und die asymmetrische Störspannung hohe Amplituden über einen weiten Frequenzbereich besitzen. Um die Zuverlässigkeit zu erhöhen, sollte weiterhin die Zwischenkreisspannung, bei derzeitiger Verfügbarkeit entsprechender Halbleiter, nicht über 400V liegen. Soll hingegen der Gegen Spannungseinkoppler in einem konventionellen Antriebssystem zum Einsatz kommen, sind zunächst P-leitende Transistoren mit einer Spannungsfestigkeit von mindestens

700V zu fordern. Wünschenswert wäre der Einsatz eines integrierten Leistungsverstärkers gleicher Spannungsfestigkeit<sup>7</sup>, der keine Differenzspannung aufweist. Auch ist ein Kernmaterial wünschenswert, dass bei einer Induktivitätskonstante im  $\mu H$ -Bereich einen, im Vergleich zum Eisenpulverkern, signifikant höheren Induktionshub erlaubt und gleichzeitig bis in den einstelligen MHz-Bereich einsetzbar ist. Zum Zeitpunkt der Drucklegung ist jedoch nicht abzusehen, dass dementsprechende Bauteile verfügbar sein werden.

Am Rande der Untersuchungen sei noch auf einige wichtige Eigenschaften des Gegenspannungseinkopplers hingewiesen. Zunächst ist zu berücksichtigen, dass aufgrund seiner motorseitigen Installation nicht alle asymmetrischen Störpfade erfasst, und damit auch nicht bedämpft werden können. In erster Linie sind hiervon alle umrichterinternen Pfade betroffen, wie mit Hilfe der Simulation anhand des Einflusses der Modulkapazität gezeigt werden konnte. Zum anderen sei noch einmal darauf hingewiesen, dass es sich beim Gegenspannungseinkoppler um einen EMV-Filter handelt, der keinen Einfluss auf die verketteten Spannungen hat. Es ist folglich keine der Motordrossel vergleichbare Wirkung realisierbar.

Trotz umfangreicher Behandlung des Gegenspannungseinkopplers bleiben einige Untersuchungen offen, die als Ausblick erwähnt werden sollen. Hierzu zählen vor allem detaillierte Betrachtungen zu Stabilität. Diese stellte während der Untersuchungen zu der vorliegenden Arbeit zwar nie ein Problem dar, es wäre aber wünschenswert die praktischen Erfahrungen auch theoretisch zu hinterlegen. Besonders gilt dies für den Einfluss der Bauteilparameter sowie der parasitären Elemente des Aufbaus auf die Stabilität. Auch ist die Erprobung einer Topologie wünschenswert, die die Bauteilverfügbarkeit wesentlich verbessert. Dazu kann der Verstärker mit Transformatorkopplung ein Ansatz sein.

---

<sup>7</sup>Wie für etwas geringere Spannungen von der Firma APEX angeboten

## 6 Zusammenfassung

Drehzahlveränderbare Antriebe stellen den EMV-Ingenieur vor große Herausforderungen, da nicht nur die EMV-Anforderungen der EN61800 zu erfüllen sind. Oftmals sind auch Randbedingungen bezüglich Volumen und Filterkosten zu berücksichtigen. Aus diesem Grund steht die Entwicklung von kostengünstigen und volumenoptimierten Abhilfemaßnahmen seit vielen Jahren im Fokus von Forschungsarbeiten. Die vorliegende Arbeit leistet hierzu einen weiteren Beitrag und untersucht anhand einer ausgewählten Topologie, inwieweit ein aktiver EMV-Filter diesbezüglich einen Fortschritt darstellt und wie seine Filterwirkung gegenüber der etablierten passiven Filterung zu bewerten ist.

Bisher untersuchte Lösungsansätze zur Reduzierung der asymmetrischen Störungen besitzen Vor- aber auch Nachteile. So bestehen passive Filterlösungen zwar für nahezu jeden Einsatzfall, sie können aber ein erhebliches Volumen zeigen und einen erheblichen Kostenfaktor darstellen. Möglich ist auch die Vermeidung der Störungen durch ein angepasstes Pulsmuster. Dies ist aufgrund der höheren Schaltverluste bisher nicht wirtschaftlich tragbar realisiert worden. Einen weiteren Ansatz stellen aktive EMV-Filter dar. Anhand der zu erreichenden Einfügedämpfung innerhalb des Störpfades vergleicht die vorliegende Arbeit aktive Filterkonzepte in Regelkreis- sowie in Steuerungsstruktur. Diese können mit steuerbaren Strom- oder Spannungsquellen realisiert werden, deren Eigenschaften zu berücksichtigen sind. Im Ergebnis dieser Untersuchungen zeigt die Steuerungsstruktur mit Spannungsquelle<sup>1</sup> unter anderem durch die umgebungsimpedanzunabhängige Filterwirkung bei geringem Verstärkungsfaktor sowie der verursachernahen Störkompensation Vorteile gegenüber den anderen betrachteten Topologien und steht aus diesem Grunde im Fokus der vorliegenden Arbeit.

---

<sup>1</sup>im Verlauf der Arbeit auch als Gegenspannungseinkoppler bezeichnet

Der Entwurf des aktiven Filters innerhalb seiner elektrischen Umgebung kann besonders effizient gestaltet werden, wenn er durch die Schaltungssimulation unterstützt wird. Daher wird in dieser Arbeit auf die Modellierung ein besonderes Augenmerk gerichtet. Mit dem Ziel einer zeiteffizienten Systemsimulation im Zeitbereich werden angepasste Modelle sowohl für die Umgebung als auch für den aktiven Filter vorgestellt. Die Verifizierung passiver Baugruppen erfolgt dabei im Frequenzbereich anhand der Impedanz bzw. der Übertragungsfunktion. Neben den grundlegenden passiven Bauteilen ist mit der Asynchronmaschine im Detail der Parametrisierungsprozess für ein komplexes Verhaltensmodell dokumentiert. Des Weiteren ist mit den Motorkabeln ein physikalischer Modellierungsansatz beschrieben. Auf die Parametrisierung von Halbleitern wird in dieser Arbeit verzichtet, und es wird auf Modelle der entsprechenden Hersteller zurückgegriffen.

Ein weiterer Schwerpunkt wird in der vorliegenden Arbeit auf die systematische Auslegung des Gegenspannungseinkopplers gelegt. Ziel ist der zuverlässige Betrieb mit hoher Dämpfung über einen weiten Frequenzbereich. Dazu werden anhand der Übertragungsfunktionen Regeln zur Bauteildimensionierung aufgestellt. Das bei der Modellierung gewonnene grundlegende Verständnis passiver Bauteile wird ausgenutzt, um die parasitären Elemente der Baugruppen zu reduzieren. Die Erkenntnisse werden zusammenfassend als Entwurfsablauf dargestellt.

Die Betrachtungen zur Auslegung werden anhand einer Systemsimulation überprüft. Dabei kann die grundsätzliche Funktionsfähigkeit des Gegenspannungseinkopplers gezeigt werden, die auch durch Messungen bestätigt wird. Der Einfluss der Differenzspannung sowie der Slew Rate auf die Filterwirkung wird diskutiert. Der Vergleich zum passiven Filter zeigt die Vorteile des aktiven Filters im unteren Frequenzbereich aber auch seine Schwächen im oberen Frequenzbereich. Abschließend wird ein Gesamtfazit zum Gegenspannungseinkoppler gezogen.

Aktive Filter stehen technisch als auch wirtschaftlich in direktem Vergleich zu den etablierten passiven Filtern. Nur wenn sie einen Vorteil gegenüber diesen aufzeigen, wird sich eine Marktchance bieten. Die Ergebnisse dieser Arbeit haben für den Gegenspannungseinkoppler jedoch gezeigt, dass hiervon - trotz der gegebenen Funktionalität - nicht grundsätzlich ausgegangen werden kann. Dieses Forschungsgebiet ist und bleibt offen für weitere Arbeiten, insbesondere wenn die Reduzierung der Ableitströme im Vordergrund steht.

# Formelzeichen und Abkürzungen

## Formelzeichen ausgewählter Größen

Symbol	Einheit	Bedeutung
$\epsilon_0$	$\frac{As}{Vm}$	Elektrische Feldkonstante ( $8.86 \cdot 10^{-12}$ )
$\epsilon_r$		Permittivitätszahl (siehe [67])
$\mu_0$	$\frac{Vs}{Am}$	Magnetische Feldkonstante ( $1.257 \cdot 10^{-6}$ )
$\mu_r$		Permeabilitätszahl
$\lambda$	m	Wellenlänge
$\varphi$	rad	Phasenverschiebung
$\beta$		Stromverstärkung des Bipolartransistors
$T$	s	Periodendauer
$t_r$	s	absolute Anstiegszeit
$t_f$	s	absolute Abfallzeit
$t_{on}$	s	Mittlere Einschaltzeit

weiter auf der nächsten Seite

Symbol	Einheit	Bedeutung
$\hat{U}, \hat{I}$	V,A	Spitzenwert der Spannung bzw. des Stroms
$\bar{U}, \bar{I}$	V,A	Mittelwert der Spannung bzw. des Stroms
$U_{diff}$	V	Differenzspannung allgemein
$Z$	$\Omega$	Impedanz
$R_{cu}$	$\Omega$	Ohmsche Wicklungsverluste (Kupferverluste)
$R_l$	$\Omega$	Ersatzbauelement für kapazitiven Leckstrom
$R_v$	$\Omega$	Ersatzbauelement für Kernverluste
$L_h$	H	Hauptinduktivität
$M, L_{str}$	H	Gegen- bzw. Streuinduktivität
$L_{sp}, L_{ss}$	H	Primär- bzw. sekundärseitige Streuinduktivität
$L_{zu}$	H	Induktivität der Anschlussleiter
$A_l$	H	Induktivitätskonstante
$C_g$	F	Ersatzkapazität Wicklung-Stator
$C_w$	F	Ersatzkapazität der einzelnen Wicklung
$C_{kern}$	F	Ersatzkapazität zwischen Wicklungen
$C_A$	F	Wirksame Gesamtkapazität des Sternpunktes
$C_{mod}$	F	Asymmetrisch wirksame Kapazität des IGBT-Moduls
$IL$	dB	Einfügedämpfung (Insertion Loss)
$V, A$		Verstärkung bzw. Übertragungsmaß allgemein

## Indizes

Indizes	Bedeutung
<i>stör</i>	Störgröße
<i>sym</i>	Symmetrische Größe
<i>asym</i>	Asymmetrische Größe
<i>e</i>	Eingangsgröße
<i>a</i>	Ausgangsgröße
<i>i</i>	Größe bezogen auf Strom
<i>u</i>	Größe bezogen auf Spannung
<i>L1, L2, L3</i>	Größe bezogen auf entsprechenden Umrichtereingang
<i>U, V, W</i>	Größe bezogen auf entsprechenden Umrichterausgang
<i>oF</i>	Größe ohne Filtermaßnahme gemessen
<i>mF</i>	Größe mit Filtermaßnahme gemessen
<i>k</i>	Größe bezogen auf den Koppelpfad
<i>m</i>	Größe bezogen auf die Messeinrichtung
<i>p</i>	Größe bezogen auf die Primärseite
<i>s</i>	größe bezogen auf die Sekundärseite
<i>AF</i>	vom aktiven Filter hervorgerufene Größe
<i>LL</i>	Größe von Leiter zu Leiter
<i>LS</i>	Größe von Leiter zu Schirm
<i>sw</i>	Größe bezogen auf die Schaltfrequenz
<i>fund</i>	Größe bezogen auf die Nutzfrequenz

## Zitierte Normen

---

EN61800-3	Drehzahlveränderbare elektrische Antriebe Teil 3
DIN VDE 0702	Wiederholungsprüfungen an elektrischen Geräten
EN50178	Ausrüstung von Starkstromanlagen mit elektronischen Betriebsmitteln
EN60990	Verfahren zur Messung von Berührungsstrom und Schutzleiterstrom
DIN VDE 0877	Messen von Funkstörungen
DIN VDE 0876	Geräte zur Messung von Funkstörungen
DIN VDE 0870	Elektromagnetische Beeinflussung, Begriffe

---

# Literaturverzeichnis

- [1] S. Ogasawara, H. Ayano und H. Akagi: *An active circuit for cancellation of common-mode voltage generated by a PWM inverter*. In: *Power Electronics Specialists Conference. PESC '97 Record., 28th Annual IEEE*, Band 2, Seiten 1547–1553 vol.2, 1997.
- [2] I. Takahashi, A. Ogata, H. Kanazawa und A. Hiruma: *Active EMI filter for switching noise of high frequency inverters*. In: *Power Conversion Conference - Nagaoka 1997., Proceedings of the*, Band 1, Seiten 331–334 vol.1, 1997.
- [3] S. Ogasawara 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*. In: *Industry Applications Conference, 2000. Conference Record of the 2000 IEEE*, Band 3, Seiten 1482–1488 vol.3, 2000.
- [4] Alexander Kopmann: *Erprobung von aktiven Störausregelungskonzepten für leitungsgebundene Störungen*. Diplomarbeit, TU-Berlin, Juni 2000.
- [5] Yo-Chan Son und Seung-Ki Sul: *A novel active common-mode EMI filter for PWM inverter*. In: *Applied Power Electronics Conference and Exposition, 2002. APEC 2002. Seventeenth Annual IEEE*, Band 1, Seiten 545–549 vol.1, 2002.
- [6] M.L. Heldwein, H. Ertl, J. Biela und J.W. Kolar: *Implementation of a transformer-less common mode active filter for off-line converter systems*. In: *Applied Power Electronics Conference and Exposition, 2006. APEC 2006. Twentieth Annual IEEE*, Seite 7, 2006.

- 
- [7] Richtlinie 89/336/EWG: *Angleichung der Rechtsvorschriften der Mitgliedstaaten über die elektromagnetische Verträglichkeit*. 3. Mai 1989.
- [8] Bundesgesetzblatt Teil I Nr.52: *Gesetz über die elektromagnetische Verträglichkeit von Geräten (EMVG)*. 9. Nov. 1992.
- [9] DIN VDE 0870: *Elektromagnetische Beeinflussung*. In: *Begriffe*, 1984-07.
- [10] Werner Walzik, Lothar Laske und Wolfgang Kühn: *EMV in der KFZ-Technik*. Franzis Verlag, 1 Auflage, 1995.
- [11] Karl-Heinz Gonschoreck und D. Anke: *Elektromagnetische Verträglichkeit*. Teubner Verlag, 1 Auflage, 1992.
- [12] Adolf Schwab: *Elektromagnetische Verträglichkeit*. Springer-Verlag, 3 Auflage, 1994.
- [13] Georg Durcansky: *EMV-Gerechtes Gerätedesign*. Franzis-Verlag, 1 Auflage, 1991.
- [14] Ernst Habiger: *Handbuch Elektromagnetische Verträglichkeit*. Verlag Technik, 2 Auflage, 1992.
- [15] Manfred Michel: *Leistungselektronik - Eine Einführung*. Springer-Verlag, 2 Auflage, 1995.
- [16] I.N. Bronstein und K.A. Semendjajew: *Taschenbuch der Mathematik*. Verlag Nauka, Moskau und BSB B.G. Teuber Verlagsgesellschaft, Leipzig, 23 Auflage, 1987.
- [17] Andreas Nagel: *Leitungsgebundene Störungen in der Leistungselektronik: Entstehung, Ausbreitung und Filterung*. Doktorarbeit, RWTH Aachen, August 1999.
- [18] D. Mihelin: *Beschreibung und Messung transienter leitungsgebundener Vorgänge aus der Sicht der elektromagnetischen Verträglichkeit*. Doktorarbeit, TU-Dresden, 1988.
- [19] H. Rehder: *Störspannung in Niederspannungsnetzen*. Technischer Bericht S.216-220, ETZ Archiv, 1979.

- 
- [20] Stephan Guttowski: *Untersuchungen zur elektromagnetischen Verträglichkeit spannungsgespeister Pulswechselrichter*. Doktorarbeit, TU-Berlin, März 1998.
- [21] A. Nagel und R.W. De Doncker: *Analytical approximations of interference spectra generated by power converters*. In: *Industry Applications Conference, 1997. Thirty-Second IAS Annual Meeting, IAS '97.*, Band 2, Seiten 1564–1570 vol.2, 1997.
- [22] S. Takizawa, S. Igarashi und K. Kuroki: *A new di/dt control gate drive circuit for IGBTs to reduce EMI noise and switching losses*. In: *Power Electronics Specialists Conference, 1998. PESC 98 Record. 29th Annual IEEE*, Band 2, Seiten 1443–1449 vol.2, 1998.
- [23] C. U-Yaisom, W. Khanngern und S. Nitta: *The study and analysis of the conducted EMI suppression on power MOSFET using passive snubber circuits*. In: *Electromagnetic Compatibility, 2002 3rd International Symposium on*, Seiten 561–564, 2002.
- [24] Michael Reisch: *Elektronische Bauelemente*. Springer-Verlag, 1 Auflage, 1998.
- [25] Eckart Hoene: *Methoden zur Vorhersage, Charakterisierung und Filterung elektromagnetischer Störungen von spannungsgespeisten Pulswechselrichtern*. Doktorarbeit, TU-Berlin, September 2001.
- [26] DIN-VDE: *Funkentstörung 1*. VDE Verlag Beuth, 2 Auflage, 1992.
- [27] Malack John A. und John R. Engstrom: *RF Impedance of United States and European Power Lines*. In: *Transactions on Electromagnetic Compatibility*, Seiten 36–38, 1976.
- [28] Roger A. Southwick und Walter C. Dolle: *Line Impedance Measuring Instrumentation Utilizing Current Probe Coupling*. In: *Transactions on Electromagnetic Compatibility*, Band 4, Seiten EMC–13 31–36, 1971.

- [29] P.J. Kwasniok, A.J. Kozlowski und S.S. Stuchly: *An improved method of measuring power-line impedances using two current probes*. Electromagnetic Compatibility, IEEE Transactions on, 35(4):473–475, 1993.
- [30] R. Vick: *Messbericht Symmetrische und asymmetrische Netzimpedanz*. TU-Dresden, Elektrotechnisches Institut, 2001.
- [31] M.L. Heldwein, T. Nussbaumer, F. Beck und J.W. Kolar: *Novel three-phase CM/DM conducted emissions separator*. In: *Applied Power Electronics Conference and Exposition, 2005. APEC 2005. Twentieth Annual IEEE*, Band 2, Seiten 797–802 Vol. 2, 2005.
- [32] Application Note AN-10-006: *Understanding Power-Splitters*. Mini-Circuits, [www.minicircuits.com/pages/pdfs/an10006.pdf](http://www.minicircuits.com/pages/pdfs/an10006.pdf) (Stand Jan07), 2005.
- [33] David Morgan: *A Handbook for EMC Testing and Measurement*. Peter Perengrinus, 1. Auflage, 1996.
- [34] M. Honda und H. Haruta: *Impedance Measurement Handbook*. Agilent Technologies, <http://cp.literature.agilent.com/litweb/pdf/5950-3000.pdf> (Stand Jan07), 2. Auflage, 2006.
- [35] Klaus-Dieter Göpel und Dietmar Genz: *Die Konzeption von EMV-Messplätzen*. Franzis-Verlag, 1. Auflage, 1995.
- [36] A. Mbaye, J.P. Bellomo, T. Lebey, J.M. Oraison und F. Peltier: *Electrical stresses applied to stator insulation in low-voltage induction motors fed by PWM drives*. Electric Power Applications, IEE Proceedings-, 144(3):191–198, 1997.
- [37] T. Lebey und S. Dinculescu: *On the possible impact of PWM drives on insulating materials: a laboratory study*. In: *Electrical Machines and Drives, 1999. Ninth International Conference on (Conf. Publ. No. 468)*, Seiten 208–212, 1999.
- [38] F. S. Ahmed und A.S. Ahmed: *Breakdown of Solid Insulation Films by Partial Discharge using Sinusoidal and Pulse Voltages*. IEEE Transactions on Electrical Insulation, EI-13(5):337–342, 1978.

- 
- [39] M. Joshi und V. Agarwal: *Component placement for improved EMI performance in power electronic circuits*. In: *Applied Power Electronics Conference and Exposition, 1998. APEC '98. Conference Proceedings 1998., Thirteenth Annual*, Band 2, Seiten 911–917 vol.2, 1998.
- [40] S. Wang, F.C. Lee und W.G. Odendaal: *Controlling the parasitic parameters to improve EMI filter performance*. In: *Applied Power Electronics Conference and Exposition, 2004. APEC '04. Nineteenth Annual IEEE*, Band 1, Seiten 503–509 Vol.1, 2004.
- [41] A.M. Hava, R.J. Kerkman und T.A. Lipo: *Simple analytical and graphical methods for carrier-based PWM-VSI drives*. *Power Electronics, IEEE Transactions on*, 14(1):49–61, 1999.
- [42] Yen-Shin Lai und Fu-San Shyu: *Optimal common-mode Voltage reduction PWM technique for inverter control with consideration of the dead-time effects-part I: basic development*. *Industry Applications, IEEE Transactions on*, 40(6):1605–1612, 2004.
- [43] Yen-Shin Lai, Po-Sheng Chen, Hsiang-Kuo Lee und J. Chou: *Optimal common-mode voltage reduction PWM technique for inverter control with consideration of the dead-time effects-part II: applications to IM drives with diode front end*. *Industry Applications, IEEE Transactions on*, 40(6):1613–1620, 2004.
- [44] G. Oriti, A.L. Julian und T.A. Lipo: *A new space vector modulation strategy for common mode voltage reduction [in PWM invertors]*. In: *Power Electronics Specialists Conference, 1997. PESC '97 Record., 28th Annual IEEE*, Band 2, Seiten 1541–1546 vol.2, 1997.
- [45] E. Un und A.M. Hava: *Performance Analysis and Comparison of Reduced Common Mode Voltage PWM and Standard PWM Techniques for Three-Phase Voltage Source Inverters*. In: *Applied Power Electronics Conference and Exposition, 2006. APEC '06. Twenty-First Annual IEEE*, Seiten 303–309, 2006.

- 
- [46] S. Ogasawara und H. Akagi: *Modeling and damping of high-frequency leakage currents in PWM inverter-fed AC motor drive systems*. Industry Applications, IEEE Transactions on, 32(0093-9994):1105–1114, 1996.
- [47] Stefan-Peter Weber: *Effizienter Entwurf von EMV-Filtern für leistungselektronische Geräte unter Anwendung der Methode der partiellen Elemente*. Doktorarbeit, TU-Berlin, Mai 2007.
- [48] Andreas Kay: *Entwurf und Aufbau eines aktiven EMV-Filters für einen 4kW Antrieb mit spannungsgespeisten Pulswechselrichter*. Diplomarbeit, TU-Berlin, November 2006.
- [49] Ogasawara und Akagi: *Suppression of common-mode voltage in a PWM rectifier/inverter system*. In: *Industry Applications Conference. Thirty-Sixth IAS Annual Meeting. Conference Record of the 2001 IEEE*, Band 3, Seiten 2015–2021 vol.3, 2001.
- [50] Ryszard Strzelecki, Robert Smolenski und Adam Kempinski: *Reduction of the Bearing Current in PWM Motor Drives by Means of Common Mode Voltage Cancellation*. In: *Power Quality and Utilization - EPQU '01 : 6th International Conference*, Seiten pp. 439–444, Cracow 2001, Poland, 2001.
- [51] Sun Li, Nie Jianhong und Wu Fengjiang: *Study on conducted EMI suppression method in PWM adjustable speed system*. In: *Power Electronics Congress, 2004. CIEP 2004. 9th IEEE International*, Seiten 230–235, 2004.
- [52] Y.-C. Son und Seung-Ki Sul: *Generalization of active filters for EMI reduction and harmonics compensation*. Industry Applications, IEEE Transactions on, 42(2):545–551, 2006.
- [53] A.L. Julian, G. Oriti und T.A. Lipo: *Elimination of common-mode voltage in three-phase sinusoidal power converters*. Power Electronics, IEEE Transactions on, 14(5):982–989, 1999.
- [54] J. Cain: *Parasitic Inductance of Multilayer Ceramic Capacitors*. In: *Technical Information, AVX Corporation*. [www.avxcorp.com](http://www.avxcorp.com) (Stand Jan07).

- [55] S.-P. Weber, E. Hoene, S. Guttowski, W. John und H. Reichl: *On coupling with EMI capacitors*. In: *Electromagnetic Compatibility, 2004. EMC 2004. 2004 International Symposium on*, Band 1, Seiten 336–341 vol.1, 2004.
- [56] S. Wang, F.C. Lee, D.Y. Chen und Odendaal W.G.: *Effects of parasitic parameters on EMI filter performace*. In: *IEEE Transactions on Power Electronics*, Band 19, Seiten 869–877 vol.3, 2004.
- [57] Otto Zinke und Hans Seither: *Widerstände, Kondensatoren, Spulen und ihre Werkstoffe*. Springer-Verlag, 2 Auflage, 2002.
- [58] Frank Klotz: *Leitungsgebundene elektromagnetische Störemissionen von Leistungshalbleitertopologien*. Doktorarbeit, TU-Ilmenau, 1997.
- [59] A. Boglietti und E. Carpaneto: *Induction motor high frequency model*. In: *Industry Applications Conference, 1999. Thirty-Fourth IAS Annual Meeting. Conference Record of the IEEE*, Band 3, Seiten 1551–1558 vol.3, 1999.
- [60] A.F. Moreira, T.A. Lipo, G. Venkataramanan und S. Bernet: *High-frequency modeling for cable and induction motor overvoltage studies in long cable drives*. *Industry Applications, IEEE Transactions on*, 38(0093-9994):1297–1306, 2002.
- [61] S. Weber, E. Hoene, S. Guttowski, W. John und H. Reichl: *Modelling Induction Machines for EMC-Analysis*. In: *Power Electronics Specialists' Conference, Aachen, 2004*.
- [62] M. Schinkel, S. Weber, S. Guttowski, W. John und H. Reichl: *Efficient HF Modeling and Model Parameterization of Induction Machines for Time and Frequency Domain Simulations*. In: *Applied Power Electronic Conference and Exposition. APEC'06 Twenty-First Annual IEEE*, Band 1, Seite 6pp, 2006.
- [63] S. Weber, A. Linde, E. Hoene, S. Guttowski, W. John und H. Reichl: *Modellierung geschirmter Leistungskabel im Frequenzbereich der EMV*. In: *EMV-Messe und Kongress, Düsseldorf, 2006*.

- [64] Ulrich Tietze und Chritoph Schenk: *Halbleiterschaltungstechnik*. Springer-Verlag, 10 Auflage, 1993.
- [65] Ned Mohan, Tore Undeland und William Robbins: *Power Electronics*. John Wiley and Sons INC., 2 Auflage, 1995.
- [66] M. Albach und J. Lauter: *The Winding Capacitance of Solid and Litz Wires*. In: *EPE Trondheim*, 1997.
- [67] G. Brechmann, W. Dzieia, E. Hörnemann, H. Hübscher, D. Jagla und D. Klaue: *Elektrotechnik Tabellen Energieelektronik Industrielektronik*. Westermann, 3 Auflage, 1997.