

Analyse der Netzurückwirkungen und Eingangsfiler gepulster leistungselektronischer Umrichter

DISSERTATION

zur Erlangung des akademischen Grades
Doktoringenieur (Dr.-Ing.)
der
Fakultät für Elektrotechnik und Informationstechnik
der Technischen Universität Ilmenau

Vorgelegt von
Andreas Schramm, M.Sc.
aus Heilbronn

GUTACHTER:

- Univ-Prof. Dr.-Ing. habil. Jürgen Petzoldt, TU Ilmenau
- Prof. Dr.-Ing. Hermann Lanfer, HS Heilbronn
- Univ-Prof. Dr.-Ing. Steffen Bernet, TU Dresden

Tag der wissenschaftlichen Aussprache: 19.04.2013

urn:nbn:de:gbv:ilm1-2013000188

Erklärung

Ich versichere, dass ich die vorliegende Arbeit ohne unzulässige Hilfe Dritter und ohne Benutzung anderer als der angegebenen Hilfsmittel angefertigt habe. Die aus anderen Quellen direkt oder indirekt übernommenen Daten und Konzepte sind unter Angabe der Quelle gekennzeichnet. Bei der Auswahl und Auswertung folgenden Materials haben mir die nachstehend aufgeführten Personen in der jeweils beschriebenen Weise ~~entgeltlich~~/unentgeltlich geholfen:

- Keine

Weitere Personen waren an der inhaltlich-materiellen Erstellung der vorliegenden Arbeit nicht beteiligt. Insbesondere habe ich hierfür nicht die entgeltliche Hilfe von Vermittlungs- bzw. Beratungsdiensten (Promotionsberater oder anderer Personen) in Anspruch genommen. Niemand hat von mir unmittelbar oder mittelbar geldwerte Leistungen für Arbeiten erhalten, die im Zusammenhang mit dem Inhalte der vorgelegten Dissertation stehen.

Ich bin darauf hingewiesen worden, dass die Unrichtigkeit der vorstehenden Erklärung als Täuschungsversuch angesehen wird und den erfolglosen Abbruch des Promotionsverfahrens zu Folge hat.

Neuenstadt, den 25. April 2013

Andreas Schramm

Kurzfassung

Die vorliegende Arbeit behandelt die Bauvolumina von Eingangsfiltern für leistungselektronische Umrichter, da diese neben dem Kühlerbauvolumen ein wesentlicher Faktor für das Gesamtbauvolumen sind.

Die Untersuchung wird für kleine Ausgangsleistungen (3 kVA) durchgeführt, da dieser Leistungsbereich das größte Marktsegment einnimmt.

Aufgrund neuartiger Halbleitermaterialien werden zukünftig höhere Pulsfrequenzen bei gleichzeitig kleiner Verlustleistung möglich sein. Es ist allgemein bekannt, dass die Eingangsfilterbaugröße durch die gewählte Pulsfrequenz beeinflusst wird, weshalb ein Untersuchungspunkt dieser Arbeit darin besteht, Aussagen über die Eingangsfilterbauvolumina unter Variation der Pulsfrequenz abzuleiten.

Neben der Variation der Pulsfrequenz besteht die Möglichkeit, andere Umrichtertopologien als den am Markt etablierten Spannungszwischenkreisumrichter zu verwenden. Aufgrund des nicht vorhandenen Zwischenkreiskondensators ist der Matrixumrichter prinzipiell vollständig in Silizium integrierbar und wird daher ebenfalls hinsichtlich der Eingangsfilterbauvolumina untersucht.

Die Hauptzielsetzung der Arbeit liegt daher in einer vergleichenden Betrachtung der Eingangsfilterbauvolumina beider Umrichter unter Variation der Pulsfrequenz sowie der Filterordnung. Die Untersuchung erfolgt auf einer einheitlichen Vergleichsbasis, weshalb ein Filterauslegungsalgorithmus, der sowohl für spannungseinprägende Stromrichter, zu denen der Spannungszwischenkreisumrichter zählt, als auch für stromeinprägende Stromrichter, zu denen der Matrixumrichter zählt, herangezogen wird. Der vorgenannte Filterauslegungsalgorithmus berücksichtigt auch die parasitären Serienwiderstände der Filterbauelemente.

Die Filterauslegung erfolgt für Pseudospektren, welche die maximalen Schwingungsamplituden der realen Spektren aller Betriebspunkte enthalten. Die realen Spektren werden mathematisch durch Doppelfourierreihen eindeutig beschrieben. Um auch bei der Ermittlung der Netzurückwirkungen eine einheitliche Vergleichsbasis sicherzustellen, werden allgemeine Modulationsvorschriften angewandt, aus denen sich die Schaltpulse beider Umrichter ableiten lassen. Abschließend werden die Eingangsfilterbauvolumina basierend auf Bauvolumenkennlinien realer Bauelemente für beide Umrichter berechnet und vergleichend diskutiert.

Abstract

This work deals with the input filters' installation spaces for power electronic converters since their size is a significant influencing factor for the overall converter space beneath the mounting space of the air cooler. The investigation is performed for small output power (3 kVA) since it holds the largest market share.

Due to new semiconductor materials, higher pulse frequencies can be achieved while keeping the semiconductors' losses quite low. It is generally known that the input filter size is influenced by the pulse frequency, wherefore the filter installation area over pulse frequency has to be investigated.

Beneath varying the pulse frequency, other converter topologies can be used instead of the well established voltage DC-link converter. Because of the absent DC-link capacitor, the matrix converter is said to be fully integrateable into silicon and is henceforth also investigated in terms of filter installation space.

The main aim of this work is a comparative investigation of the input filters' installation spaces for both converters while varying the pulse frequency and the input filters' order.

For carrying out the investigation on a same basis of comparison for both converters, a filter dimensioning algorithm both fitting voltage source converters, which is the type of the voltage DC-link converter, as well as current source converters, which is the type of the matrix converter, is applied. Aforementioned filter dimensioning algorithm is also taking into account the parasitic series resistances of the filter elements.

The input filters are dimensioned for so called pseudo-spectra, which contain the maximum amplitudes for every harmonic of the real spectra for all operating points. The real spectra are described uniquely based on Double Fourier series. To maintain a same basis of comparison, the switching patterns for both converters are derived from generic modulation laws.

In conclusion the filter installation spaces are calculated based on characteristic curves for the size of existing filter elements. Afterwards the calculated filter installation spaces are discussed comparatively.

Vorwort

Die Ausfertigung einer wissenschaftlichen Arbeit wird in der Regel zwar vom Autor selbst vorgenommen; allerdings tragen sehr viele Menschen zu einem erfolgreichen Abschluss derselben bei. Während der Autor die Würdigung für die entstandene Arbeit erhält, bleiben die Mitwirkenden zunächst unbedacht. Aus diesem Grund möchte ich diesen Mitmenschen an dieser Stelle meinen Dank aussprechen.

Zum Einen sind hier all Jene zu nennen, welche direkt in der Arbeit involviert sind. In erster Linie gilt dies natürlich für die Betreuung und die Begutachtung der Arbeit. Daher gilt mein Dank Herrn Prof. Dr.-Ing. Hermann Lanfer (Reinhold-Würth-Hochschule der Hochschule Heilbronn), Herrn Univ.-Prof. Dr.-Ing. habil. Jürgen Petzoldt und Herrn Dr.-Ing. Uwe Rädels (beide TU Ilmenau) sowie Herrn Univ.-Prof. Dr.-Ing. Steffen Bernet (TU Dresden).

Ebenso danke ich den Mitarbeitern am Institut für elektrische Energie- und Steuerungstechnik an der TU Ilmenau für die freundliche Aufnahme am Institut und die interessanten Gesprächsrunden.

Zum Anderen tragen aber auch im Hintergrund agierende Menschen zum Erfolg des Vorhabens bei. Gerade im Forschungsbereich sind die Wissenschaftler oftmals auf die Finanzierung durch Dritte angewiesen, insbesondere wenn sich das Forschungsfeld im Bereich der Grundlagenforschung befindet. Aus diesem Grund gilt mein Dank der Stiftung zur Förderung der Reinhold-Würth-Hochschule der Hochschule Heilbronn für die Finanzierung des Forschungsprojektes „Hochintegrierter Matrixumrichter“ in dessen Rahmen diese Arbeit entstanden ist.

Des Weiteren werden natürlich vor Ausfertigung der wissenschaftlichen Arbeit viele Weichen gestellt und Entscheidungen getroffen, ohne welche die vorliegende Arbeit nicht existieren würde. Daher gilt hier mein besonderer Dank Herrn Prof. Dr.-Ing. Hermann Lanfer, der das Forschungsprojekt ermöglicht, die Aufnahme als Doktorand an der TU Ilmenau in die Wege geleitet und mir den Vertrauensvorschuss entgegengebracht hat, diese Arbeit erfolgreich abzuschließen.

Nicht zuletzt wird die Qualität der wissenschaftlichen Ausarbeitung auch durch die Beseitigung etwaiger Rechtschreib- oder Grammatikfehler und die Diskussion verschiedener Textpassagen gesteigert. Daher gilt mein besonderer Dank neben den oben genannten Betreuer der Arbeit auch den mir während dieser dritten wissenschaftlichen Arbeit wiederum treu gebliebenen Korrekturlesern, namentlich Herr Dipl.-Ing. Rolf-Dieter Leveringhaus sowie Marina und Anita Schramm.

Außerdem möchte ich den Lehrenden und Mitarbeitern der Reinhold-Würth-Hochschule der Hochschule Heilbronn danken, dass sie meinen Werkzeugkoffer der ingenieurmäßigen Betrachtungs-, Analyse- und Synthesemethodik unablässig füllten, so dass ich überhaupt in der Lage war, die vorliegende Arbeit zu verfassen.

Ich möchte auch diesmal wieder die Gelegenheit nutzen, allen Familienmitgliedern und Freunden für ihren unermüdlichen Einsatz im Zusammenhang mit der Errichtung unseres Hauses zu danken. Durch die im Folgenden Genannten wurden mir viele Arbeiten abgenommen oder vereinfacht, weshalb ich mich trotz den Anforderungen, welche an einen Bauherren gestellt werden, auf meine wissenschaftliche Ausarbeitung konzentrieren konnte. In diesem Zusammenhang geht mein besonderer Dank an (in alphabetischer Reihenfolge): Matthias Friedrich, Gerald Hitzler, Harald Hitzler, Bernd Kühner, Bernhard Mosthaf, Christian Mosthaf, Michaela Mosthaf, Ute Mosthaf, Harry Ochs, Rudolf Ochs, Anita Schramm, Harald Schramm, Rainer Stammer und Hans Stirmlinger.

Für Marina und Leonhard.

Inhaltsverzeichnis

Abbildungsverzeichnis	iv
Tabellenverzeichnis	xi
1 Einleitung	1
1.1 Motivation	3
1.2 Zielsetzung der Arbeit	5
1.3 Lösungsweg	6
1.4 Stand der Technik	8
1.4.1 Matrixumrichter	8
1.4.2 Spannungszwischenkreisumrichter	12
1.5 Elektromagnetische Verträglichkeit	14
1.6 Anforderungen an die leitungsgebundene Störaussendung	17
1.6.1 Anforderungen an die Störaussendung bis 2 kHz	18
1.6.2 Anforderungen an die Störaussendung von 2 kHz bis 150 kHz	18
1.6.3 Anforderungen an die Störaussendung von 150 kHz bis 30 MHz	18
1.6.3.1 Normgerechter Messaufbau zur Messung leitungsgebundener Störungen	18
1.6.3.2 Normative Anforderungen an das Messgerät	21
1.6.3.3 Normative Kriterien zur Netzfilterauslegung der Stromrichter	24
2 Modellbildung der Stromrichter	27
2.1 Einsträngiges Ersatzschaltbild des stromeinprägenden Stromrichters	27
2.2 Einsträngiges Ersatzschaltbild des spannungseinprägenden Stromrichters	29
3 Dimensionierung der Eingangfilter	32
3.1 Vorüberlegungen zur Filterstruktur	33
3.2 Dimensionierung der stromrichterseitigen Reaktanz des Netzfilters	36
3.2.1 Dimensionierung der stromrichterseitigen Reaktanz anhand der Oberschwingungsgesamtverzerrung	36
3.2.1.1 Dimensionierung der stromrichterseitigen Reaktanz (Kapazität) beim stromeinprägenden Stromrichter	36
3.2.1.2 Dimensionierung der stromrichterseitigen Reaktanz (Induktivität) beim spannungseinprägenden Stromrichter	36
3.2.2 Dimensionierung der stromrichterseitigen Reaktanzen im Zeitbereich	37
3.2.2.1 Dimensionierung der stromrichterseitigen Reaktanz (Kapazität) beim stromeinprägenden Stromrichter	37
3.2.2.2 Dimensionierung der stromrichterseitigen Reaktanz (Induktivität) beim spannungseinprägenden Stromrichter	39

3.3	Dimensionierung der Filterzweitere	40
3.3.1	Dimensionierung der Filterzweitere für stromeinprägende Störer . . .	40
3.3.2	Dimensionierung der Filterzweitere für spannungseinprägende Störer .	42
4	Vergleich der Eingangfilter basierend auf fiktiven Spektren	44
4.1	Ermittlung der parasitären Widerstände der verwendeten Reaktanzen	44
4.1.1	Parasitäre Widerstände der Kapazitäten	44
4.1.2	Parasitäre Widerstände der Induktivitäten	46
4.2	Auswahl eines fiktiven Spektrums	47
4.2.1	Fiktives Spektrum eines Matrixumrichters	47
4.2.2	Fiktives Spektrum eines Spannungszwischenkreisumrichters	49
4.3	Berechnung der Eingangfilter anhand der fiktiven Spektren	50
4.3.1	Ergebnisse der Filterberechnung des Matrixumrichters	51
4.3.1.1	Ergebnisse für die stromrichterseitige Kapazität des Matrixumrichters	51
4.3.1.2	Ergebnisse für die Bauelemente zur Realisierung der Filterzweitere des Matrixumrichters	52
4.3.2	Ergebnisse der Filterberechnung des Spannungszwischenkreisumrichters	55
4.3.2.1	Ergebnisse für die stromrichterseitige Induktivität des Spannungszwischenkreisumrichters	55
4.3.2.2	Ergebnisse für die Bauelemente zur Realisierung der Filterzweitere des Spannungszwischenkreisumrichters	56
4.3.3	Vergleich der Eingangfilter beider Stromrichter für die fiktiven Spektren	59
5	Berechnung der realen Spektren der betrachteten Stromrichter	61
5.1	Überlegungen zur Modulation der Schaltfunktionen	63
5.2	Berechnung der realen Spektren	67
5.2.1	Spektrum der Schaltfunktionen	68
5.2.2	Reales Spektrum eines Matrixumrichters	69
5.2.3	Reales Spektrum eines Spannungszwischenkreisumrichters	75
5.3	Berechnung der Eingangfilter anhand realer Spektren	79
6	Vergleich der Eingangfilter basierend auf Pseudospektren	85
6.1	Berechnung von Pseudospektren aus der Menge der Eingangsspektren	85
6.2	Ergebnisse der Filterberechnung des Matrixumrichters	85
6.2.1	Ergebnisse für die stromrichterseitige Kapazität des Matrixumrichters	86
6.2.2	Ergebnisse für die Bauelemente zur Realisierung der Filterzweitere des Matrixumrichters	87
6.3	Ergebnisse der Filterberechnung des Spannungszwischenkreisumrichters	88
6.3.1	Ergebnisse für die stromrichterseitige Induktivität des Spannungszwischenkreisumrichters	89
6.3.2	Ergebnisse für die Bauelemente zur Realisierung der Filterzweitere des Spannungszwischenkreisumrichters	89
6.4	Vergleich der Eingangfilter beider Stromrichter basierend auf Pseudospektren	91
7	Spannungszwischenkreisumrichter mit weichem Zwischenkreis	93
8	Vergleich der baugrößenoptimalen Filter hinsichtlich des benötigten Bauvolumens	98
8.1	Bauvolumina der Eingangfilter des Matrixumrichters	100
8.2	Bauvolumina der Eingangfilter des Spannungszwischenkreisumrichters	102

8.3	Vergleichende Betrachtung der Eingangfilterbauvolumina	105
9	Zusammenfassung, Diskussion und Ausblick	109
9.1	Zusammenfassung	109
9.2	Diskussion	111
9.3	Ausblick	113
	Symbolverzeichnis	114
	Literaturverzeichnis	122
A	Berechnungen	132
A.1	Spannungsübertragungsfunktion der verwendeten Messschaltung	132
A.2	Verhalten des virtuellen Sternpunkts der Querimpedanzen beim spannungseinprägenden Stromrichter	132
A.3	Verhalten des virtuellen Sternpunkts der Ersatzspannungsquellen beim spannungseinprägenden Stromrichter	136
A.4	Verhalten des virtuellen Sternpunkts des stromeinprägenden Stromrichters	137
A.5	Berechnung des zeitlichen Verlaufs der Kondensatorspannung an der stromrichterseitigen Reaktanz eines stromeinprägenden Störers	140
B	Programmablaufpläne	143
B.1	Ermittlung der minimal benötigten Zwischenkreiskapazität	143
	Index	144

Abbildungsverzeichnis

1.1	Anteil der elektrischen Energie (40 %) und der für den Betrieb elektrischer Antriebe eingesetzten Energie (12 % - 16 %) bezogen auf den weltweiten Primärenergiebedarf.	1
1.2	Qualitative Darstellung des Energieeinsparpotentials am Beispiel eines Pumpenantriebs in Anlehnung an [Sie11].	3
1.3	Schematische Darstellung eines Matrixumrichters. Die Last besteht in der Regel aus einer elektrischen Maschine, weshalb die Lastströme als eingepreßt angenommen werden. Daher wird die Last mit drei Stromquellen modelliert. Zur Vermeidung von unzulässigen Halbleiterventilbeanspruchungen muss die Netzseite spannungseinprägenden Charakter aufweisen. Daher wird die Netzseite mit drei Spannungsquellen modelliert.	8
1.4	IGBT (IGBT - Insulated Gate Bipolar Transistor) mit vier Dioden in Brückenkonfiguration und mögliche Schaltkonfigurationen [Klu05].	9
1.5	Realisierung eines bidirektionalen Schalters mit zwei IGBTs und zwei Freilaufdioden in Emitter-Anordnung [Klu05, Hof02].	10
1.6	Realisierung eines bidirektionalen Schalters mit zwei IGBTs und zwei Freilaufdioden in Kollektor-Anordnung [Klu05, Hof02].	10
1.7	Realisierung eines bidirektionalen Schalters mit zwei IGBTs und zwei Sperrdioden zum Schutz des IGBTs vor einem Rückwärtsstrom mit emitterseitigem Phasenanschluss [Hof02].	10
1.8	Realisierung eines bidirektionalen Schalters mit zwei IGBTs und zwei Sperrdioden zum Schutz des IGBTs vor einem Rückwärtsstrom mit kollektorseitigem Phasenanschluss [Hub93].	10
1.9	Realisierung eines bidirektionalen Schalters aus rückwärtssperrfähigen IGBTs.	11
1.10	Realisierung eines BIMOSFETs durch Kombination zweier MOSFETs in lateralem Aufbau und Ausbildung zweier Gate-Anschlüsse in einer Trench-Struktur [Saw08].	11
1.11	Realisierung eines monolithischen bidirektionalen Schalters im vertikalen Aufbau nach [Hei02].	12
1.12	Spannungszwischenkreisumrichter mit stromeinprägendem Netz und stromeinprägender Last. Zwischen den beiden Schalterbrücken befindet sich eine Kapazität, welche spannungseinprägenden Charakter besitzt.	13
1.13	Systematik zur Einteilung der Untersuchungsfelder im Themenkomplex „Elektromagnetische Verträglichkeit“ nach [Sei00]. In der vorliegenden Arbeit werden die dunkel dargestellten Themenfelder diskutiert.	14
1.14	Systematik der „elektromagnetischen Störaussendung“ und ihrer Zergliederung in leitungsgebundene und strahlungsgebundene Störaussendung nach [Sei00]. Die in der vorliegenden Arbeit diskutierten Themenfelder sind dunkel hinterlegt.	15
1.15	Mehrphasensystem mit m Außenleitern, Neutralleiter, sowie Bezugs- beziehungsweise Schutzleiter.	16

- 1.16 Nutz- und Störstrompfade in einer asymmetrischen Stromschleife und in einer symmetrischen Stromschleife nach [Dur99]. Während bei einer asymmetrischen Stromschleife der Nutz- und Störstrom über den Bezugsleiter fließen, existiert bei der symmetrischen Stromschleife ein dedizierter Rückleiter für den Nutzstrom. Hier ist weiters zwischen den Gleichtaktstörströmen I_{S2} und I_{S3} und zwischen dem Gegentaktstörstrom I_{S1} zu unterscheiden. 17
- 1.17 Messaufbau nach [VDE09b] bestehend aus dem Prüfaufbau und dem Prüfling. Der Prüfaufbau nach [VDE09b] sieht die Verwendung eines geeigneten Messempfängers und einer Netznachbildung vor. Im diskutierten Fall besteht der Prüfling aus einem spannungs- oder stromeinprägenden Stromrichter und einem Netzfilter. Im unteren Teil des Bildes sind die prinzipiellen Amplitudengänge der einzelnen Blöcke dargestellt. Zunächst wird angenommen, das Messgerät gäbe das physikalisch vorhandene Spektrum originalgetreu wieder, weshalb für das Messgerät zunächst ein linearer Amplitudengang angenommen wird. Durch die Netznachbildung und das Filter werden die vom Stromrichter erzeugten spektralen Anteile gedämpft. 19
- 1.18 Einsträngige Netznachbildung nach [Sch09a]. Links im Bild erfolgt der Anschluss an das Energieversorgungsnetz, rechts wird der Prüfling angeschlossen. Die Auskopplung der Störspannung erfolgt über einen Hochpass. Die Störspannung wird vom Messempfänger ausgewertet. 20
- 1.19 Vergleich des Impedanz- und Phasengangs der einsträngigen Netznachbildung aus Abbildung 1.18 nach [Sch09a] mit den in [VDE07c] vorgegebenen Verläufen. Die jeweils unterbrochenen Linien sind die geforderten Verläufe, die durchgezogenen Linien ergeben sich aus dem Übertragungsverhalten der verwendeten Schaltung. 20
- 1.20 Ersatzschaltung des Prüfaufbaus am Energieversorgungsnetz mit zwischengeschalteter Netznachbildung zur Entkopplung des Prüflings vom Energieversorgungsnetz und Auskopplung der zu messenden Störspannung U_S für spannungseinprägende Störer. Im Falle eines stromeinprägenden Störers ist die Ersatzspannungsquelle U_P durch die Ersatzstromquelle I_P zu ersetzen. 21
- 1.21 Blockschaltbild eines Messempfängers mit der Darstellung der Spektralmanipulationen [Fro84]. Links im Bild befindet sich die Quelle des zu messenden Spektrums. Mittels eines multiplikativen Mischers wird das Ursprungsspektrum in den Durchlassfrequenzbereich des Bandpasses transformiert. Mittels Variation der Oszillatorfrequenz ω_{LO} wird das Spektrum am Ausgang so verschoben, dass der jeweils interessierende Spektralteil im Durchlassbereich des Bandpasses liegt. Durch ein erneutes Mischen und anschließender Tiefpassfilterung werden aus dem Ursprungsspektrum diejenigen Schwingungen herausgefiltert, welche im interessierenden Frequenzbereich liegen. Anhand eines nachgeschalteten Detektors können zeitliche Amplitudenvariationen der gewählten Schwingungen dargestellt und bewertet werden. 22
- 1.22 Blockschaltbild des Zeitbereichsmessverfahrens TDEMI als Ersatz für einen Messempfänger. Das Signal wird zunächst über einen D/A-Wandler abgetastet und dann einer STFFT (STFFT - Short Time Fast Fourier Transformation) zugeführt. Die Fensterung der einzelnen Fourier-Transformationen bilden den Bandpass des Messempfängers aus Abbildung 1.21 nach. Aus den n Spektren der gemessenen n Zeitintervalle ergibt sich ein zeitlicher Amplitudenverlauf der Schwingungen, welcher durch einen nachgebildeten Detektor ausgewertet wird [Kru03a]. 23
- 1.23 Verstärkungsmaß der Netznachbildung berechnet aus der Übertragungsfunktion der prüflingsseitig eingepprägten Spannung U_P bezogen auf die ausgekoppelte Störspannung U_S , wie in Abbildung 1.20 dargestellt. 24

1.24	Grenzwerte nach der Produktnorm für drehzahlveränderliche elektrische Antriebe [VDE05] für den Frequenzbereich 150 kHz bis 30 MHz.	26
2.1	Ersatzschaltbild des stromeinprägenden Stromrichters zur Untersuchung des virtuellen Sternpunktpotentials.	28
2.2	Einphasiges Ersatzschaltbild des stromeinprägenden Stromrichters bei symmetrischem Netz.	28
2.3	Netzseitiges Ersatzschaltbild eines spannungseinprägenden Stromrichters mit Eingangsfiler. Links im Bild sind die Quellenspannungen des Netzes dargestellt. Die Impedanzen Z_1 bis Z_9 bilden das Netzfilter und die parasitären Impedanzen des Netzes ab. Rechts im Bild wird der Netzwechselrichter mit der eingepprägten Zwischenkreisspannung modelliert. Je nach Schaltzustand des Netzwechselrichters ergeben sich die Spannungen U_a , U_b und U_c in Abhängigkeit der Zwischenkreisspannung U_{ZK}	30
2.4	Einphasiges Ersatzschaltbild eines spannungseinprägenden Stromrichters. Das Netz mit parasitären Impedanzen und das Netzfilter sind links im Bild dargestellt. Da das virtuelle Sternpunktpotential der Querimpedanzen U_{vY1} unter den untersuchten Bedingungen exakt dem Neutralleiterpotential entspricht, kann der entsprechende Anschluss der Querimpedanz Z_4 direkt verbunden werden. Rechts im Bild befindet sich die Ersatzschaltung des spannungseinprägenden Stromrichters. Die Ersatzspannungsquelle U_{vY2} entspricht dem in Abschnitt A.3 berechneten virtuellen Sternpunktpotential der Ersatzspannungsquellen.	30
2.5	Einphasiges Ersatzschaltbild eines spannungseinprägenden Stromrichters. Das Netz mit parasitären Impedanzen und das Netzfilter sind links im Bild dargestellt. Rechts im Bild befindet sich die einphasige Ersatzspannungsquelle U_{SR} des spannungseinprägenden Stromrichters.	31
3.1	Filter mit stromrichterseitiger Reaktanz. Oben im Bild ist die Filterstruktur für spannungseinprägende Störer dargestellt. Unten ist die Filterstruktur für stromeinprägende Störer dargestellt. Je nach Anzahl der verwendeten Filterzweitere ν ergibt sich somit ein $L(CL)^\nu$ -Filter für spannungseinprägende Störer oder ein $C(LC)^\nu$ -Filter für stromeinprägende Störer.	34
3.2	Filter ohne stromrichterseitige Reaktanz. Oben im Bild ist die Filterstruktur für spannungseinprägende Störer dargestellt. Unten ist die Filterstruktur für stromeinprägende Störer dargestellt. Je nach Anzahl der verwendeten Filterzweitere ν ergibt sich somit ein $(LC)^\nu$ -Filter für spannungseinprägende Störer oder ein $(CL)^\nu$ -Filter für stromeinprägende Störer.	35
3.3	Ersatzschaltbild der stromrichterseitigen Reaktanz beim stromeinprägenden Stromrichter. Rechts im Bild befindet sich die einphasige Ersatzstromquelle I_{SR} , welche die einphasige Netzurückwirkung des Stromrichters modelliert. Links im Bild befindet sich die Stromquelle \bar{I}_{SR} , welche das übrige Filter idealisiert dahingehend modelliert, dass das linksseitige Filter gerade den mittleren Strom der einphasigen Ersatzstromquelle I_{SR} abfließen lässt. Zwischen beiden Ersatzstromquellen befindet sich die stromrichterseitige Reaktanz, welche im vorliegenden Fall als Kapazität C_{SR} ausgeführt ist. Die Kapazität C_{SR} weist einen parasitären, seriellen Widerstand R_C auf.	37
3.4	Bipolarer Rechteckstrom mit 50% Modulationsgrad.	38

3.5	Ersatzschaltbild der stromrichterseitigen Reaktanz beim spannungseinprägenden Stromrichter. Rechts im Bild befindet sich die einphasige Ersatzspannungsquelle U_{SR} , welche die einphasige Netzurückwirkung des Stromrichters modelliert. Links im Bild befindet sich die Spannungsquelle \overline{U}_{SR} , welche das übrige Filter idealisiert dahingehend modelliert, dass das linksseitige Filter gerade die mittlere Spannung der einphasigen Ersatzspannungsquelle U_{SR} führt. Zwischen beiden Ersatzspannungsquellen befindet sich die stromrichterseitige Reaktanz, welche im vorliegenden Fall als Induktivität L_{SR} ausgeführt ist. Die Induktivität L_{SR} weist einen parasitären, seriellen Widerstand R_L auf.	39
3.6	Zweitort mit Kettenmatrix \mathbf{A} . An den Anschlüssen des Zweitorts sind die Spannungen U_{T1} und U_{T2} angeschlossen, es fließen jeweils die Ströme I_{T1} und I_{T2} in das Zweitort hinein.	41
4.1	Kennfeld parasitärer ohmscher Widerstände für integrierte und diskrete Kapazitäten. Für Kapazitätswerte unter 150 nF wurde angenommen, sie seien als integrierte Bauelemente in Silizium realisiert.	45
4.2	Interpolierte Kennlinie der parasitären Widerstände diskreter Spulen in Abhängigkeit der Induktivität. Die Stützstellen der Kennlinie wurden aus [Epc09] entnommen.	46
4.3	Links im Bild ist das unmodulierte und bipolare Rechtecksignal dargestellt. Der Modulationsgrad ist auf 50 % eingestellt, wodurch die Amplituden der ungeradzahligigen Oberschwingungen maximiert werden. Im rechten Teil des Bildes ist das zugehörige Linienspektrum des unmodulierten Rechtecksignals dargestellt.	47
4.4	Benötigte stromrichterseitige Kapazität für die Realisierung des Eingangsfilters eines Matrixumrichters mit einer Ausgangsscheinleistung von $S_o = 3$ kVA.	52
4.5	Benötigte Gesamtkapazität des Eingangsfilters des $C(LC)^\nu$ -Filters für den Matrixumrichter für $\nu = 1,2,3$ Filterzweitere und beinhalteter, stromrichterseitiger Kapazität aus Abbildung 4.4.	53
4.6	Filterzeitkonstante τ_F der Zweitore des $C(LC)^\nu$ -Filters für den Matrixumrichter für die Anzahl der Zweitore $\nu = 1,2,3$ (von oben nach unten).	53
4.7	Zweitortinduktivität des $C(LC)^\nu$ -Filters für den Matrixumrichter für die Anzahl der Zweitore $\nu = 1,2,3$ (von oben nach unten).	55
4.8	Benötigte stromrichterseitige Induktivität für die Realisierung des Eingangsfilters eines Spannungszwischenkreisumrichters mit einer Ausgangsscheinleistung von $S_o = 3$ kVA.	56
4.9	Filterzeitkonstante τ_F der Zweitore des $L(CL)^\nu$ -Filters für den Spannungszwischenkreisumrichter für die Anzahl der Zweitore $\nu = 1,2,3$ (von oben nach unten).	57
4.10	Zweitortinduktivität des $L(CL)^\nu$ -Filters für den Spannungszwischenkreisumrichter für die Anzahl der Zweitore $\nu = 1,2,3$ (von oben nach unten).	58
4.11	Gesamtinduktivität des $L(CL)^\nu$ -Filters für den Spannungszwischenkreisumrichter für $\nu = 1,2,3$ Filterzweitere (von oben nach unten).	58
5.1	Stromrichter als transformierendes Element zwischen beiden Netzen. Rechts im Bild ist ein stromeinprägendes Netz dargestellt. Links im Bild befindet sich ein spannungseinprägendes Netz. Der Stromrichter transformiert die jeweiligen physikalischen Größen des einen Netzes in das andere Netz.	61
5.2	Symmetrische Modulation mit dreieckförmiger Trägerfunktion. Durch Vergleich mit den Referenzwerten T_{ref1} und T_{ref2} und logischen Verknüpfungen werden die Schaltfunktionen abgeleitet. Die Trägerfunktion wird mit der Periodendauer T_{PWM} wiederholt.	64

5.3	Asymmetrische Modulation mit sägezahnförmiger Trägerfunktion. Durch Vergleich mit den Referenzwerten T_{ref1} und T_{ref2} und logischen Verknüpfungen werden die Schaltfunktionen abgeleitet. Die Trägerfunktion wird mit der Periodendauer T_{PWM} wiederholt.	65
5.4	Stromspektren auf der spannungseinprägenden Netzseite <i>für permutierte Schaltfunktionsanordnung</i> bei 75 Hz Lastfrequenz und einem Modulationsgrad von 100 %. 66	66
5.5	Stromspektren auf der spannungseinprägenden Netzseite <i>ohne permutierte Schaltfunktionsanordnung</i> bei 75 Hz Lastfrequenz und einem Modulationsgrad von 100 %. 67	67
5.6	Drei Schaltimpulse einer Schaltfunktion. Die Schaltfunktion nimmt zwischen α_{ein} und α_{aus} den Wert 1 an. Während der übrigen Zeit nimmt sie den Wert 0 an. Die Schaltpunkte α_{ein} und α_{aus} ergeben sich aus den auf 2π normierten Schaltzeiten, welche sich durch Ansetzen der Modulationsfunktion nach (5.7) ergeben.	68
5.7	Qualitative Darstellung des resultierenden Spektrums mit Gleichanteil, Grundschwingung und der Harmonischen im Basisband ($0 \cdot \omega_T + n \cdot \omega_u + (n \pm 1) \cdot \omega_i$), sowie die Harmonischen der Trägerfunktion mit ihren Seitenbändern ($m \cdot \omega_T + n \cdot \omega_u + (n \pm 1) \cdot \omega_i$) für einen Matrixumrichter. Hierbei ist ω_T die Kreisfrequenz der Trägerfunktion, ω_u im Falle des Matrixumrichters die eingeprägte Netzkreisfrequenz und ω_i die Lastfrequenz. Die gezeigte Darstellung wurde unter der Annahme $\omega_i < \omega_u$ erstellt. Es ist ersichtlich, dass die Lage und somit auch die Reihenfolge der Spektrallinien innerhalb der einzelnen Spektralgruppen nicht nur von der konstanten Netzfrequenz ω_u sondern auch von der variablen Lastfrequenz ω_i abhängt. 72	72
5.8	Stromspektrum eines Matrixumrichters mit der Pulsfrequenz $f_{PWM} = 2$ kHz unter Variation der Frequenz der eingepprägten Ströme f_i . Der Modulationsgrad ist fest auf 50 % eingestellt.	73
5.9	Stromspektrum eines Matrixumrichters mit der Pulsfrequenz $f_{PWM} = 2$ kHz unter Variation des Modulationsgrades g . Die Frequenz der eingepprägten Ströme ist fest auf $f_i = 70$ Hz eingestellt.	74
5.10	Amplitudenverläufe einer exemplarischen Auswahl signifikanter Harmonischen über dem Modulationsgrad g beim Matrixumrichter.	75
5.11	Qualitative Darstellung des resultierenden Spektrums mit Gleichanteil, Grundschwingung und der Harmonischen im Basisband ($0 \cdot \omega_T + n \cdot \omega_i$), sowie die Harmonischen des Trägersignals mit ihren Seitenbändern ($m \cdot \omega_T + n \cdot \omega_i$) für einen Spannungszwischenkreisumrichter. Hierbei ist ω_T die Kreisfrequenz der Trägerfunktion und ω_i im Falle des Spannungszwischenkreisumrichters die Netzfrequenz. Im Gegensatz zu dem Gesagten bezüglich des Spektrums eines Matrixumrichters — welches in Abbildung 5.7 dargestellt ist — kann gefolgert werden, dass die Lage und somit auch die Reihenfolge der Spektrallinien innerhalb der einzelnen Spektralgruppen nur von der konstanten Netzfrequenz ω_i abhängt.	77
5.12	Spannungsspektrum eines Spannungszwischenkreisumrichters mit der Pulsfrequenz $f_{PWM} = 2$ kHz unter Variation des Modulationsgrades g	78
5.13	Amplitudenverlauf einiger signifikanter Harmonischen der einphasigen Ersatzspannung U_{SR} in Abhängigkeit des Modulationsgrades g für einen Spannungszwischenkreisumrichter, welcher die Berechnungsparameter in Tabelle 4.3 befriedigt. . . .	78
5.14	Teilfrequenzausschnitt des Spannungsspektrums eines Spannungszwischenkreisumrichters bis 40 kHz mit der partiellen Mindestkonvergenzgrenze der Spektralgruppen. 81	81
5.15	Logarithmische Darstellung des Teilfrequenzausschnittes bis 500 kHz des Spannungsspektrums eines Spannungszwischenkreisumrichters mit der partiellen Mindestkonvergenzgrenze der Spektralgruppen.	81

5.16	Teilfrequenzausschnitt des Stromspektrums eines Matrixumrichters bis 40 kHz mit der partiellen Mindestkonvergenzgrenze der Spektralgruppen.	82
5.17	Logarithmische Darstellung des Teilfrequenzausschnittes bis 500 kHz des Stromspektrums eines Matrixumrichters mit der partiellen Mindestkonvergenzgrenze der Spektralgruppen.	82
5.18	Abhängig von der mittleren Impulsdauer σ und der Anstiegszeit T_r ergeben sich verschiedene Formen für einen Schaltimpuls. Der Rechteckimpuls wird bei einem realistischen Schaltvorgang nicht erreicht. Stattdessen bildet sich, je nach Verhältnis von mittlerer Impulsdauer σ und Anstiegszeit T_r ein trapez- oder dreieckförmiger Verlauf aus [Spe11].	83
5.19	Abhängig von der in Abbildung 5.18 gezeigten Form des Schaltimpulses wird nach [Spe11] die Einhüllende des resultierenden Spektrums begrenzt. Hierbei bestimmt die mittlere Impulsbreite σ die Knickkreisfrequenz ω_{K1} , sowie die Anstiegszeit T_r die Knickkreisfrequenz ω_{K2}	83
6.1	Maximalwertspektrum eines Matrixumrichters, welches nach (6.1) aus allen Permutationen der freien Variationsparameter ermittelt wurde. Im Falle des Matrixumrichters treten in den Spektralgruppen teils deutlich höhere Schwingungsamplituden auf, als dies bei dem in Abschnitt 4.2 verwendeten, fiktiven Spektrum der Fall ist.	86
6.2	Filterzeitkonstante τ_F der Zweitore des $C(LC)^\nu$ -Filters für den Matrixumrichter für die Anzahl der Zweitore $\nu = 1,2,3$ (von oben nach unten).	87
6.3	Zweitorinduktivität des $C(LC)^\nu$ -Filters für den Matrixumrichter für die Anzahl der Zweitore $\nu = 1,2,3$ (von oben nach unten).	88
6.4	Pseudospektrum des Spannungszwischenkreisumrichter, welches alle maximal auftretenden Schwingungsamplituden für alle Parametervariationen enthält.	89
6.5	Filterzeitkonstante τ_F der Zweitore des $L(CL)^\nu$ -Filters für den Spannungszwischenkreisumrichter für die Anzahl der Zweitore $\nu = 1,2,3$ (von oben nach unten).	90
6.6	Zweitorinduktivität des $L(CL)^\nu$ -Filters für den Spannungszwischenkreisumrichter für die Anzahl der Zweitore $\nu = 1,2,3$ (von oben nach unten).	90
6.7	Gesamtinduktivität des $L(CL)^\nu$ -Filters für den Spannungszwischenkreisumrichter für $\nu = 1,2,3$ Filterzweitore (von oben nach unten).	91
7.1	Spannungszwischenkreisumrichter mit weichem Zwischenkreis. Da sowohl die Last als auch das stromrichterseitig induktiv abgeschlossene Eingangsfiler stromeinprägend wirken, werden die beidseitig eingepprägten Ströme durch Stromquellen modelliert. Die eingepprägten Netzströme sowie die Aussteuergrade des last- und netzseitigen Stromrichters werden jeweils so aufeinander abgestimmt, dass die Amplitude der Grundschwingung des Zwischenkreiskondensatorstroms Null ist und somit die Zwischenkreisspannung im Mittel konstant bleibt.	93
7.2	Festlegung der Grenzgeraden im Frequenzbereich oberhalb von 150 kHz mittels des Pseudospektrums eines Spannungszwischenkreisumrichters mit steifem Zwischenkreis. Die Kapazität des Zwischenkreiskondensators C_{ZK} wurde unendlich groß gewählt, während der parasitäre Serienwiderstand R_{ZK} zu Null angenommen wurde. Die Grenzgerade wird erst für Frequenzen oberhalb von 150 kHz angelegt, da dieser Frequenzbereich normrelevant ist.	95
7.3	Pseudospektrum der minimal benötigten Zwischenkreiskapazität für $C_{ZK} = 0,98 \mu\text{F}$ zur Erfüllung der Toleranzgrenze für einen Spannungszwischenkreisumrichter mit einer Ausgangscheinleistung von $S_o = 3 \text{ kVA}$	96

8.1	Bauvolumina der integrierten und diskreten Kapazitäten zur Bewertung des Gesamtfilterbauvolumens. Die Bauvolumina für Kapazitäten $C \leq 150$ nF werden nach (8.1) berechnet, die Bauvolumina für Kapazitätswerte über 150 nF wurden [WIM11] entnommen.	98
8.2	Bauvolumina der Induktivitäten zur Bewertung des Filterbauvolumens. Die orange dargestellten Werte wurden [Epc09] entnommen, während für größere Induktivitätswerte die Baugrößen nach [Tau08] verwendet wurden.	99
8.3	Benötigte Bauvolumina für den Eingangsfiler des Matrixumrichters für $\nu = 1, 2, 3$ Filterzweitere in Abhängigkeit von der gewählten Zweitorkapazität C_Z und der Pulsfrequenz f_{PWM}	100
8.4	Bauvolumen des bauvolumenoptimalen Filters für den Matrixumrichter bei Verwendung eines Filterzweites.	101
8.5	Darstellung der benötigten Filterbauvolumina des Matrixumrichters für $\nu = 1, 2, 3$ Filterzweitere mit dem Bauvolumen der stromrichterseitigen Reaktanz als Referenzwert.	102
8.6	Benötigte Bauvolumina für den Eingangsfiler des Spannungszwischenkreisumrichters für $\nu = 1, 2, 3$ Filterzweitere in Abhängigkeit von der gewählten Zweitorkapazität C_Z und der Pulsfrequenz f_{PWM}	103
8.7	Bauvolumen und Teilbauvolumen des bauvolumenoptimalen Filters für den Spannungszwischenkreisumrichter bei Verwendung eines Filterzweites.	104
8.8	Filterbauvolumen des Spannungszwischenkreisumrichters für $\nu = 1, 2, 3$ Filterzweitere mit dem Bauvolumen der stromrichterseitigen Reaktanz als Vergleichswert.	104
8.9	Eingangsfilerbauvolumina des Matrixumrichters und des Spannungszwischenkreisumrichters, welche den Spezifikationen nach Tabelle 4.3 genügen.	105
8.10	Eingangsfilerbauvolumina unter Variation des Rippelfaktors k_{ripp} , welcher gemäß Abschnitt 3.2.2 zur Auslegung der stromrichterseitigen Reaktanz herangezogen wird.	106
A.1	Ersatzschaltbild des dreiphasigen Spannungszwischenkreisumrichters zur Ermittlung des virtuellen Sternpunktpotentials der Querimpedanzen U_{vY1} und des virtuellen Sternpunktpotentials der Ersatzspannungsquellen U_{vY2}	133
A.2	Ersatzschaltbild des Matrixumrichters zur Untersuchung des virtuellen Sternpunktpotentials.	137
A.3	Ersatzschaltbild der stromrichterseitigen Reaktanz beim stromeinprägenden Stromrichter. Rechts im Bild befindet sich die einphasige Ersatzstromquelle I_{SR} , welche die einphasige Netzurückwirkung des Stromrichters modelliert. Links im Bild befindet sich die Stromquelle \bar{I}_{SR} , welche das übrige Filter idealisiert dahingehend modelliert, dass das linksseitige Filter gerade den mittleren Strom der einphasigen Ersatzstromquelle I_{SR} abfließen lässt. Zwischen beiden Ersatzstromquellen befindet sich die stromrichterseitige Reaktanz, welche im vorliegenden Fall als Kapazität C_{SR} ausgeführt ist. Die Kapazität C_{SR} weist einen parasitären, seriellen Widerstand R_C auf.	141
B.1	Programmablaufplan zur Ermittlung der minimal erforderlichen Zwischenkreiskapazität	143

Tabellenverzeichnis

1.1	Lebenszykluskosten-Betrachtung für 11 kW Motoren der Energieeffizienzklasse IE2 und einer Lebensdauer von 15 Jahren nach [ZVE08].	2
1.2	Grenzwerte der Oberschwingungsströme bis zur 40. Oberschwingung für die Geräte der Klasse A nach [VDE10a].	18
1.3	Grenzwerte für die zulässigen Störspannungen im Frequenzbereich 150 kHz bis 30 MHz nach [VDE05].	25
4.1	Amplituden der Spannungsschwingungen eines Matrixumrichters bei Betrieb einer Last mit dem Laststrom $\hat{I}_{Last} = 7,54$ A im ungünstigsten Betriebsfall.	49
4.2	Amplituden der Spannungsschwingungen eines Spannungszwischenkreisumrichters bei Betrieb an einem Drehstromversorgungsnetz mit einer Leiter-Leiter-Spannung $U_{LL} = 400$ V im ungünstigsten Betriebsfall.	50
4.3	Berechnungsparameter für die vergleichende Filterberechnung des Matrixumrichters und des Spannungszwischenkreisumrichters.	50
4.4	Filterparameter für verschiedene Pulsfrequenzen f_{PWM} und Anzahl Zweitore ν für einen Spannungszwischenkreisumrichter und einen Matrixumrichter unter der Annahme des fiktiven Spektrums aus Abschnitt 4.2.	59
6.1	Filterparameter für verschiedene Pulsfrequenzen f_{PWM} und Anzahl Zweitore ν für einen Spannungszwischenkreisumrichter und einen Matrixumrichter unter der Annahme des Pseudospektrums aus Abschnitt 6.1.	92
7.1	Simulationsparameter für die Ermittlung der minimal erforderlichen Zwischenkreis-kapazität C_{ZK} bei jener der Zwischenkreis als steif angenommen werden kann. . .	96
7.2	Gemäß den oben genannten Kriterien bezüglich der hinreichenden Steifigkeit des Zwischenkreises ermittelten Zwischenkreiskapazitäten für Spannungszwischenkreis-umrichter sowie der aufgrund des diskretisierten Parametervektors möglichen Ab-weichungen (Kriterium „Steifer Zwischenkreis“). Als Vergleichsangabe dienen die benötigten Zwischenkreiskapazitäten, welche für einen vollständigen Lastwechsel und eine Ausregelzeit von fünf Abtastintervallen nach [Mal95] benötigt werden (Kriterium „Energienenge Lastwechsel“).	97
8.1	Berechnungsparameter der integrierten Kapazitäten nach (6.1).	100
8.2	Benötigte Bauvolumina der Eingangfilter des Matrixumrichters und des Spannung-zwischenkreisumrichters, welche den Spezifikationen nach Tabelle 4.3 genügen, für ausgewählte und im derzeit technisch relevanten Frequenzbereich liegenden Pulsfre-quenzen.	107

8.3 Benötigte Bauvolumina der Eingangfilter des Matrixumrichters und des Spannungszwischenkreisumrichters, die den Spezifikationen nach Tabelle 4.3 genügen, für ausgewählte Pulsfrequenzen, welche oberhalb des derzeit technisch relevanten Pulsfrequenzbereichs liegen.	107
--	-----

KAPITEL 1

Einleitung

Der Anteil der elektrischen Energieerzeugung am weltweiten Primärenergiebedarf beträgt 40 % [Sch12d]. Zwischen 30 % und 40 % dieser elektrischen Energiemenge benötigen elektrische Motoren, welche beispielsweise für Antriebsaufgaben in der Industrie und Haushalten eingesetzt werden [Sch12d]. Gemessen am Gesamtprimärenergiebedarf benötigen die elektrischen Antriebe demnach zwischen 12 % und 16 % des weltweiten Primärenergiebedarfs, wie in Abbildung 1.1 dargestellt.

Das Energieeinsparpotential eines optimierten Systems, bestehend aus einem Stromrichter mitsamt Motor und dem Prozess, wird auf 30 % bis 60 % bezogen auf die derzeit übliche Ausführung beziffert [VDE09a].

Neben der Umweltbelastung, welche aufgrund der am Gewinnungsprozess beteiligten, erschöpflichen Energieträger in Kauf genommen werden muss, bewirken die Energiekosten einen erheblichen Anteil der Lebenszykluskosten eines elektrischen Motors [ZVE08]. Für einen elektrischen Antrieb mit 11 kW Leistung müssen für einen Lebenszyklus, abhängig von der Anzahl der Betriebsstunden, zwischen 95,2 % und 97,7 % allein für die Energiekosten veranschlagt werden. Die Werte aus [ZVE08] sind in Tabelle 1.1, abhängig von der Anzahl der geleisteten Betriebsstunden, aufgeführt.

Eine Energieeinsparung von 30 % bei den in Deutschland installierten elektrischen Antrieben bedeutet bei einem deutschlandweiten, elektrischen Bruttoenergieverbrauch von jährlich

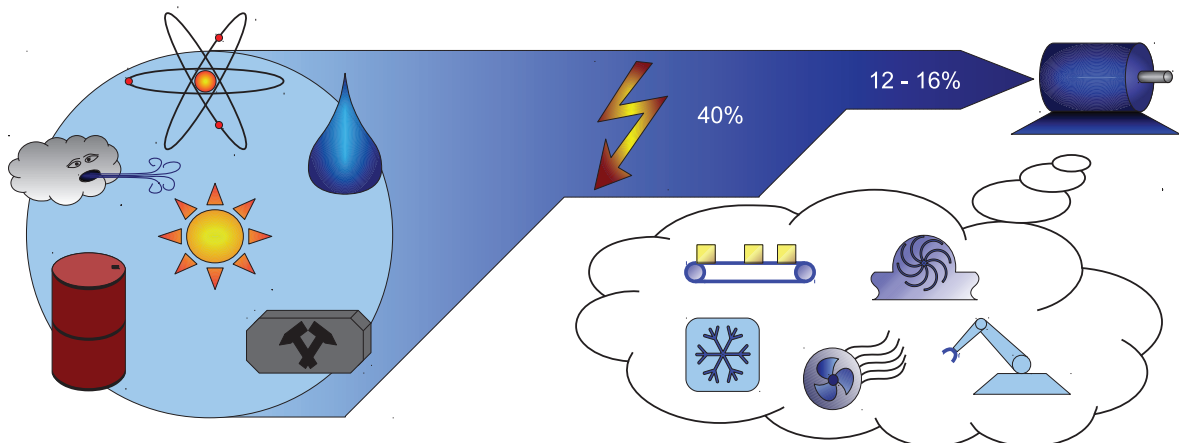


Abbildung 1.1: Anteil der elektrischen Energie (40 %) und der für den Betrieb elektrischer Antriebe eingesetzten Energie (12 % - 16 %) bezogen auf den weltweiten Primärenergiebedarf.

Tabelle 1.1: Lebenszykluskosten-Betrachtung für 11 kW Motoren der Energieeffizienzklasse^a IE2 und einer Lebensdauer von 15 Jahren nach [ZVE08].

Betriebsstunden	Kaufpreis	Wartung und Instandhaltung	Energiekosten
[h]	[%]	[%]	[%]
2000	3,8	1,0	95,2
4000	1,9	1,0	97,1
6000	1,3	1,0	97,7

^a Die Energieeffizienzklassen sind in [VDE09a] festgelegt; die Abstufung erfolgt von IE1 bis IE3, wobei IE1 der Standardwirkungsgrad und IE3 der Premiumwirkungsgrad ist.

603,0·10⁹ kWh eine mögliche Energieeinsparung von 54,3·10⁹ kWh [IW11]. Gemessen an einem Kernreaktor mit einer elektrischen Leistung von ungefähr 1200 MW — wie sie beispielsweise jeweils die Reaktoren Biblis A & B aufweisen — würde dies bedeuten, dass fünf Kraftwerke dieser Größenordnung abgeschaltet werden könnten [Bat10].

Eine Möglichkeit zur Energieeinsparung bei elektrischen Antrieben ist die Anwendung leistungselektronischer Stromrichter zur gezielten Drehzahl- oder Drehmomentanpassung. Gerade in industriellen Prozessen oder Hausgeräten, in denen die elektrischen Antriebe aufgrund des zugehörigen Lastkollektivs hauptsächlich im Teillastbereich betrieben werden, bieten sich durch den Stromrichterbetrieb energetische Vorteile [Sie11, Sie06]. Dieser Zusammenhang ist in Abbildung 1.2 qualitativ anhand eines exemplarischen Pumpenantriebs dargestellt. Während bei einer konstant angetriebenen Pumpenanordnung mit mechanischer Drosselung konstant viel Energie benötigt wird, kann ein drehzahl geregelter Antrieb exakt auf den angeforderten Volumenstrom eingestellt werden. Daher muss für die Antriebsaufgabe deutlich weniger elektrische Energie im Teillastbereich aufgewendet werden, wenn ein entsprechender Stromrichter vorgesehen wird. Wie oben angeführt, geht dies neben technischen Vorteilen einher mit einer erheblichen Einsparung an Primärenergie und einer damit verbundenen Betriebskostenreduktion.

Aufgrund der Verringerung des Primärenergieverbrauchs und des damit verbundenen Schadstoffausstoßes sowie der Betriebskosten wird tendenziell eine Zunahme der Zahl eingesetzter Stromrichter im Bereich der elektrischen Antriebe zu erwarten sein.

Die Kehrseite der Medaille liegt in einer Zunahme der elektromagnetischen Störungen, welche aufgrund des gepulsten Betriebs der Stromrichter netzseitig zu erwarten sind. Diese belasten das Netz und somit alle anderen angeschlossenen Verbraucher. Bei den gestörten elektrischen Geräten können Funktionsausfälle oder Fehlfunktionen bis hin zur Beschädigung des Geräts auftreten.

Neben den gerätespezifischen Auswirkungen verursachen die Netzurückwirkungen eine Verschlechterung des Leistungsfaktors, welche einhergeht mit einer Erhöhung von Übertragungsverlusten. Die zusätzlichen Übertragungsverluste beeinträchtigen die Wirtschaftlichkeit des Energieversorgungsnetzes. Schlimmstenfalls kann die Beeinflussung der Netzgrößen zum Auslösen von Schutzeinrichtungen und demzufolge zu Ausfällen in Industrie und Handel führen, deren hieraus entstehenden finanziellen Schäden fünf- bis sechsstellige €-Beträge erreichen können [Sch04].

Aus diesen Gründen existieren normative Grenzwerte für die von elektrischen Geräten emittierten Störungen. Bei leistungselektronischen Stromrichtern müssen neben der gewünschten

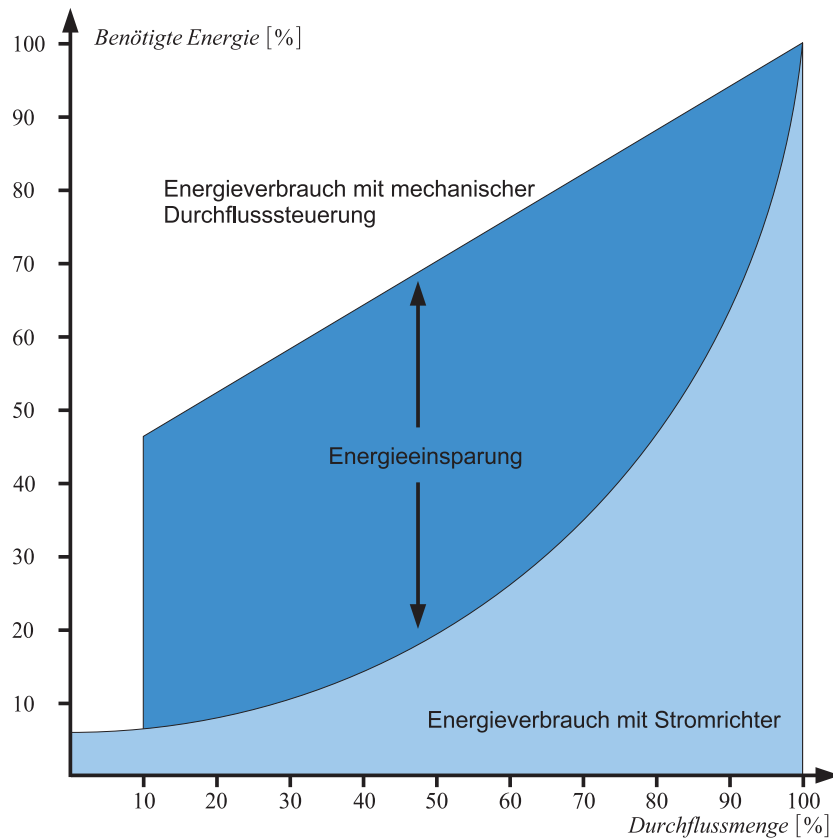


Abbildung 1.2: Qualitative Darstellung des Energieeinsparpotentials am Beispiel eines Pumpenantriebs in Anlehnung an [Sie11].

Funktion folglich weitere Aufwände betrieben werden, um die Normkonformität herzustellen. Eine der zu treffenden Maßnahmen ist das Zwischenschalten geeigneter Netzfilter zur netzseitigen Entstörung der Stromrichter.

Neben den höheren Anschaffungskosten für einen geregelten Antrieb im Vergleich zu einem unregelmäßigen Antrieb, ist der erforderliche Bauraum und Installationsaufwand ein negatives Merkmal der stromrichtergespeisten Antriebe. Oftmals werden die Stromrichter separat vom Antriebsmotor platziert, da der beim Motor zur Verfügung stehende Bauraum nicht ausreicht oder der Stromrichter nicht für die betreffenden Umweltbedingungen geeignet ist.

Eine Zwischenlösung sind kombinierte Antriebe, bei denen der Stromrichter direkt am Motor installiert wird [Whe06, Bro07]. Hierdurch wird der Installationsaufwand deutlich verringert; es sind lediglich eventuelle Steuerleitungen zusätzlich zur Netzzuleitung zu legen. Allerdings wird auch hier zusätzlicher Bauraum beansprucht.

Die Bauraumproblematik kann demzufolge nur dadurch gelöst werden, indem die Stromrichter derart integriert werden, so dass es möglich wird, Komponenten des Motors zu substituieren. So wäre beispielsweise die Substitution des Klemmbretts eines Motors durch den hochintegrierten Stromrichter denkbar, wenn dieser dieselben Abmessungen hätte.

1.1 Motivation

Neben den Anforderungen an den Wirkungsgrad, die Regelgenauigkeit und an das Geräuschverhalten existieren zusätzlich Erwartungen bezüglich des vom Stromrichter eingenommenen

Bauraums und somit einhergehend bezüglich der Leistungsdichte. Diese konnte für Stromrichter im Leistungsbereich von 15 kW bis 90 kW in den Jahren 1995 bis 2004 um den Faktor zwei gesteigert werden [Kra08].

Die Haupteinflussfaktoren für den erreichbaren Integrationsgrad des Stromrichters sind die Kühlung der Halbleiter sowie die Baugrößen von passiven Komponenten wie Kondensatoren und Spulen [dD05, Sch05, Alb11]. Speziell für die benötigten Eingangsfiler zur Reduzierung der elektromagnetischen Störungen müssen 30 % des Gerätebauvolumens veranschlagt werden [Hoe11], weshalb für eine Erhöhung der Leistungsdichte eine Optimierung der Eingangsfilerbauvolumina unumgänglich ist.

Neue Halbleitermaterialien wie Siliziumcarbid und Galliumnitrid stellen eine Abnahme der Verluste in Aussicht oder ermöglichen die Erhöhung der Pulsfrequenz. Die Pulsfrequenz wird im Allgemeinen als maßgebende Größe für das Bauvolumen der passiven Komponenten speziell im Bereich der Eingangsfiler gesehen; weshalb ein Untersuchungspunkt darin besteht, welchen Einfluss die Pulsfrequenz tatsächlich auf das benötigte Filterbauvolumen hat [dD05, Kaw09, Zha09, Tel06, Kin06, Coo09, Dom09].

Neben der Pulsfrequenz ist auch die Ordnung der eingesetzten Filter ein Einflussparameter, der bei der Untersuchung der Eingangsfiler zu beachten ist.

In elektrischen Antrieben werden heute hauptsächlich Spannungszwischenkreisumrichter eingesetzt. Neben der zuvor beschriebenen Erhöhung der Pulsfrequenz und Verbesserung der Kühlleistung — beziehungsweise Verringerung der Verlustleistung — könnte ein Technologiewechsel eine Erhöhung der Leistungsdichte bewirken. So ist beispielsweise denkbar, einen anderen Umrichtertyp einzusetzen, um den erforderlichen Bauraum zu verringern. Aufgrund des nicht erforderlichen Zwischenkreiskondensators besitzt der Matrixumrichter ein hohes Potential zur Bauraumreduktion [Whe97, Kra08, Bin07, Eck09, Zwi02]. Daher wird die oben beschriebene Beeinflussung des Filterbauvolumens mittels der Pulsfrequenz sowohl für den gebräuchlichen Spannungszwischenkreisumrichter als auch für den Matrixumrichter durchgeführt.

Für die Untersuchungspunkte Pulsfrequenz, Filterordnung und Stromrichtertopologie müssen generische Ansätze herangezogen werden, welche gleichermaßen für beide Stromrichter zutreffend sind. Hierdurch wird zum einen vermieden, dass die speziellen Eigenschaften der verglichenen Stromrichter die Ergebnisse beeinflussen. Zum anderen werden heutzutage noch geltende, jedoch zukünftig möglicherweise nicht mehr relevante technische Beschränkungen aufgehoben. Aufgrund der generischen Vorgehensweise können die derzeit aufgrund dem jetzigen Stand der Technik bestehenden Beschränkungen umgangen und Aussagen getroffen werden, welche auch bei künftigen technologischen Entwicklungen noch gültig sind.

Obwohl im Bereich der Leistungselektronik keine derart rasante Weiterentwicklung zu verzeichnen ist, wie sie etwa in der informationstechnischen Halbleitertechnik üblich ist, so kann diese Sparte dennoch Pate für die in dieser Arbeit angesetzte Denkweise sein. Drei Zitate aus diesem Bereich, welche aus heutiger Sicht unzutreffender nicht sein könnten, belegen eindrücklich die in allen Forschungs- und Technologiebereichen latent vorhandene Möglichkeit zur Beseitigung technischer sowie marktbeeinflussender Restriktionen [Huc06, Moo99]:

„I think there is a world market for maybe five computers.“ — THOMAS WATSON 1943

„There is no reason anyone would want a computer in their home.“ — KEN OLSON 1977

„640 kB should be enough for everybody.“ — angeblich BILL GATES 1981

1.2 Zielsetzung der Arbeit

Sowohl für den Spannungszwischenkreisumrichter als auch für den Matrixumrichter sind bereits Untersuchungen bezüglich ihrer Eigenschaften wie etwa Netzurückwirkungen, Verlustleistung und Filteraufwand durchgeführt worden [Ber02, Cas04, Cru09, Fri10]. Allerdings bedienen sich die bekannten Veröffentlichungen keiner generischen Beschreibung der Systeme, weshalb den getroffenen Aussagen regelmäßig die geforderte Allgemeingültigkeit abgesprochen werden muss. Daher müssen für die Auslegung und Untersuchung der Eingangsfiler bezüglich ihrer zu erwartenden Baugröße generische Modulations- und Filterauslegungsalgorithmen herangezogen werden, welche sich aus einheitlichen Überlegungen ableiten. Nur dadurch kann eine wert- und technologie neutrale Feststellung getroffen werden.

Für sehr hohe Pulsfrequenzen über 1 MHz, welche künftig durch den Einsatz neuer Halbleitermaterialien und der Integration der Schaltungen in einen Chip möglich sein könnten, sind sehr wenige Untersuchungen bezüglich der Eingangsfiler und des zu erreichenden Bauvolumens bekannt [Har11].

In [Har10] wird ein Eingangsfiler für einen netzseitig spannungseinprägenden Stromrichter¹ mit einer Pulsfrequenz von 1 MHz bestimmt. Ein Vergleich zu einem stromeinprägenden Stromrichter wird nicht vollzogen. Aufgrund der konkreten Betrachtung anhand eines realen Aufbaus erfolgt keine technologieunabhängige Betrachtung, weshalb auch hier keine Allgemeingültigkeit zugeschrieben werden kann.

In [Liu07] wird ein planares Filter für Stromrichter mit Pulsfrequenzen von größer 10 MHz vorgestellt; eine Betrachtung des gesamten normativ reglementierten Frequenzbereichs erfolgt nicht.

Im Allgemeinen ist keine Veröffentlichung bekannt, welche für den gesamten normativ reglementierten Frequenzbereich einen Vergleich der Eingangsfiler sowohl des Spannungszwischenkreisumrichters als auch des Matrixumrichters aus einer gemeinsamen Basis ableitet.

Demgemäß sind in der vorliegenden Arbeit folgende Arbeitspunkte abzuhandeln:

- **Modellierung der Netzurückwirkungen:** Zur Berechnung der Filter anhand normativer Reglementierungen müssen die betrachteten Stromrichter mathematisch modelliert und die Netzurückwirkungen ermittelt werden. Die Modulation der Leitend- und Sperrzustände der am Energietransferprozess beteiligten Halbleiter muss sich aus einer generischen Modulationsvorschrift ableiten, welche für die untersuchten Stromrichtersysteme gleichermaßen Gültigkeit besitzt.
- **Berechnung der erforderlichen Eingangsfiler:** Die für die Stromrichter erforderlichen Eingangsfiler sollen mittels eines generischen Verfahrens, welches sich für die im weiteren Verlauf betrachteten Stromrichter eignet, bestimmt werden.
- **Vergleich der Eingangsfilerbauvolumina:** Anhand eines Spannungszwischenkreisumrichters und eines Matrixumrichters sollen die Bauvolumina der normativ erforderlichen Eingangsfiler für verschiedene Pulsfrequenzen ermittelt und verglichen werden.

¹ Wie später noch detaillierter ausgeführt wird, kann zwischen spannungs- und stromeinprägenden Stromrichtern unterschieden werden. Ein Spannungszwischenkreisumrichter ist netzseitig ein spannungseinprägender Stromrichter, da die auf das Netz geschaltete Zwischenkreisspannung durch den Zwischenkreiskondensator fest eingestellt ist. Der Matrixumrichter gilt als stromeinprägender Stromrichter, da er die induktiven Lastströme auf das Netz schaltet.

1.3 Lösungsweg

Die in Abschnitt 1.2 beschriebene Aufgabenstellung wird im weiteren Verlauf der Arbeit wie folgt gelöst:

- **Analyse des relevanten Regelwerks:** Für die leitungsgebundenen Störungen im Allgemeinen und für die leitungsgebundenen Störungen elektrischer Antriebe im Speziellen existieren Normen, welche für verschiedene Frequenzbereiche Grenzwerte und die Messungen spezifizieren. Die genannten Grenzwerte werden in Abschnitt 1.6 bestimmt und später für die Eingangsfilterberechnung herangezogen. Allerdings wird auf eine Nachbildung des für die Messung benötigten Messempfängers verzichtet.
- **Einphasige Modellierung der Stromrichter:** In Kapitel 2 wird zunächst untersucht, unter welchen Bedingungen die später untersuchten Umrichter einphasig betrachtet werden können, um die nachfolgenden Ausführungen auf eine einphasige Betrachtung herunterzubrechen.
- **Implementierung eines generischen Filterberechnungsalgorithmus:** Aus [Nag98] ist für spannungseinprägende Störer eine entsprechende Systematik bekannt. Als Störer wird hierbei eine Quelle bezeichnet, welche in der Lage ist, andere Geräte zu beeinflussen. Die vorgenannte Systematik aus [Nag98] wird in Kapitel 3 erläutert, wie folgt erweitert und für die Filterauslegung herangezogen:
 - Analog zu [Nag98] wird die Berechnungsgrundlage für stromeinprägende Störer geschaffen.
 - Die Systematik wird sowohl für strom- wie auch für spannungseinprägende Störer zur Berücksichtigung parasitärer ohmscher Serienwiderstände der Reaktanzen angepasst.
 - Beide Berechnungsalgorithmen werden so angepasst, dass die jeweils stromrichterseitige Reaktanz getrennt von den anderen Filterbauelementen ausgelegt werden kann, um definierte Halbleiterventilbelastungen an den Stromrichtern vorzugeben.
- **Anwendung der Eingangsfilterauslegung auf ein fiktives Spektrum:** Um die Einflussfaktoren der Grenzwerte und der Filterbauelemente zu identifizieren, wird die Filterauslegung in Kapitel 4 zunächst anhand eines fiktiven Spektrums durchgeführt.
- **Mathematische Beschreibung der Stromrichter und Ermittlung der Netzzrückwirkungen:** In Kapitel 5 werden die allgemeinen Modulationsvorschriften nach [Süs11] angewandt, um die untersuchten Stromrichter mathematisch zu beschreiben. Aus den vorgenannten Modulationsvorschriften lässt sich ein verallgemeinertes Unterschwingungsverfahren ableiten, welches für alle gepulsten Stromrichter einsetzbar ist. Mittels des aus [Tol76] bekannten Doppelfourierintegrals und der allgemeinen Modulationsvorschriften nach [Süs11] werden die realen Spektren der Netzzrückwirkungen anhand eines, für die beiden untersuchten Umrichter geeigneten, Trägersignals analytisch beschrieben und berechnet.
- **Berechnung der Eingangsfiler anhand von Pseudospektren:** Die Auslegung der Eingangsfiler für lediglich ein Spektrum, welches sich in einem Betriebspunkt ergibt, ist nicht repräsentativ; deshalb werden in Kapitel 6 Pseudospektren eingeführt, welche die maximal auftretenden Schwingungsamplituden jeder Oberschwingung enthalten.

- **Untersuchung der Validität der Pseudospektren bei Spannungszwischenkreisumrichtern mit weichem Zwischenkreis¹:** Die in den vorangegangenen Kapiteln herangezogene analytische Beschreibung der Netzurückwirkungen ist zunächst nur für Spannungszwischenkreisumrichter mit steifem Zwischenkreis² gültig. Daher wird in Kapitel 7 untersucht, wo die Validitätsgrenze der vorliegenden Modellierung verglichen mit realen Realisierungsvarianten liegt.
- **Vergleich der Eingangsfilterbauvolumina:** Gemäß der im vorigen Untersuchungspunkt durchgeführten Filterauslegung werden in Kapitel 8 die Bauvolumina der Eingangsfiler anhand von Bauvolumenkennlinien realer Bauelemente berechnet und anschließend verglichen.

Einschub zur Begriffsklärung:

Innerhalb der Arbeit werden für die Netzurückwirkungsspektren folgende Termini verwendet:

Fiktives Spektrum

Zur Darstellung der Einflussfaktoren, welche die Filterdimensionierung beeinflussen, wird ein wohlbekanntes Spektrum einer einfachen Zeitfunktion, nämlich einer bipolaren Rechteckfunktion mit 50 % Tastgrad, verwendet. Das daraus resultierende Spektrum wird im Weiteren als fiktives Spektrum bezeichnet.

Reales Spektrum

Da die Netzurückwirkungen der Stromrichter allenfalls in speziellen Betriebspunkten einer bipolaren Rechteckfunktion mit 50 % Tastgrad genügen dürften, so werden später die realen Spektren abhängig vom Betriebspunkt berechnet. Das reale Spektrum ist somit das vom Stromrichter abhängig vom gewählten Betriebspunkt eingeprägte Spektrum.

Pseudospektrum

Die Filterauslegung hat allen möglichen Betriebspunkten des Stromrichters zu genügen. Daher wird aus allen realen Spektren des Stromrichters ein Pseudospektrum gebildet, welches die für alle Schwingungen maximal auftretenden Amplituden beinhaltet.

Im späteren Verlauf der Arbeit muss von der eingangs geforderten Allgemeingültigkeit abgerückt werden, da für eine konkrete Bewertung der Eingangsfiler die verwendeten Systemgrößen numerisch zu bestimmen sind. Allerdings wird im Verlauf der Arbeit die Allgemeingültigkeit gemäß des betrachteten Untersuchungspunktes durch die Vorgabe numerischer Werte stets gerade nur so weit eingeschränkt, dass sinnhafte Aussagen getroffen werden können, ohne die Allgemeingültigkeit unnötig einzuschränken.

Die abschließende Untersuchung erfolgt anhand eines fiktiven Antriebssystems, welches für eine bestimmte Ausgangsleistung ausgelegt ist. Nach [VDE09a] liegt das größte Einsparpotential im Leistungsbereich zwischen 0,75 kW und 4 kW. In diesem Leistungsbereich sind 75 % aller elektrischen Antriebe eingesetzt, weshalb in diesem Leistungsbereich ein großes Marktsegment für geregelte elektrische Antriebe zu erwarten ist [Lam08].

1 Im Gegensatz zum steifen Zwischenkreis, bei dem ein idealer Energiespeicher angenommen wird, verfügt der weiche Zwischenkreis über parasitäre Widerstände und einen endlichen Energiespeicher.

2 Beim steifen Zwischenkreis wird davon ausgegangen, dass keine parasitären Widerstände im Zwischenkreis existieren und der Energiespeicher unendlich groß ist. Somit kann der Energiespeicher auch durch eine ideale Strom- beziehungsweise Spannungsquelle ersetzt werden.

Um den Spannungszwischenkreisumrichter mit dem Matrixumrichter vergleichen zu können, soll der Spannungszwischenkreisumrichter dreiphasig gespeist und rückspeisefähig sein. Daher erfolgen die Berechnung der NetZRückwirkungen und der Eingangsfiler sowie der abschließende Vergleich der Bauvolumina für eine Ausgangsscheinleistung von $S_o = 3 \text{ kVA}$, da die vorgenannten Bedingungen ab dieser Ausgangsleistung in der Regel erfüllt sind.

1.4 Stand der Technik

1.4.1 Matrixumrichter

Nachdem der Matrixumrichter lange Zeit hauptsächlich nur in den Forschungseinrichtungen zu finden war, wird der Matrixumrichter von der Firma Yaskawa seit 2006 kommerziell angeboten [Pol06, Yas11].

Die Grundidee des Matrixumrichters beruht darauf, auf direktem Weg einen steuerbaren Energietransfer zwischen zwei Drehstromnetzen herzustellen, wobei eines dieser Netze in der Regel frequenz- und spannungsvariabel ist. Hierfür ist im Gegensatz zu den sogenannten Zwischenkreisumrichtern kein zusätzlicher Energiespeicher zwischen den beiden Drehstromnetzen erforderlich, wie in Abbildung 1.3 dargestellt.

Am unteren Bildrand ist die an dem Matrixumrichter angeschlossene Last dargestellt. In der Regel weisen die angeschlossenen elektrischen Antriebe aufgrund ihrer Statorwicklungen ein induktives Verhalten auf, weshalb die stromeinprägende Last mittels dreier Stromquellen modelliert werden kann.

Zwangsläufig ergibt sich aus dem stromeinprägenden Charakter der angeschlossenen Last, dass die netzseitig angeschlossene Schaltung spannungseinprägenden Charakter besitzen muss, um eine Zerstörung der Halbleiterventile aufgrund unzulässiger Ventilbelastung während der Schaltvorgänge zu verhindern. Daher wird die Netzseite mit Spannungsquellen modelliert.

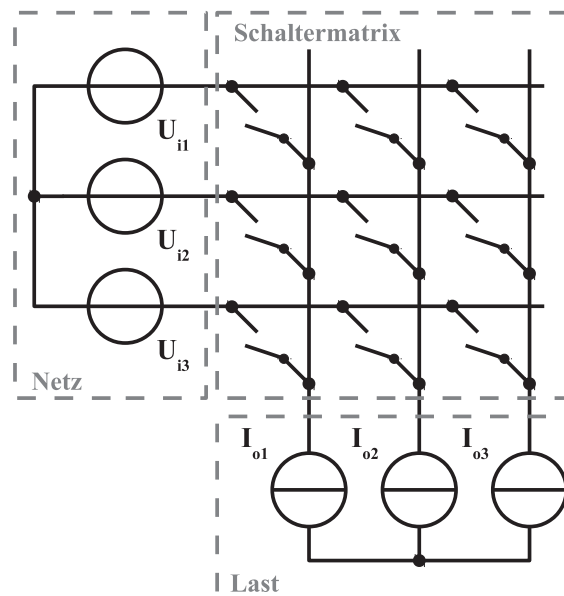


Abbildung 1.3: Schematische Darstellung eines Matrixumrichters. Die Last besteht in der Regel aus einer elektrischen Maschine, weshalb die Lastströme als eingepreßt angenommen werden. Daher wird die Last mit drei Stromquellen modelliert. Zur Vermeidung von unzulässigen Halbleiterventilbeanspruchungen muss die Netzseite spannungseinprägenden Charakter aufweisen. Daher wird die Netzseite mit drei Spannungsquellen modelliert.

Zwischen dem Netz und der Last ist die Schaltermatrix, bestehend aus neun bidirektionalen Schaltern, welche mittels sperr- und blockierfähigen¹ Halbleiterventilen auszuführen sind, eingefügt. Diese Schalter werden so in ihrem Schaltzustand angesteuert, dass die Ströme und Spannungen beider angeschlossener Netze über die Schaltermatrix auf die jeweils andere Seite transformiert werden. Beim Matrixumrichter ist stets die Energieflussrichtung sowohl vom Netz zur Last als auch umgekehrt möglich.

In derzeitigen Matrixumrichtern werden die bidirektionalen Schalter der Schaltermatrix (siehe Abbildung 1.3) mit herkömmlichen Bauelementen durch entsprechende Verschaltung zur Herstellung der Sperr- und Blockierfähigkeit realisiert. In Abbildung 1.4 ist eine Realisierung eines bidirektionalen Schalters, bestehend aus einem schaltbaren Ventil und vier Dioden dargestellt (siehe [Klu05]).

Unter Verwendung eines zusätzlichen, steuerbaren Elements können weitere Freiheitsgrade ermöglicht werden. In Abbildung 1.5 und in Abbildung 1.6 sind zwei weitere Anordnungen zur Realisierung bidirektionaler Schalter gezeigt. Es wird unterschieden zwischen der Anordnung mit gemeinsamem Emitter (siehe Abbildung 1.5) und mit gemeinsamem Kollektor (siehe Abbildung 1.6).

Im Falle der gemeinsamen Emitter-Anordnung wird für jeden bidirektionalen Schalter eine bipolare, galvanisch getrennte Versorgungsspannung der Treiber erforderlich. Somit werden neun Versorgungen für die Anordnung mit gemeinsamem Emitter (siehe Abbildung 1.5) benötigt. Im Falle der Anordnung mit gemeinsamem Kollektor (siehe Abbildung 1.6) werden insgesamt sechs Versorgungsspannungen benötigt, da sich die Teilelemente der bidirektionalen Schalter, welche auf dem selben Potential entweder derselben Eingangs- oder derselben Ausgangsphase liegen, zusammengefasst werden [Klu05, Hof02].

Durch die Verwendung zweier schaltbarer Ventile kann neben dem Sperr- und Leitzustand ein stromrichtungsabhängiger Leitzustand geschaltet werden. Dies geschieht durch die Ansteuerung nur eines der beiden schaltbaren Ventile.

Eine weitere Möglichkeit zur Realisierung bidirektionaler Schalter ist die Reihenschaltung der Dioden nach Abbildung 1.7 und Abbildung 1.8.

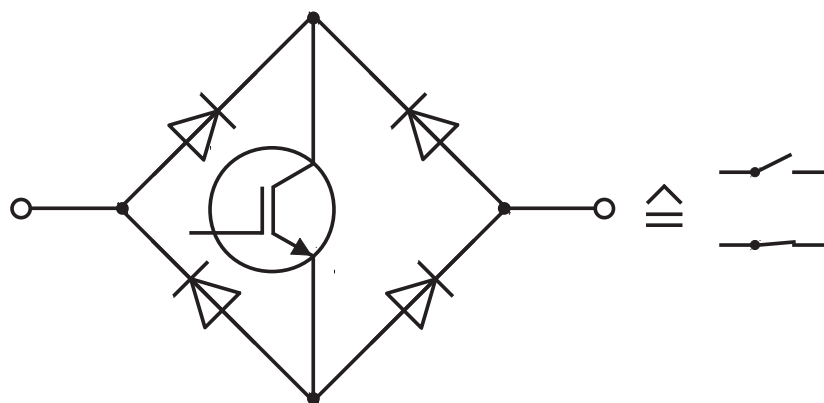


Abbildung 1.4: IGBT (IGBT - Insulated Gate Bipolar Transistor) mit vier Dioden in Brückenkonfiguration und mögliche Schaltkonfigurationen [Klu05].

¹ **Blockierfähigkeit** bezeichnet hierbei das Vermögen, bei positiver Anodenspannung bezogen auf die Kathodenspannung, einen Stromfluss zu verhindern. **Sperrfähigkeit** bezeichnet das Vermögen, bei positiver Kathodenspannung bezogen auf die Anodenspannung, einen Stromfluss zu verhindern. So ist beispielsweise eine Diode zwar sperr- jedoch nicht blockierfähig.

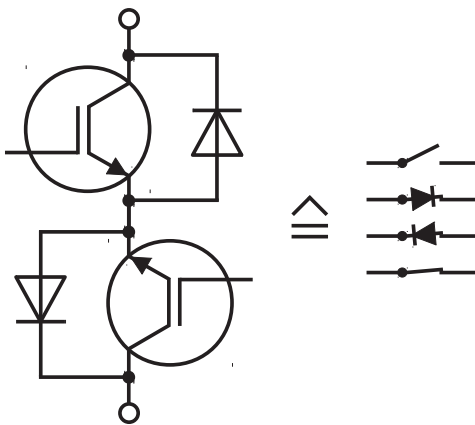


Abbildung 1.5: Realisierung eines bidirektionalen Schalters mit zwei IGBTs und zwei Freilaufdioden in Emittor-Anordnung [Klu05, Hof02].

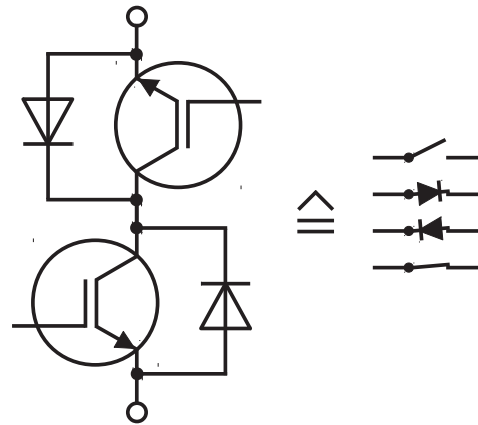


Abbildung 1.6: Realisierung eines bidirektionalen Schalters mit zwei IGBTs und zwei Freilaufdioden in Kollektor-Anordnung [Klu05, Hof02].

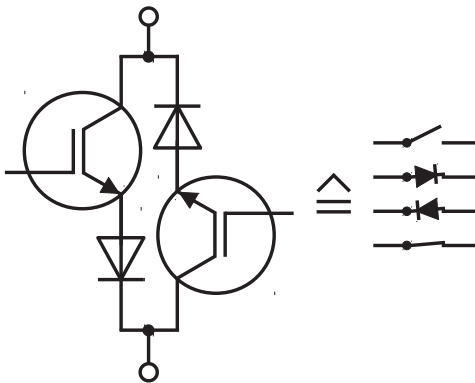


Abbildung 1.7: Realisierung eines bidirektionalen Schalters mit zwei IGBTs und zwei Sperrdioden zum Schutz des IGBTs vor einem Rückwärtsstrom mit emittorseitigem Phasenanschluss [Hof02].

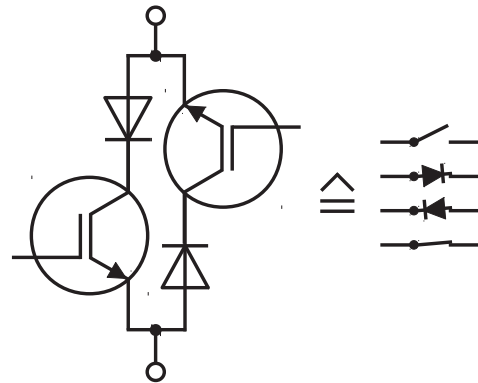


Abbildung 1.8: Realisierung eines bidirektionalen Schalters mit zwei IGBTs und zwei Sperrdioden zum Schutz des IGBTs vor einem Rückwärtsstrom mit kollektorseitigem Phasenanschluss [Hub93].

Bezüglich des Treiberaufwands gilt das bereits zu den Konfigurationen in Abbildung 1.5 und Abbildung 1.6 Gesagte. Bei Verwendung von Standardbauteilen ist die Schaltungskonfiguration in Abbildung 1.6 unter den bisher vorgestellten am geeignetsten, da vier Freiheitsgrade zum Kommutieren des Laststroms existieren, der Versorgungsspannungsaufwand für die Treiber am geringsten ist und IGBTs mit Freilaufdioden in einem Gehäuse kommerziell erhältlich sind, da diese bei Spannungszwischenkreisumrichtern eingesetzt werden. Aus diesem Grund ist zu erwarten, dass die IGBTs mit integrierter Freilaufdiode sehr kostengünstig erhältlich und bezüglich der Optimierung der Parameter sehr ausgereift sind.

Aus Abbildung 1.7 und unter Verwendung von IGBTs mit Rückwärtssperrfähigkeit, lässt sich die Schaltungskonfiguration in Abbildung 1.9 ableiten.

Im Vergleich zu den bisherigen Lösungen hat diese Konfiguration den Vorteil, dass die Verlustleistungen in den Dioden eingespart werden können, da der im IGBT systembedingt vorhandene PN-Übergang verwendet wird. Bauteile dieser Art sind seit einigen Jahren kommerziell erhältlich (siehe zum Beispiel [IXY07]), sind jedoch aufgrund der noch geringen Marktdurchdringung der Matrixumrichter und der damit verbundenen, geringen Stückzahl,

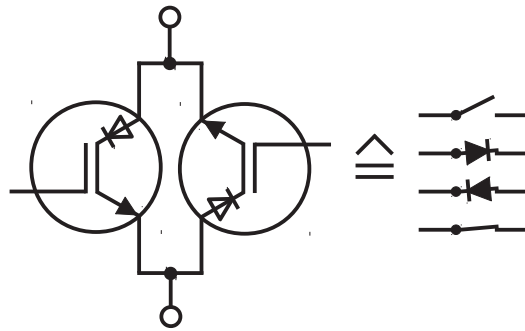


Abbildung 1.9: Realisierung eines bidirektionalen Schalters aus rückwärtssperrefähigen IGBTs.

vergleichsweise teuer.

In Ergänzung zu den kommerziell eingesetzten Halbleiterventilen wurden in der Vergangenheit verschiedene Ansätze verfolgt, bidirektionale Schalter monolithisch zu realisieren. Der Vollständigkeit halber werden im Folgenden zwei dieser Ansätze vorgestellt.

In [Saw08] wird ein bidirektionaler Schalter für kleine Spannungen vorgestellt. Hierbei werden zwei n-Kanal MOSFET-Strukturen lateral auf einem Chip realisiert. Die MOSFETs sind an ihren Drain-Anschlüssen verbunden. Die Ausführung erfolgt durch einen Trench-Aufbau, in dem die Gate-Anschlüsse zur Steuerung der Kanäle eingebracht werden (siehe Abbildung 1.10).

In [Hei02, Sit04] wird ein bidirektionaler Schalter in vertikaler Bauweise vorgestellt, der beruhend auf der in [Uen98] vorgestellten Struktur, mittels des Feldeffektes in der Lage ist, als bidirektionaler Schalter zu funktionieren (siehe Abbildung 1.11).

Kontakt A und Kontakt B arbeiten je nach Ansteuerung der Gateelektroden entweder als Emitter oder als Kollektor. Ist beispielsweise der Kontakt A mit positivem, der Kontakt B mit negativem Potential beaufschlagt, so werden im Leitzustand durch geeignete Ansteuerung der Gateelektroden Defektelektronen vom Kontakt A und Elektronen vom Kontakt B in die aus intrinsischem Silizium bestehende Basis injiziert. Die Kontakte A und B wirken als Emitter. Die Rekombination der Ladungsträger führt zu einem elektrischen Strom durch den

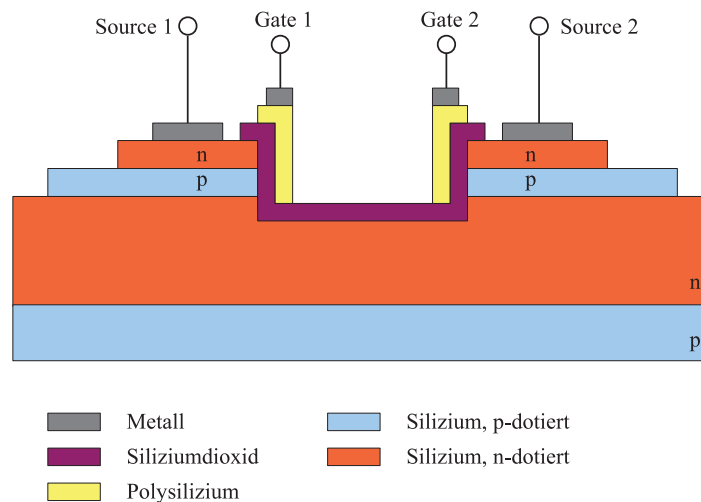


Abbildung 1.10: Realisierung eines BIMOSFETs durch Kombination zweier MOSFETs in lateralem Aufbau und Ausbildung zweier Gate-Anschlüsse in einer Trench-Struktur [Saw08].

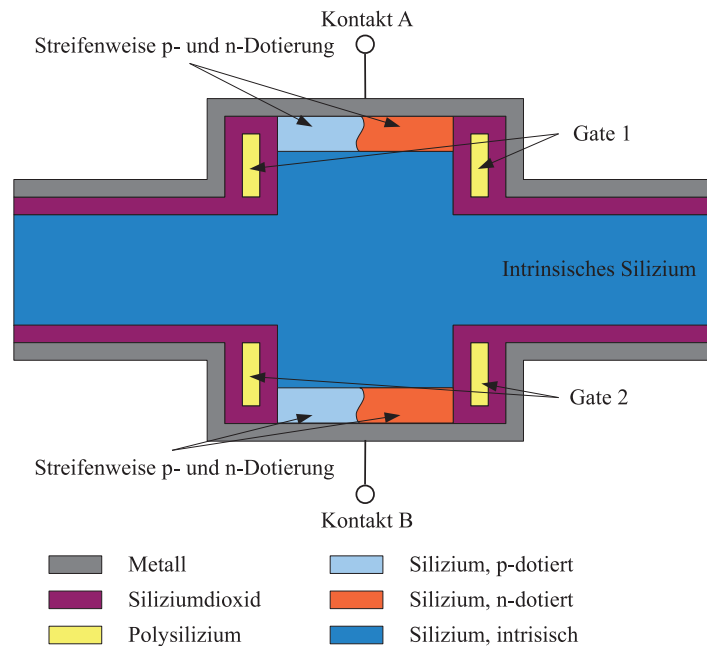


Abbildung 1.11: Realisierung eines monolithischen bidirektionalen Schalters im vertikalen Aufbau nach [Hei02].

monolithischen bidirektionalen Schalter.

Im Sperrzustand werden die freien Ladungsträger durch geeignete Ansteuerung der Gateelektroden aus dem Basisbereich abgezogen. Die Verarmung des intrinsischen Siliziums führt zu einer Sperrung des elektrischen Stroms, die Kontakte A und B wirken nun als Kollektoren.

Abschließend ist zu konstatieren, dass keine befriedigende Verfügbarkeit bidirektional sperr- und blockierfähiger Schalter, welche für die Realisierung des Matrixumrichters notwendig sind, gegeben ist.

Weiters erfordert der Matrixumrichter erhebliche Aufwände bezüglich der zu realisierenden Steuerlogik [Sch11a]. Während des regulären Betriebs muss stets aktiv ein Freilaufpfad geschaltet werden; beim Spannungszwischenkreisumrichter geschieht dies passiv durch eine Leitzustandsänderung der vorhandenen Freilaufdioden. Bei einem Ausfall der Leistungselektronik steht der stromeinprägenden Last, anders als beim Spannungszwischenkreisumrichter, deshalb auch zunächst kein Freilaufpfad zur Verfügung, weshalb zusätzliche Maßnahmen für den Fehlerfall und zum Überspannungsschutz zu treffen sind [Nie97, Mah00, Pfe08].

Für den regulären Betrieb eines Matrixumrichters muss außerdem beachtet werden, dass ohne Übermodulation die Ausgangsspannung maximal $\frac{\sqrt{3}}{2}$ der Eingangsspannung betragen kann [Ale88], weshalb für eine gute Ausnutzung des Antriebssystems geeignete Motoren zur Verfügung stehen müssen, welche eine um diesen Faktor geringere Nennspannung aufweisen.

1.4.2 Spannungszwischenkreisumrichter

Zwischenkreisumrichter bewerkstelligen den Energietransfer zwischen den beiden angeschlossenen Drehstromnetzen mittels eines zwischengeschalteten Gleichspannungs- beziehungsweise Gleichstromzwischenkreises. Der Spannungszwischenkreisumrichter ist hierbei der am meisten verbreitete Typ [Wei11].

In Abbildung 1.12 ist ein Spannungszwischenkreisumrichter schematisch dargestellt. Auf-

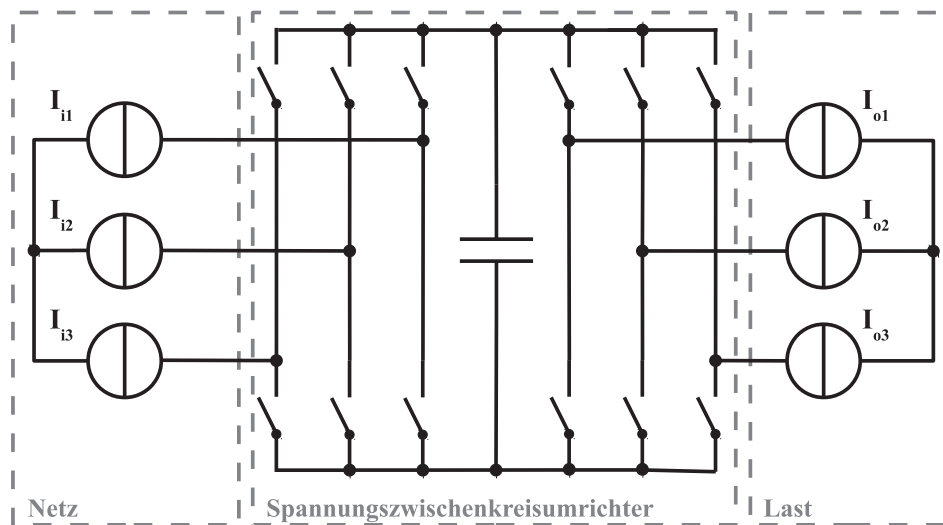


Abbildung 1.12: Spannungszwischenkreisumrichter mit stromeinprägendem Netz und stromeinprägender Last. Zwischen den beiden Schalterbrücken befindet sich eine Kapazität, welche spannungseinprägenden Charakter besitzt.

grund der im Gleichspannungszwischenkreis befindlichen Kapazität muss die netzseitig angeschlossene Schaltung stromeinprägenden Charakter aufweisen. An dieser Stelle sind folglich schaltungstechnische Maßnahmen erforderlich, damit die netzseitige leistungselektronische Schaltung induktiv abgeschlossen wird.

Wie oben bereits beschrieben, weist die angeschlossene Last in aller Regel bereits induktiven Charakter auf. Daher ist der Laststrom eingepreßt, weshalb an dieser Stelle keine weiteren schaltungstechnischen Maßnahmen zu treffen sind.

Die Schalter in Abbildung 1.12 müssen im Gegensatz zum Matrixumrichter nicht bidirektional sperr- und blockierfähig sein. Aufgrund der durch die Kapazität fest eingepreßten Potentiale ist für einen Schalter aus der Abbildung lediglich eine antiparallel geschaltete Transistor-Dioden-Kombination vorzusehen, wie sie in zweifacher Anwendung zur Realisierung der bidirektionalen Schalter in Abbildung 1.5 und 1.6 gezeigt wurde. Die Transistor-Dioden-Kombination ist aufgrund der hohen Marktdurchdringung schon heute als integriertes Bauteil erhältlich und sehr gut optimiert. Die für die Realisierung benötigten, leistungselektronischen Bauteile sind überdies ohne Weiteres verfügbar.

Durch den steuerbaren netzseitigen Stromrichter kann die Energieflussrichtung wie auch zuvor beim Matrixumrichter sowohl von der Last zum Netz als auch vom Netz zur Last erfolgen, wodurch beim Betrieb einer elektrischen Maschine der Vier-Quadrantenbetrieb ermöglicht wird.

Im Gegensatz zum Matrixumrichter verfügt der Spannungszwischenkreisumrichter stets über einen Freilauf für die stromeinprägenden Pfade, da selbst bei inaktiver Ansteuerung der Transistoren die Ströme über die antiparallelen Dioden fließen können. Eine aufwändige Kommutierungslogik, wie sie beim Matrixumrichter Anwendung finden muss, ist nicht notwendig, weshalb die Ansteuerung des Spannungszwischenkreisumrichters deutlich einfacher realisiert werden kann.

Während beim Matrixumrichter die maximal erreichbare Ausgangsspannung durch die angelegte Eingangsspannung vorgegeben ist, kann die Ausgangsspannung des Spannungszwischenkreisumrichters in der diskutierten Konfiguration, nämlich durch den gepulsten

Eingangsstromrichter beliebig angehoben werden. Wie später gezeigt wird, benötigt der Eingangsstromrichter des Spannungszwischenkreisumrichters netzseitig Induktivitäten, welche zusammen mit dem Eingangsstromrichter als Hochsetzsteller verwendet werden können.

1.5 Elektromagnetische Verträglichkeit

Die Systematik des Themenkomplexes „elektromagnetische Verträglichkeit“ ist gemäß [Sei00] in Abbildung 1.13 dargestellt. In der ersten Untergliederungsebene wird zwischen der elektromagnetischen Beeinflussung und der elektromagnetischen Störaussendung unterschieden.

Während die elektromagnetische Beeinflussung eine bestimmte Resistenz des Geräts gegenüber von außen einwirkenden Störgrößen fordert, werden bei der elektromagnetischen Störaussendung die emittierten Störungen reglementiert.

Sowohl bei der elektromagnetischen Beeinflussung als auch bei der elektromagnetischen Störaussendung wird weiter zwischen leitungsgebundenen Störungen und gestrahlten Störungen unterschieden.

Die vorliegende Arbeit beschäftigt sich gemäß der in Abbildung 1.13 dargestellten Systematik mit den dunkel hinterlegten Themenfeldern für dreiphasige Antriebsstromrichter.

Innerhalb der in Abbildung 1.13 dargestellten „elektromagnetischen Störaussendung“ wird nach [Sei00] weiter wie in Abbildung 1.14 dargestellt untergliedert. Ausgehend von der elektromagnetischen Störaussendung wird, wie zuvor dargestellt, zunächst zwischen leitungsgebundener und gestrahlter Störaussendung unterschieden.

Im Falle der strahlungsgebundenen Störaussendung wird zwischen Nahfeld und Fernfeld unterschieden. Während bei Ersterem magnetische Felder **oder** elektrische Felder wirken, müssen im Fernfeld elektromagnetische Wellenfelder berücksichtigt werden [Sch11b].

Die leitungsgebundene Störaussendung unterscheidet zwischen Störungen, welche auf der Netzleitung ausgesandt werden und zwischen Störungen, welche sich über Signalleitungen ausbreiten.

Sowohl für die Störungsausbreitung über die Signalleitungen, wie auch für die gestrahlte Störaussendung dürfte die Kenntnis des Aufbaus der Stromrichter unerlässlich sein, weshalb

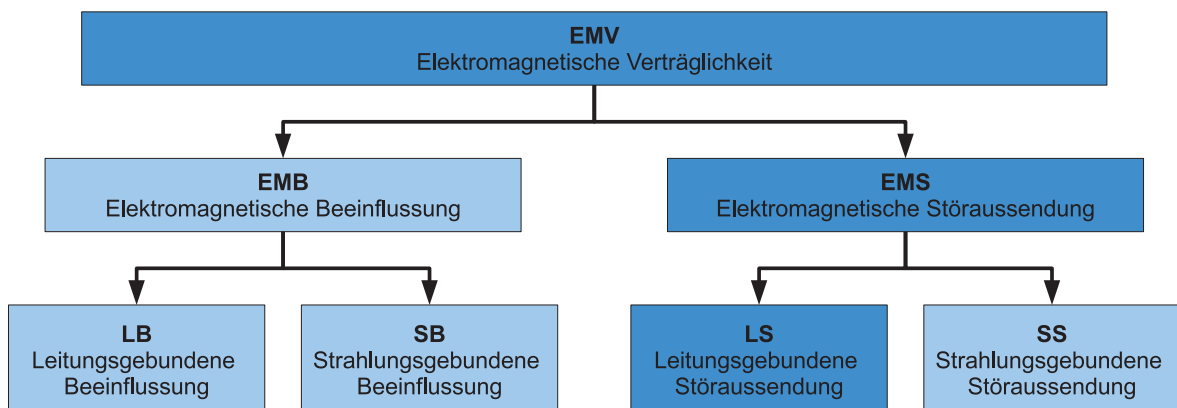


Abbildung 1.13: Systematik zur Einteilung der Untersuchungsfelder im Themenkomplex „Elektromagnetische Verträglichkeit“ nach [Sei00]. In der vorliegenden Arbeit werden die dunkel dargestellten Themenfelder diskutiert.

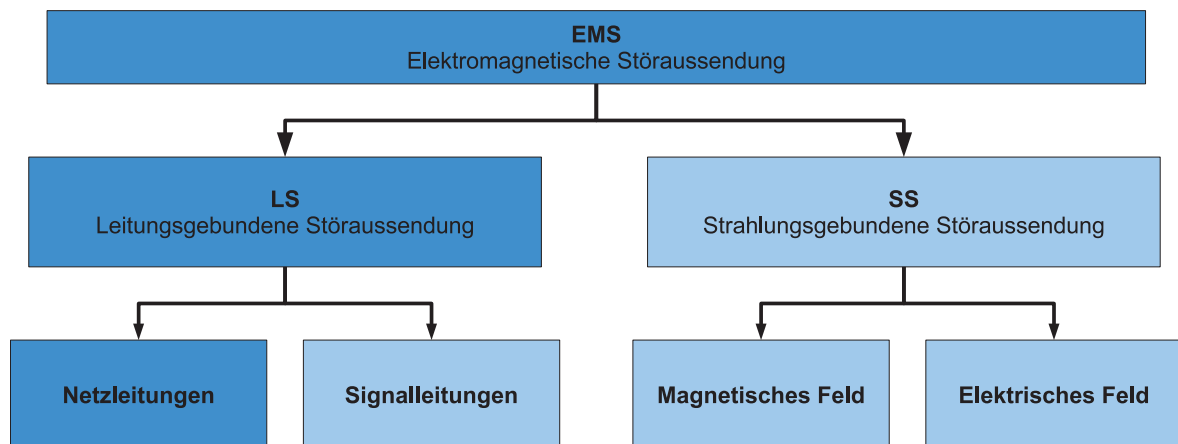


Abbildung 1.14: Systematik der „elektromagnetischen Störaussendung“ und ihrer Zergliederung in leitungsgebundene und strahlungsgebundene Störaussendung nach [Sei00]. Die in der vorliegenden Arbeit diskutierten Themenfelder sind dunkel hinterlegt.

zur Wahrung der Allgemeingültigkeit der im Weiteren getroffenen Aussagen eine Beschränkung auf die leitungsgebundenen Störungen auf den Netzleitungen als Untersuchungspunkt gemacht wird; im weiteren Verlauf ist daher bei leitungsgebundener Störaussendung stets die Störaussendung auf den Netzleitungen gemeint.

Einschub zur Begriffsklärung:

In den Themengebieten „elektromagnetische Verträglichkeit“ und „Energietechnik“ werden Termini, welche einen ähnlichen Sachverhalt beschreiben, verwandt. Im Folgenden werden die Definitionen einiger Termini aus der Literatur rezipiert, um anschließend die vorliegende Problemstellung entsprechend zu klassifizieren.

Für die folgenden Überlegungen wird ein allgemeines Mehrphasensystem nach Abbildung 1.15 mit m Außenleitern, Neutralleiter sowie Bezugs- beziehungsweise Schutzleiter herangezogen.

Gegentaktstörung (elektromagnetische Verträglichkeit)

Gegentaktstörquellen treiben Gegentaktstörströme, welche im (für den Nutzstrom vorgesehenen) Hin- und Rückleiter *entgegengesetzte* Richtung besitzen [Sch11b].

Gleichtaktstörung (elektromagnetische Verträglichkeit)

Gleichtaktstörquellen treiben Gleichtaktstörströme, welche im (für den Nutzstrom vorgesehenen) Hin- und Rückleiter *die gleiche* Richtung besitzen [Sch11b].

Asymmetrische Stromschleife (elektromagnetische Verträglichkeit)

In einer asymmetrischen Stromschleife fließt der Nutzstrom *über den Bezugsleiter*, wie in Abbildung 1.16a gezeigt [Dur99].

Symmetrische Stromschleife (elektromagnetische Verträglichkeit)

In einer symmetrischen Stromschleife fließt der Nutzstrom I_N nicht über den Bezugsleiter sondern *über einen dedizierten separaten Leiter*, wie in Abbildung 1.16b gezeigt [Dur99].

Nullsystem (Energietechnik)

Ein Nullsystem bildet sich aus, wenn die Summe der Ströme der Außenleiter I_A nicht Null ergibt ($\sum_{i=1}^m I_{Ai} \neq 0$). Der Neutralleiter führt in diesem Fall den ausgleichenden Neutralleiterstrom $I_0 = \sum_{i=1}^m I_{Ai}$ [Füh03b].

Mitsystem (Energietechnik)

Das Mitsystem zählt ebenso wie das Gegensystem zu den sogenannten symmetrischen Komponenten. Diese dienen — unter Umständen zusammen mit dem vorgenannten Nullsystem — dazu, nicht symmetrische Drehstromsysteme in symmetrische Systeme zu zerlegen und somit die Wirkung auf beispielsweise Drehfeldmaschinen zu veranschaulichen [Füh03b]. Das Mitsystem hat bei Zerlegung eines nicht symmetrischen Netzes die Eigenschaft, bei Anschluss an eine Drehfeldmaschine ein symmetrisches, rechtsgerichtetes Drehfeld zu erzeugen [Füh03b].

Gegensystem (Energietechnik)

Das Gegensystem, welches ebenso wie das Mitsystem zu den sogenannten symmetrischen Komponenten zählt, hat bei Zerlegung eines nicht symmetrischen Netzes die Eigenschaft, bei Anschluss an eine Drehfeldmaschine ein symmetrisches, linksgerichtetes Drehfeld zu erzeugen, welches der ordentlichen rechtsgerichteten Drehbewegung entgegenwirkt [Füh03b].

Symmetrisches (Mehrphasen-)System (Energietechnik)

Ein mehrphasiges System mit m Phasen wird als symmetrisch bezeichnet, wenn die jeweiligen elektromagnetischen Sinusgrößen der Phasen die gleiche Amplitude aufweisen und sich die Nullphasenwinkel um jeweils $\frac{2\pi}{m}$ unterscheiden [Füh03b].

In der vorliegenden Arbeit wird davon ausgegangen, dass das betrachtete System symmetrisch ist und somit die Summe der Außenleiterströme I_A Null ergibt; folglich also kein Nullsystem existiert.

Aus Sicht der elektromagnetischen Verträglichkeit wird davon ausgegangen, daß die Nutzströme nur über die Außenleiter fließen und nicht über den Bezugs- beziehungsweise Schutzleiter, weshalb im Sinne der elektromagnetischen Verträglichkeit symmetrische Stromschleifen nach Abbildung 1.16b vorliegen [Dur99].

Während bei asymmetrischen Stromschleifen nur Gegentaktstörungen auftreten, ist bei den auftretenden Störströmen in der vorliegenden, symmetrischen Stromschleife zwischen Gegentakt- und Gleichtakt-Störstrom zu unterscheiden.

Die Systematik ist wie zuvor bereits geschildert in Abbildung 1.16a und 1.16b dargestellt.

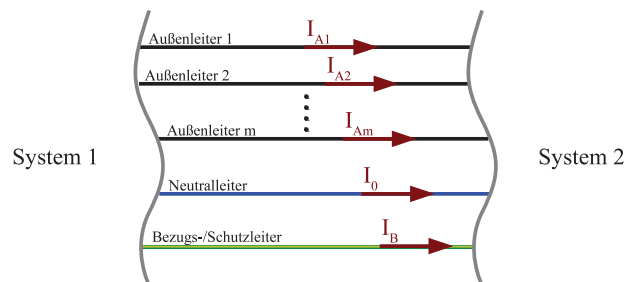


Abbildung 1.15: Mehrphasensystem mit m Außenleitern, Neutralleiter, sowie Bezugs- beziehungsweise Schutzleiter.

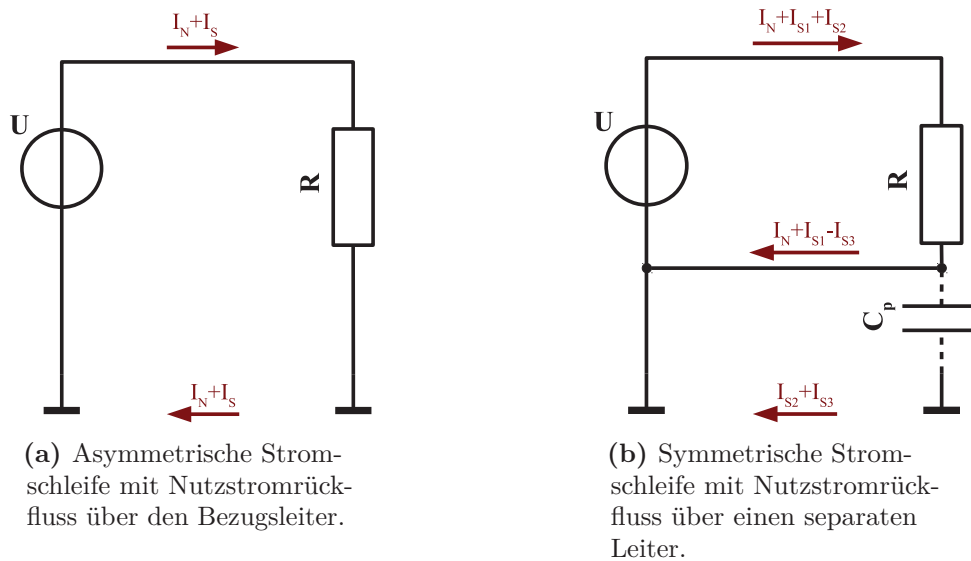


Abbildung 1.16: Nutz- und Störstrompfade in einer asymmetrischen Stromschleife und in einer symmetrischen Stromschleife nach [Dur99]. Während bei einer asymmetrischen Stromschleife der Nutz- und Störstrom über den Bezugsleiter fließen, existiert bei der symmetrischen Stromschleife ein dedizierter Rückleiter für den Nutzstrom. Hier ist weiters zwischen den Gleichtaktstörströmen I_{S2} und I_{S3} und zwischen dem Gegentaktstörstrom I_{S1} zu unterscheiden.

Bei einer asymmetrischen Stromschleife findet sowohl die Nutz- als auch die Störstromleitung über den Bezugsleiter statt. Bei einer symmetrischen Stromschleife, wie in Abbildung 1.16b gezeigt, muss unterschieden werden, ob die Störströme auf einem aktiven Leiter zurückfließen, wie beispielsweise I_{S1} , oder ob die Störströme über den Bezugsleiter fließen, wie I_{S2} und I_{S3} . Im ersten Fall handelt es sich um einen Gegentaktstörstrom, die Ströme I_{S2} und I_{S3} heißen Gleichtaktströme. Gleichtaktströme entstehen durch parasitäre Elemente wie beispielsweise Kapazitäten, welche aufgrund des Aufbaus existieren.

Im weiteren Verlauf der Arbeit werden nur die Gegentaktstörungen betrachtet, da für eine Bewertung der Gleichtaktstörungen die Kenntnis der parasitären Elemente essentiell ist [Klo97]. Wie bereits eingangs beschrieben, sollen die im weiteren Verlauf getroffenen Aussagen unabhängig von etwaigen Implementierungstechnologien sein, weshalb letztlich keine valide Modellierung der parasitären Elemente getroffen werden kann. Die vorliegende Arbeit beschränkt sich auf die Bewertung der Gegentaktstörungen; eine detailliertere Bewertung der betrachteten Systeme — die jeweilig auftretenden Gleichtaktstörungen beinhaltend — muss zum betreffenden Zeitpunkt der Realisierung auf Basis der gewählten Technologie durchgeführt werden.

1.6 Anforderungen an die leitungsgebundene Störaussendung

Bei der Bewertung von Netzzurückwirkungen werden unterschiedliche Bereiche je nach Frequenz der Netzzurückwirkung unterschieden. Für Frequenzen

- bis 2 kHz erfolgt eine Analyse der Stromüberschwingungen anhand [VDE10a].
- zwischen 150 kHz und 30 MHz erfolgt eine Analyse der Störspannungen anhand [VDE05].

1.6.1 Anforderungen an die Störaussendung bis 2 kHz

Dreiphasige Umrichter werden anhand [VDE10a] in Klasse A eingeordnet, da sie per Definition nach [VDE10a] als symmetrisches dreiphasiges Gerät einzustufen sind. Dies ist erfüllt, wenn die Bemessungsströme der drei Leiter nicht mehr als 20 % voneinander abweichen. Für Geräte der Klasse A gelten die Grenzwerte aus Tabelle 1.2.

Zur Bewertung der Störaussendung im Frequenzbereich bis 2 kHz wird das Frequenzspektrum des Eingangsstroms des Prüflings herangezogen und mit den Grenzwerten aus Tabelle 1.2 verglichen. Wie später noch gezeigt wird, existieren bei beiden Stromrichtertypen bei ausreichend hoher Pulsfrequenz von größer 2 kHz keine spektralen Anteile in diesem Frequenzbereich, weshalb dieser Bereich im Weiteren nicht untersucht wird.

1.6.2 Anforderungen an die Störaussendung von 2 kHz bis 150 kHz

Für diesen Frequenzbereich sieht die aktuelle Normung keine Grenzwerte für drehzahlveränderliche Antriebe vor.

1.6.3 Anforderungen an die Störaussendung von 150 kHz bis 30 MHz

Bei der Bewertung der Störaussendung im Bereich von 150 kHz bis 30 MHz wird zwischen leitungsgebundener und gestrahlter Störaussendung unterschieden. Im Folgenden werden nur leitungsgebundene Störungen untersucht, da diese direkt durch die Eingangsfilter beeinflussbar sind. Die gestrahlte Störaussendung ist von vielen Parametern abhängig und muss gegebenenfalls experimentell oder mittels FEM-Simulation (FEM - Finite-Elemente-Methode) untersucht werden.

1.6.3.1 Normgerechter Messaufbau zur Messung leitungsgebundener Störungen

Die normgerechte Messung der leitungsgebundenen Störung sieht den Anschluss des Prüflings an eine sogenannte Netznachbildung vor, welche ihrerseits ans Netz angeschlossen ist [VDE09b]. In Abbildung 1.17 ist ein Blockschaltbild der Übertragungstrecke zwischen Messempfänger

Tabelle 1.2: Grenzwerte der Oberschwingungsströme bis zur 40. Oberschwingung für die Geräte der Klasse A nach [VDE10a].

Oberschwingungsordnung n	Zulässiger Höchstwert des Oberschwingungsstromes [A]
Ungeradzahlige Oberschwingungen	
3	2,30
5	1,14
7	0,77
9	0,40
11	0,33
13	0,21
$15 \leq n \leq 39$	$0,15 \cdot \frac{15}{n}$
Geradzahlige Oberschwingungen	
2	2,30
4	1,14
6	0,77
$8 \leq n \leq 40$	$0,23 \cdot \frac{8}{n}$

und Stromrichter dargestellt. Links im Bild befindet sich der Prüfaufbau nach [VDE09b], welcher aus einem Messempfänger und einer Netznachbildung nach [VDE07c] besteht. Die Netznachbildung bildet primär eine frequenzabhängige Impedanz, um auch bei unterschiedlichen Netzbedingungen, welche eine örtliche und zeitliche Varianz aufweisen [Sch04], die geforderte Wiederholgenauigkeit der Messungen sicherzustellen.

Prägt der Prüfling nun hochfrequente Spannungen und Ströme ein, so können diese als Störspannungen über der Netznachbildung gemessen werden. Diese Störspannungen werden über ein Hochpassglied innerhalb der Netznachbildung ausgekoppelt und vom Messempfänger ausgewertet.

In der Praxis werden häufig nicht die in der Norm vorgeschlagenen Schaltungen verwendet, da sonst zwei verschiedene Netznachbildung je für den Bereich 9 kHz bis 150 kHz und für den Bereich 150 kHz bis 30 MHz verwendet werden müssten. Daher werden abgewandelte Schaltungen angewendet, um den gesamten Frequenzbereich von 9 kHz bis 30 MHz mit einer Netznachbildung abzudecken. Eine im Folgenden verwendete Realisierungsvariante aus [Sch09a] ist in Abbildung 1.18 einsträngig dargestellt.

An den Anschlüssen auf der linken Seite der Abbildung wird die Netznachbildung an das Energieversorgungsnetz angeschlossen, während an den rechtsseitigen Anschlüssen das zu prüfende Gerät, im vorliegenden Fall der Stromrichter samt zugehörigem Netzfilter, angeschlossen wird. Auf der Prüflingsseite befindet sich überdies noch ein Anschluss für den Messempfänger, über den die hochfrequenten Störspannungen ausgekoppelt werden. Die übrigen Bauelemente dienen zur Abbildung des normativ geforderten Impedanzgangs. In Abbildung 1.19 sind die Impedanz- und Phasenlageanforderungen aus [VDE07c] und die tatsächlichen Werte der Schaltung aus Abbildung 1.18 aufgetragen.

Die Verläufe in Abbildung 1.19 lassen geringe Unterschiede zwischen den tatsächlichen und den geforderten Werten erkennen. Entscheidend ist jedoch der Impedanzgang, welcher mit dem geforderten Impedanzgang ausreichend genau übereinstimmt.

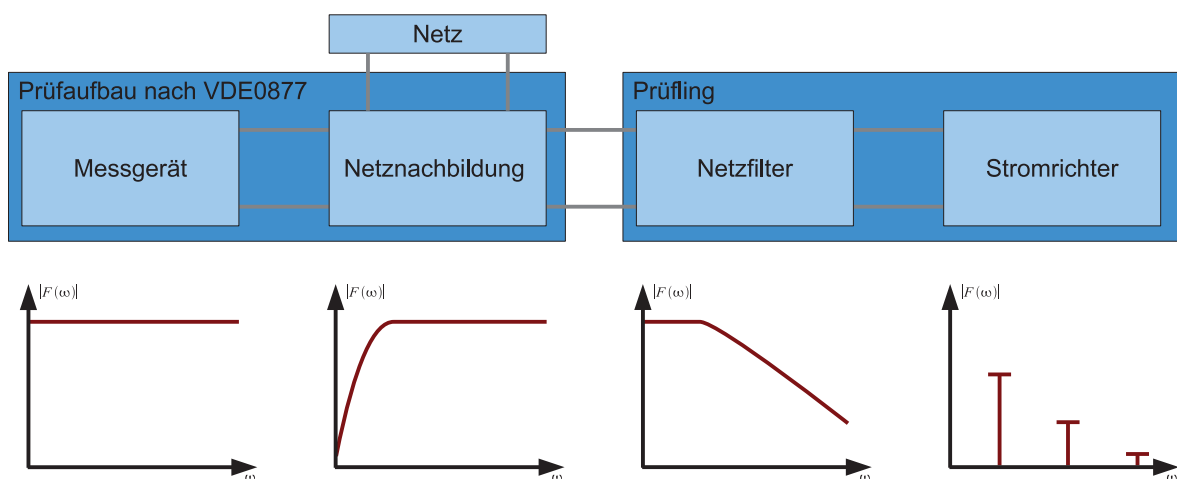


Abbildung 1.17: Messaufbau nach [VDE09b] bestehend aus dem Prüfaufbau und dem Prüfling. Der Prüfaufbau nach [VDE09b] sieht die Verwendung eines geeigneten Messempfängers und einer Netznachbildung vor. Im diskutierten Fall besteht der Prüfling aus einem spannungs- oder stromeinprägenden Stromrichter und einem Netzfilter. Im unteren Teil des Bildes sind die prinzipiellen Amplitudengänge der einzelnen Blöcke dargestellt. Zunächst wird angenommen, das Messgerät gäbe das physikalisch vorhandene Spektrum originalgetreu wieder, weshalb für das Messgerät zunächst ein linearer Amplitudengang angenommen wird. Durch die Netznachbildung und das Filter werden die vom Stromrichter erzeugten spektralen Anteile gedämpft.

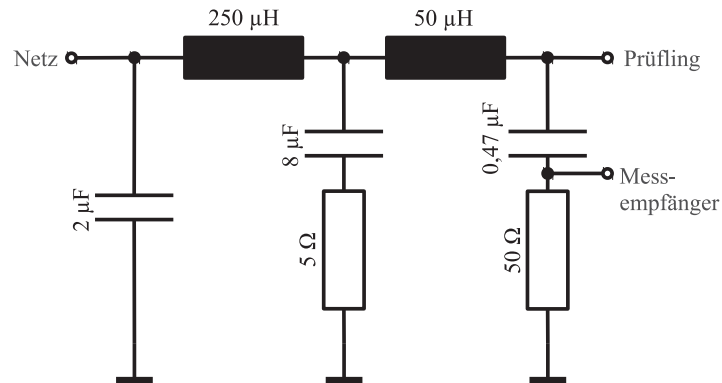


Abbildung 1.18: Einsträngige Netznachbildung nach [Sch09a]. Links im Bild erfolgt der Anschluss an das Energieversorgungsnetz, rechts wird der Prüfling angeschlossen. Die Auskopp- lung der Störspannung erfolgt über einen Hochpass. Die Störspannung wird vom Messempfänger ausgewertet.

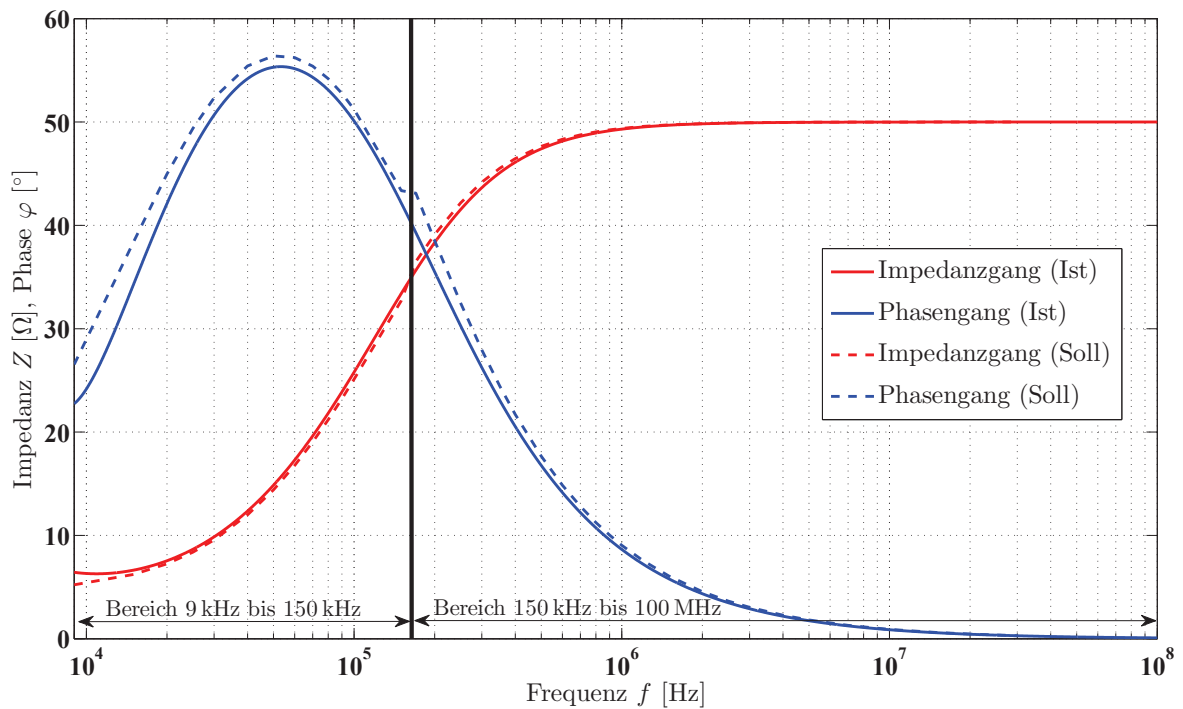


Abbildung 1.19: Vergleich des Impedanz- und Phasengangs der einsträngigen Netznachbildung aus Abbildung 1.18 nach [Sch09a] mit den in [VDE07c] vorgegebenen Verläufen. Die jeweils unterbrochenen Linien sind die geforderten Verläufe, die durchgezogenen Linien ergeben sich aus dem Übertragungsverhalten der verwendeten Schaltung.

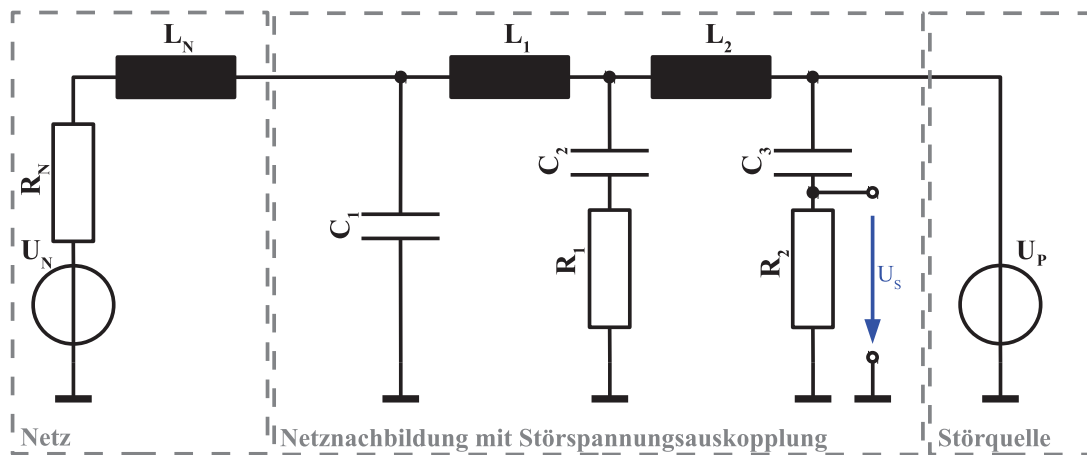


Abbildung 1.20: Ersatzschaltung des Prüfaufbaus am Energieversorgungsnetz mit zwischengeschalteter Netznachbildung zur Entkopplung des Prüflings vom Energieversorgungsnetz und Auskopplung der zu messenden Störspannung U_S für spannungseinprägende Störer. Im Falle eines stromeinprägenden Störers ist die Ersatzspannungsquelle U_P durch die Ersatzstromquelle I_P zu ersetzen.

Werden die Netznachbildung und der Prüfling an das Energieversorgungsnetz angeschlossen, so ergibt sich die Ersatzschaltung nach Abbildung 1.20. Links im Bild ist das Netzmodell nach [Win05] mit einer idealen Spannungsquelle U_N und einer ohmsch-induktiven Impedanz bestehend aus R_N und L_N modelliert. Rechts im Bild ist die Spannungsrückwirkung des Prüflings als ideale Spannungsquelle U_P dargestellt. Zwischen dem Energieversorgungsnetz und dem Prüfling ist die bekannte Netznachbildung, welche bereits in Abbildung 1.18 gezeigt wurde, gemäß [Sch09a] geschaltet. Die zuvor genannte Störspannung U_S wird über C_3 und R_2 , welche einen Hochpassfilter für die vom Prüfling eingepprägten Störungen bilden, ausgekoppelt und dem Messgerät zuführt.

1.6.3.2 Normative Anforderungen an das Messgerät

Zur Ermittlung des Störspektrums der Störspannung, welche an der Netznachbildung ausgekoppelt wird, werden Spektralanalysatoren, welche den Anforderungen nach [VDE10b] genügen, eingesetzt. Das Störspektrum kann entweder direkt im Frequenzbereich oder aber im Zeitbereich mit anschließender Fouriertransformation gemessen werden.

Daher werden für die Realisierung der Spektralmessung derzeit drei unterschiedliche Verfahren genutzt, welche sich in Frequenz- und Zeitbereichsmessverfahren untergliedern lassen [Rau07, Pfe99]. Zum einen werden für die Messung im Frequenzbereich sogenannte Messempfänger eingesetzt, welche entweder nach dem Überlagerungsprinzip arbeiten, um einen festen Zwischenfrequenz-Bandpass verwenden zu können [Dur99]; oder aber es werden mehrere parallele Filter zu Filterbänken zusammenschaltet [Pfe99]. In der Praxis werden jedoch aufgrund des erheblichen Filteraufwands bei den parallel arbeitenden Analysatoren eher die sequentiell arbeitenden Messempfänger nach dem Überlagerungsprinzip mit nur einem Filter verwendet.

Das Zeitbereichsmessverfahren zur Bestimmung des Störspektrums bedient sich Fourier-Analysatoren, welche die Störspannung im Zeitbereich messen. Anschließend werden die gemessenen Größen mittels Schneller-Fourieranalyse, welche in einem Digitalrechner durchgeführt wird, spektral zerlegt. Hierbei werden geeignete Fensterfunktionen zur Nachbildung des Zwischenfrequenz-Bandpasses, wie sie beim Messempfänger Anwendung finden, herangezogen

[Bra07, Bra05b, Bra05a].

Die Funktionsweise eines Messempfängers ist im oberen Teil der Abbildung 1.21 mittels eines Blockschaltbildes dargestellt. Im unteren Teil der Abbildung 1.21 ist die jeweilige Wirkung der dargestellten Blöcke schematisch wiedergegeben.

Links im Bild befindet sich die Quelle des zu messenden Spektrums — im vorliegenden Fall der Anschluss für die Auskopplung der Störspannung an der Netznachbildung aus Abbildung 1.20. Mittels eines multiplikativen Mischers wird das Ursprungsspektrum in den Durchlassfrequenzbereich des Bandpasses transformiert. Durch die Variation der Oszillatorfrequenz ω_{LO} wird das Spektrum am Ausgang des Mischers so verschoben, dass der jeweils interessierende Spektralteil im Durchlassbereich des Bandpasses liegt. Folglich muss nicht die Mittenfrequenz des Bandpasses verändert werden, sondern es genügt daher, lediglich ein festes Bandpassfilter mit normativ vorgegebenen Eigenschaften zu realisieren und nur das Spektrum durch Wahl der Oszillatorfrequenz zu verschieben. Durch ein erneutes Mischen und anschließender Tiefpassfilterung werden aus dem Ursprungsspektrum jene Schwingungen herausgefiltert, welche im interessierenden Frequenzbereich liegen. Der nachgeschaltete Detektor bewertet die Schwingungen sowie zeitliche Amplitudenvariationen. Der vom Detektor gebildete Wert wird anschließend als Messwert ausgegeben.

Die oben beschriebene, sequentielle Messung des Spektrums benötigt eine sehr lange Messdauer. Parallel arbeitende Messempfänger sind aufgrund der Vielzahl der zu realisierenden Bandpassfilter aufwändig und teuer. Um diesen Nachteil auszüräumen, wurde das Zeitbereichsmessverfahren TDEMI (Time Domain Electro Magnetic Interference) entwickelt, wodurch die Messdauer erheblich verkürzt werden kann [Bra07, Coh89]. Dieses Verfahren basiert auf einer diskreten Fouriertransformation und emuliert mit entsprechenden Nachbildungen das Verhalten eines Messempfängers [Kru03b, Kru03a]. Die prinzipiellen Schritte zur Berechnung des Störspektrums sind in Abbildung 1.22 dargestellt. Im oberen Teil der Abbildung 1.22 sind

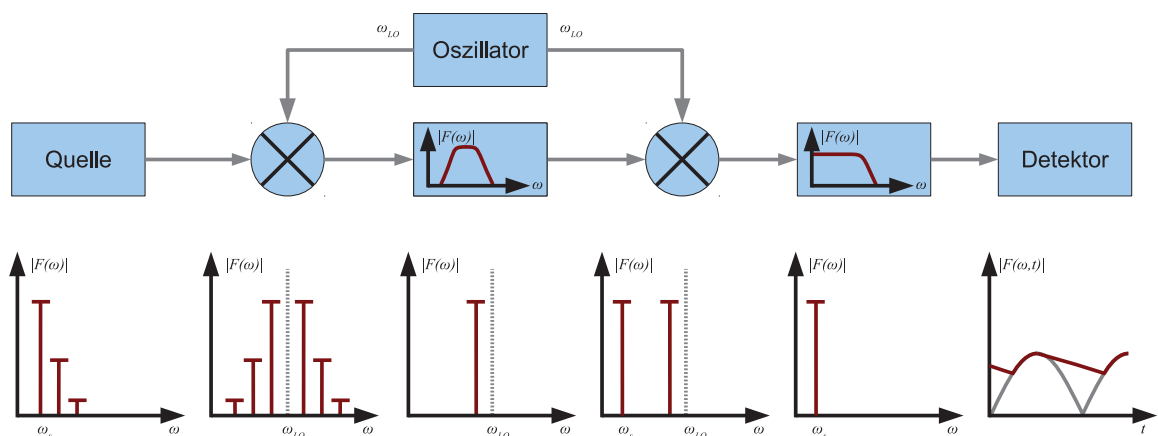


Abbildung 1.21: Blockschaltbild eines Messempfängers mit der Darstellung der Spektralmanipulationen [Fro84]. Links im Bild befindet sich die Quelle des zu messenden Spektrums. Mittels eines multiplikativen Mischers wird das Ursprungsspektrum in den Durchlassfrequenzbereich des Bandpasses transformiert. Mittels Variation der Oszillatorfrequenz ω_{LO} wird das Spektrum am Ausgang so verschoben, dass der jeweils interessierende Spektralteil im Durchlassbereich des Bandpasses liegt. Durch ein erneutes Mischen und anschließender Tiefpassfilterung werden aus dem Ursprungsspektrum diejenigen Schwingungen herausgefiltert, welche im interessierenden Frequenzbereich liegen. Anhand eines nachgeschalteten Detektors können zeitliche Amplitudenvariationen der gewählten Schwingungen dargestellt und bewertet werden.

wieder die einzelnen Blöcke der Signalverarbeitung dargestellt, während im unteren Teil die Auswirkungen auf das gemessene Signal beziehungsweise dessen Spektrum dargestellt sind.

Über einen Digital/Analog-Wandler wird die an der Netznachbildung ausgekoppelte Störspannung abgetastet. Die Abtastwerte werden in Zeitintervalle unterteilt, welche anschließend durch ein Fenster, welches die Eingangsselektivität des Messempfängers nachbildet, bewertet und mittels FFT frequenztransformiert (FFT - Fast Fourier Transformation). Die Abtastwerte und ihre Spektren werden in Intervalle unterteilt. Somit ergeben sich n Frequenzspektren für n Zeitintervalle. Die frequenzdiskreten, spektralen Anteile der zeitvarianten Frequenzspektren repräsentieren Einzelschwingungen mit zeitvarianter Amplitude. Diese Transformation wird STFFT (STFFT - Short Time Fast Fourier Transformation) genannt [Tom96]. Die Einzelschwingungen werden anschließend durch einen digital nachgebildeten Detektor bewertet. Durch dieses Verfahren ist es möglich, innerhalb sehr kurzer Zeit das gesamte Störspannungsspektrum zu ermitteln.

Für alle Messgeräte ist eine Messbandbreite, abhängig vom gemessenen Frequenzbereich, vorgeschrieben. So ist für den verwendeten Bandpass, welcher im Messempfänger aus Abbildung 1.21 Anwendung findet, eine Bandbreite von $B_{6\text{dB}} = 9\text{ kHz}$ im Frequenzbereich 150 kHz bis 30 MHz vorgeschrieben [VDE10b]. Nach [Rau07] werden für die Filterbandpasscharakteristik einschwingoptimierte Gauß-Filter verwendet. Beim Zeitbereichsmessverfahren TDEMI wird dieses Filter durch ein entsprechendes Gauß-Fenster nachgebildet.

Die normativ festgelegte Filtercharakteristik und die nachgeschalteten Detektoren beeinflussen das gemessene Spektrum, allerdings wird im Rahmen dieser Arbeit auf die Nachbildung eines Funkstörmesempfängers verzichtet. Es sei folglich angenommen, das Messgerät zeigt das physikalisch vorhandene Spektrum unverfälscht an, weshalb die Filterauslegung nur für das vom Stromrichter ausgesandte und physikalisch vorhandene, jedoch nicht zusätzlich durch das Messgerät bewertete, Spektrum erfolgt. Aus diesem Grund können sich bei realen Aufbauten,

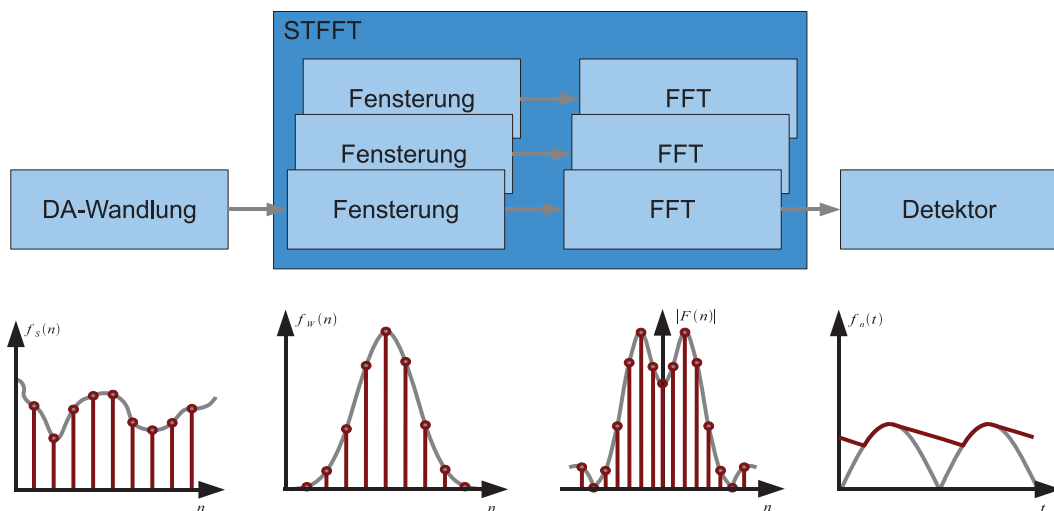


Abbildung 1.22: Blockschaltbild des Zeitbereichsmessverfahrens TDEMI als Ersatz für einen Messempfänger. Das Signal wird zunächst über einen D/A-Wandler abgetastet und dann einer STFFT (STFFT - Short Time Fast Fourier Transformation) zugeführt. Die Fensterung der einzelnen Fourier-Transformationen bilden den Bandpass des Messempfängers aus Abbildung 1.21 nach. Aus den n Spektren der gemessenen n Zeitintervalle ergibt sich ein zeitlicher Amplitudenverlauf der Schwingungen, welcher durch einen nachgebildeten Detektor ausgewertet wird [Kru03a].

welche mit dem vorgeschriebenen Messempfänger geprüft werden, Abweichungen für die benötigten Filter ergeben.

1.6.3.3 Normative Kriterien zur Netzfilterauslegung der Stromrichter

Für die Auslegung der Filter zur Störaussendungsbedämpfung ist die Übertragungsfunktion der Prüflingsspannung U_P auf den Messanschluss, an dem die Störspannung ausgekoppelt wird, erforderlich. Aus dem Ersatzschaltbild des Prüfaufbaus in Abbildung 1.20 ergibt sich die Übertragungsfunktion der Messschaltung für die Störspannung bezogen auf die an der Netznachbildung anliegenden Prüflingsspannung U_P nach (A.1).

Das Verstärkungsmaß der Netznachbildung¹ G_{LISN} , welche sich aus der Übertragungsfunktion nach (A.1) berechnet, ist in Abbildung 1.23 dargestellt. Für Pulsfrequenzen unter 100 kHz dämpft die Netznachbildung die Störspannung am Messanschluss zusätzlich ab. Da, wie unten gezeigt wird, die Produktnorm für den im Folgenden diskutierten Sachverhalt erst ab 150 kHz Störspannungsgrenzwerte spezifiziert, wirkt sich das Dämpfungsmaß der Netznachbildung mit maximal 2 dB bei niedrigen Frequenzen praktisch nicht auf die Berechnung des erforderlichen Netzfilterdämpfungsmaßes aus. Zur Wahrung der Allgemeingültigkeit wird die Übertragungsfunktion der Netznachbildung dennoch bei der später durchgeführten Filterauslegung berücksichtigt.

Die betrachteten Stromrichter haben der Produktnorm [VDE05] zu entsprechen, welche die Störaussendung drehzahlveränderbarer elektrischer Antriebe spezifiziert. Aufgrund der Exis-

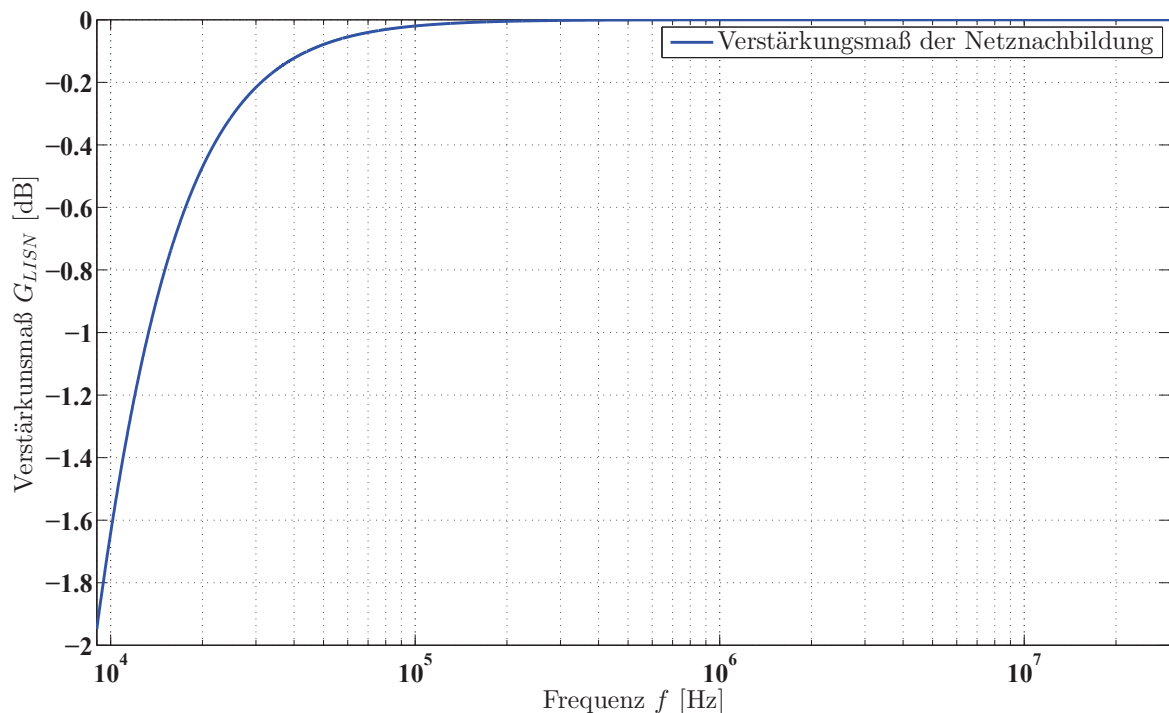


Abbildung 1.23: Verstärkungsmaß der Netznachbildung berechnet aus der Übertragungsfunktion der prüflingsseitig eingepprägten Spannung U_P bezogen auf die ausgekoppelte Störspannung U_S , wie in Abbildung 1.20 dargestellt.

1 LISN - Line Impedance Stabilization Network

tenz der Produktnorm [VDE05] treten die jeweiligen Fachgrundnormen [VDE07a, VDE07b] und die dort definierten Grenzwerte in den Hintergrund [Ned04]. Die Grenzwerte der Störspannung sind in Tabelle 1.3 angegeben sowie in Abbildung 1.24 dargestellt.

Unterhalb von 150 kHz sind keine Grenzwerte für die Störspannungen definiert. In diesem Bereich muss folglich keine Bedämpfung der ausgesandten Störungen erfolgen. Von 150 kHz bis 500 kHz erfolgt eine logarithmische Abnahme der Grenzwerte von 66 auf 56 dB μ V für die Quasispitzenwerte beziehungsweise von 56 auf 46 dB μ V für die Mittelwerte. Der sich anschließende Bereich bis 5 MHz weist konstante Grenzwerte auf. Bei 5 MHz steigen die Grenzwerte sprunghaft an und bleiben bis zum Ende des Definitionsbereichs bei 30 MHz konstant.

Die dargestellten Grenzwerte gelten für den jeweiligen Detektortyp, welche das gemessene Spektrum unterschiedlich bewerten. Da der Messempfänger und folgerichtig die Detektoren bei der weiteren Betrachtung keine Rolle spielen, werden die Störspannungsgrenzwerte des Mittelwertdetektors unter der Annahme, dass bei Verwendung des physikalischen Spektrums und der Mittelwertgrenzwerte die Quasispitzenwerte auch eingehalten werden, herangezogen.

Tabelle 1.3: Grenzwerte für die zulässigen Störspannungen im Frequenzbereich 150 kHz bis 30 MHz nach [VDE05].

Frequenzbereich [MHz]	Grenzwerte [dB μ V]	
	Quasispitzenwert	Mittelwert
<i>0,15 - 0,50</i>	66 - 56 ^a	56 - 46 ^a
<i>0,50 - 5</i>	56	46
<i>5 - 30</i>	60	50

^a Lineare Abnahme mit dem Logarithmus der Frequenz.

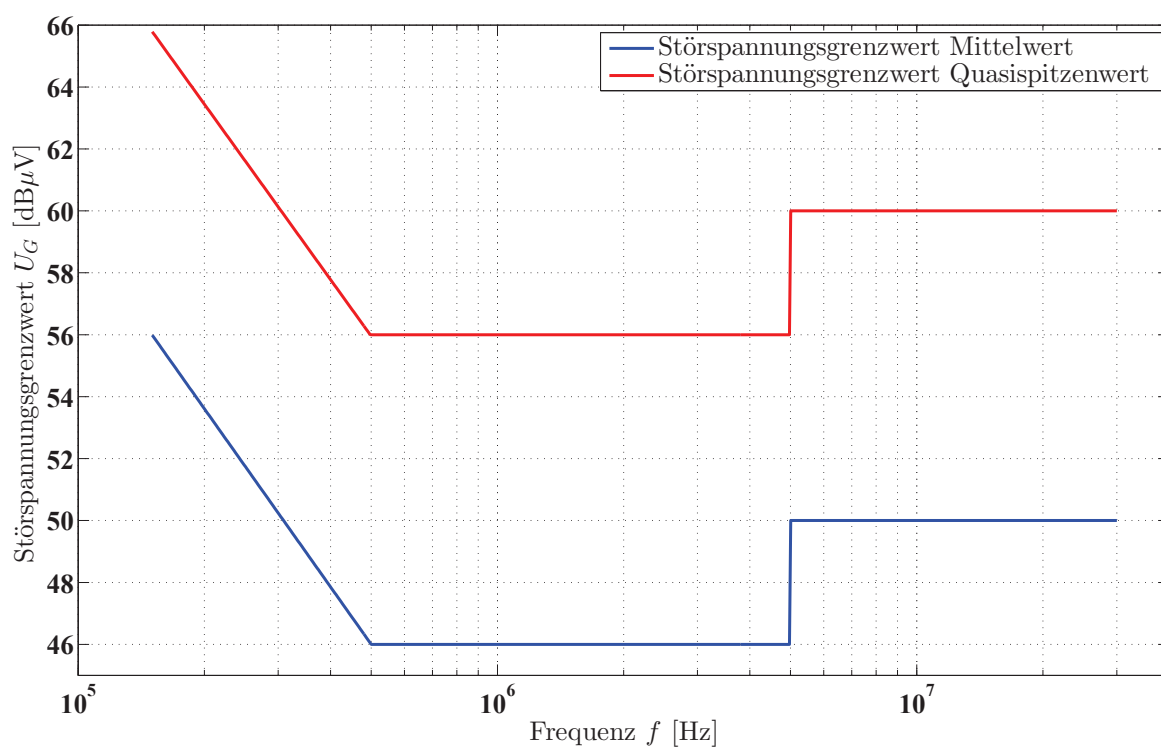


Abbildung 1.24: Grenzwerte nach der Produktnorm für drehzahlveränderliche elektrische Antriebe [VDE05] für den Frequenzbereich 150 kHz bis 30 MHz.

KAPITEL 2

Modellbildung der Stromrichter

Für die nachfolgenden Filteruntersuchungen ist die Darstellung der Stromrichter in einer einsträngigen Ersatzschaltung als vorteilhaft anzusehen, da unter der Annahme eines symmetrischen Netzes der Berechnungsaufwand erheblich reduziert wird und die Ergebnisse der einsträngigen Betrachtung lediglich dupliziert werden müssen. Folglich ist zunächst zu untersuchen, ob und unter welchen Bedingungen die einsträngige Betrachtung der Stromrichter zulässig ist. Bei der später folgenden Berechnung der physikalischen Spektren muss ferner noch sichergestellt werden, dass die Netzzrückwirkungen symmetrisch sind.

2.1 Einsträngiges Ersatzschaltbild des stromeinprägenden Stromrichters

Das Ersatzschaltbild eines stromeinprägenden Stromrichters ist in Abbildung 2.1 dargestellt. Zur Untersuchung der Netzzrückwirkungen soll dieses in ein einphasiges Ersatzschaltbild überführt werden.

Im linken Teil des Bildes ist das Netz und der Eingangsfiler dargestellt. Die Netzimpedanz und abschließende Filterlängsimpedanzen sind zu allgemeinen Längsimpedanzen Z_1 bis Z_3 zusammengefasst. Die Filterquerimpedanzen sind zu allgemeinen Querimpedanzen Z_4 bis Z_6 zusammengefasst. Da im vorliegenden Fall der Stromrichter eine stromeinprägende Natur aufweist und der Eingangsfiler zur Dämpfung der vom Stromrichter eingprägten Störungen Tiefpasscharakter haben muss, kann auf die Modellierung von stromrichterseitigen Längsimpedanzen verzichtet werden.

Zur Vereinfachung der folgenden Betrachtungen kann ein symmetrischer Aufbau der Eingangsfiler postuliert werden, wenn die Netzzrückwirkungen in allen Phasen symmetrisch sind. Daher soll gelten:

- Die Impedanzen Z_1 bis Z_3 seien gleich beschaffen.
- Die Impedanzen Z_4 bis Z_6 seien gleich beschaffen.

Hierbei ist jedoch zu bemerken, dass weder über die Beschaffenheit der Impedanzen, noch über die Gestalt der Eingangsspannungen U_{e1} bis U_{e3} eine Einschränkung getroffen wurde. Dasselbe gilt für die Stromrichterersatzströme I_a bis I_c , wobei hier im Besonderen (2.1) zu fordern ist.

$$I_a + I_b + I_c \stackrel{!}{=} 0 \tag{2.1}$$

Wie in Abschnitt A.4 ausgeführt, folgt mit diesen Annahmen für das virtuelle Sternpunkt-potential der Querimpedanzen (2.2).

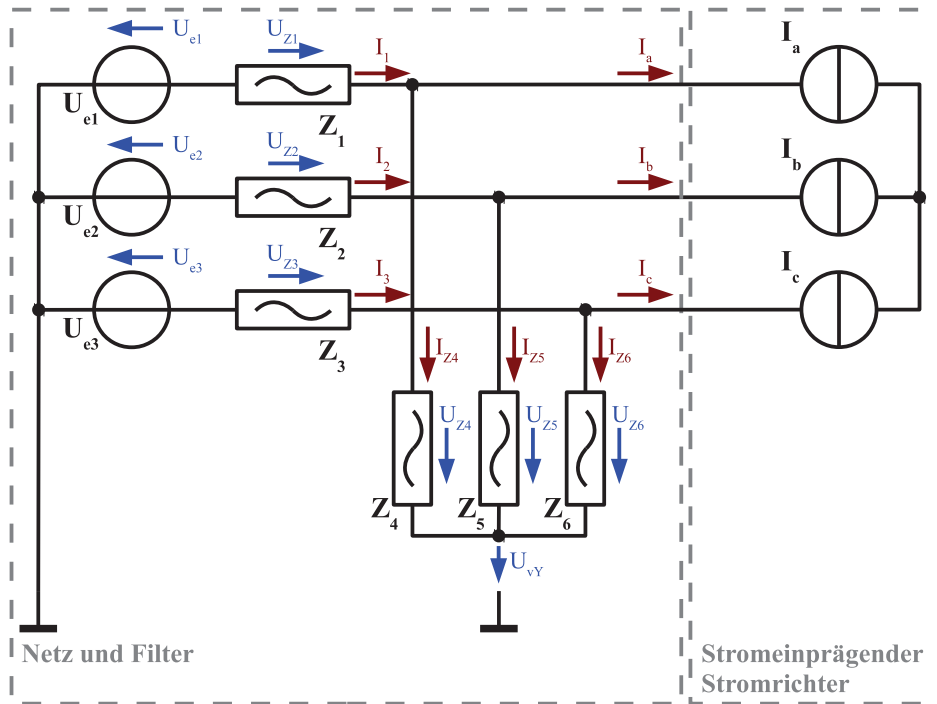


Abbildung 2.1: Ersatzschaltbild des stromeinprägenden Stromrichters zur Untersuchung des virtuellen Sternpunktpotentials.

$$U_{vY} = U_{e1} - U_{Z1} - U_{Z4} = \frac{1}{3} \sum_{i=1}^3 U_{ei} \quad (2.2)$$

Folglich ist das virtuelle Sternpunktpotential bei symmetrischen Netzen equivalent zum Neutraleiterpotential, wodurch eine einphasige Betrachtung ermöglicht ist. Daher ergibt sich das einphasige Ersatzschaltbild nach Abbildung 2.2 für den stromeinprägenden Stromrichter mit der einphasigen Ersatzstromquelle des stromeinprägenden Stromrichters $I_{SR} = I_a$.

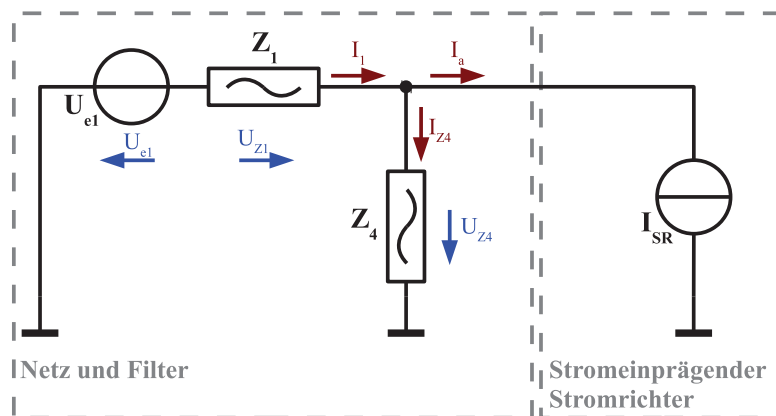


Abbildung 2.2: Einphasiges Ersatzschaltbild des stromeinprägenden Stromrichters bei symmetrischem Netz.

2.2 Einsträngiges Ersatzschaltbild des spannungseinprägenden Stromrichters

Das Ersatzschaltbild des spannungseinprägenden Stromrichters ist in Abbildung 2.3 dargestellt. Zur Untersuchung der Netzurückwirkungen des spannungseinprägenden Stromrichters soll dieses in ein einphasiges Ersatzschaltbild überführt werden.

Links im Bild sind die Quellenspannungen des Netzes U_{e1} bis U_{e3} dargestellt. Das Impedanznetzwerk bestehend aus den Impedanzen Z_1 bis Z_9 bilden die parasitären Netzimpedanzen sowie das Netzfilter ab. Zur Vereinfachung der folgenden Betrachtungen kann ein symmetrischer Aufbau der Eingangfilter postuliert werden. Daher soll gelten:

- Die Impedanzen Z_1 bis Z_3 seien gleich beschaffen.
- Die Impedanzen Z_4 bis Z_6 seien gleich beschaffen.
- Die Impedanzen Z_7 bis Z_9 seien gleich beschaffen.

Hierbei ist jedoch zu bemerken, dass weder über die Beschaffenheit der Impedanzen, noch über die Gestalt der Eingangsspannungen U_{e1} bis U_{e3} eine Einschränkung getroffen wurde. Dasselbe gilt für die Stromrichterersatzspannungen U_a bis U_c .

Auf der rechten Seite des Bildes ist die Ersatzschaltung des spannungseinprägenden Stromrichters dargestellt. Die Spannungen U_a , U_b und U_c stellen sich beispielsweise beim Spannungszwischenkreisumrichter mit gepulstem Netzwechselrichter in Abhängigkeit der Zwischenkreisspannung U_{ZK} und des Schaltzustands des Netzwechselrichters ein.

Um das dreiphasige Ersatzschaltbild aus Abbildung 2.3 in ein einphasiges Ersatzschaltbild zu überführen, ist die Kenntnis der virtuellen Sternpunktpotentiale der Querimpedanzen U_{vY1} sowie der Ersatzspannungsquellen des spannungseinprägenden Stromrichters U_{vY2} nötig. Wie in Abschnitt A.2 gezeigt wird, ist bei einem symmetrischen Netz das virtuelle Sternpunktpotential der Querimpedanzen U_{vY1} stets gleich dem Neutralleiterpotential.

Das virtuelle Sternpunktpotential der Ersatzspannungsquellen U_{vY2} ist jedoch bezogen auf den Neutralleiter abhängig von den Ersatzspannungsquellen U_a bis U_c , wie in Abschnitt A.3 in (A.9) gezeigt wird.

Folglich ergibt sich das einphasige Ersatzschaltbild nach Abbildung 2.4. Das Netz mit parasitären Impedanzen und das Netzfilter sind links im Bild dargestellt. Da das virtuelle Sternpunktpotential der Querimpedanzen U_{vY1} unter den untersuchten Bedingungen exakt dem Neutralleiterpotential entspricht, kann der entsprechende Anschluss der Querimpedanz Z_Q direkt verbunden werden. Rechts im Bild befindet sich die Ersatzschaltung des spannungseinprägenden Stromrichters. Die Spannungsquelle U_a wird beispielsweise beim Spannungszwischenkreisumrichter mit gepulstem Netzwechselrichter anhand der Schalterstellungen in dieser Phase und in Abhängigkeit der Zwischenkreisspannung U_{ZK} moduliert. Die Ersatzspannungsquelle U_{vY2} entspricht dem in Abschnitt A.3 berechneten virtuellen Sternpunktpotential der Ersatzspannungsquellen, welches beispielsweise beim Spannungszwischenkreisumrichter mit gepulstem Netzwechselrichter anhand der Schalterstellungen aller drei Phasen und der Zwischenkreisspannung U_{ZK} moduliert wird.

Nach [Hou07] kann beim Spannungszwischenkreisumrichter mit gepulstem Netzwechselrichter das ermittelte virtuelle Sternpunktpotential U_{vY2} bezogen auf den Neutralleiter über die Ersatzspannungen U_a , U_b und U_c berechnet werden, die Ersatzspannungsquellen entsprechen der modulierten Zwischenkreisspannung U_{ZK} .

Die Spannungsquellen U_a und U_{vY2} der Ersatzschaltung in Abbildung 2.4 können zusammengefasst werden zur einphasigen Ersatzspannungsquelle U_{SR} . Für die einphasige Ersatz-

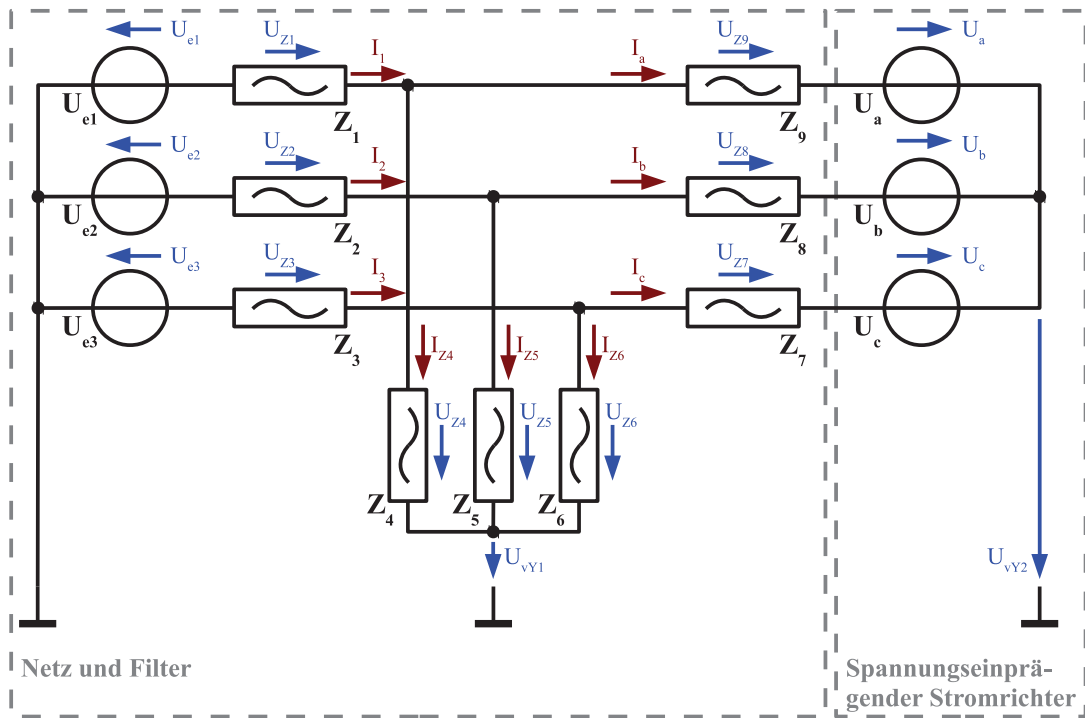


Abbildung 2.3: Netzseitiges Ersatzschaltbild eines spannungseinprägenden Stromrichters mit Eingangsfilter. Links im Bild sind die Quellenspannungen des Netzes dargestellt. Die Impedanzen Z_1 bis Z_9 bilden das Netzfilter und die parasitären Impedanzen des Netzes ab. Rechts im Bild wird der Netzwechselrichter mit der eingprägten Zwischenkreisspannung modelliert. Je nach Schaltzustand des Netzwechselrichters ergeben sich die Spannungen U_a , U_b und U_c in Abhängigkeit der Zwischenkreisspannung U_{ZK} .

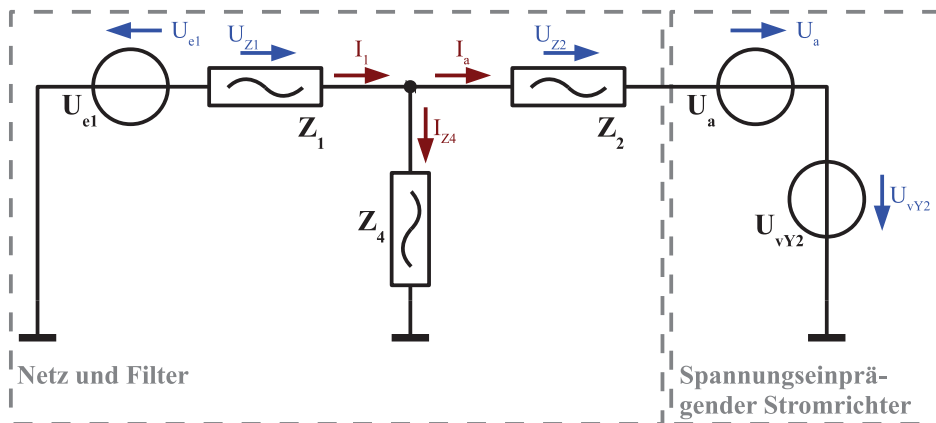


Abbildung 2.4: Einphasiges Ersatzschaltbild eines spannungseinprägenden Stromrichters. Das Netz mit parasitären Impedanzen und das Netzfilter sind links im Bild dargestellt. Da das virtuelle Sternpunktpotential der Querimpedanzen U_{vY1} unter den untersuchten Bedingungen exakt dem Neutralleiterpotential entspricht, kann der entsprechende Anschluss der Querimpedanz Z_4 direkt verbunden werden. Rechts im Bild befindet sich die Ersatzschaltung des spannungseinprägenden Stromrichters. Die Ersatzspannungsquelle U_{vY2} entspricht dem in Abschnitt A.3 berechneten virtuellen Sternpunktpotential der Ersatzspannungsquellen.

spannungsquelle U_{SR} gilt demnach (2.3) unter Berücksichtigung von (A.9).

$$U_{SR} = U_a + U_{vY2} = U_a - \frac{1}{3} \cdot (U_a + U_b + U_c) \quad (2.3)$$

Daher kann die einphasige Ersatzschaltung des spannungseinprägenden Stromrichters aus Abbildung 2.4 weiter vereinfacht werden zu der Darstellung des einphasigen Ersatzschaltbilds in Abbildung 2.5.

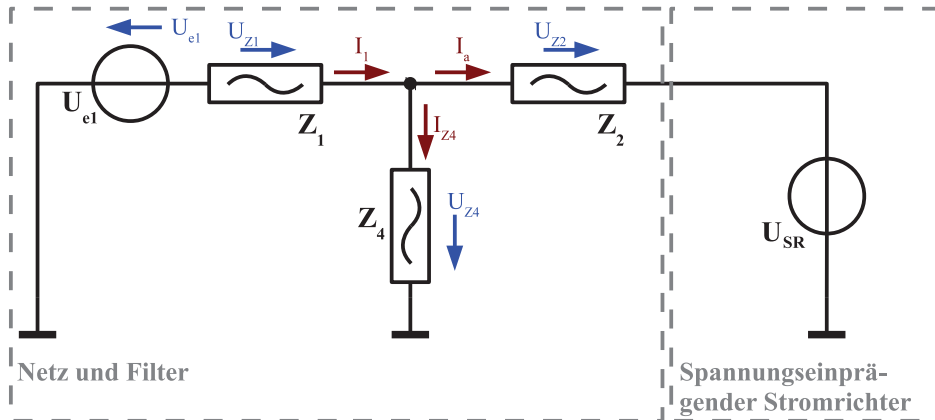


Abbildung 2.5: Einphasiges Ersatzschaltbild eines spannungseinprägenden Stromrichters. Das Netz mit parasitären Impedanzen und das Netzfilter sind links im Bild dargestellt. Rechts im Bild befindet sich die einphasige Ersatzspannungsquelle U_{SR} des spannungseinprägenden Stromrichters.

Nach [Hou07] können die Ersatzspannungsquellen U_a , U_b und U_c je nach Schaltzustand des Netzwechselrichters die diskreten Werte U_{ZK} , die Höhe der Zwischenkreisspannung, und Null einnehmen.

Unter Berücksichtigung aller Permutationen folgt nach (2.3) für die maximale Ersatzspannung $\max(U_{SR}) = \frac{2}{3}U_{ZK}$ und für die minimale Ersatzspannung $\min(U_{SR}) = -\frac{2}{3}U_{ZK}$.

KAPITEL 3

Dimensionierung der Eingangfilter

Ausgehend von dem bereits aus Kapitel 1 bekannten Messaufbau und der in Kapitel 2 abgeleiteten, einphasigen Betrachtungsweise der Stromrichter, wird in diesem Kapitel eine generische Verfahrensweise zur Berechnung der Netzfilter vorgestellt. Anhand der bereits für spannungseinprägende Störer in [Nag98] beschriebenen Methodik wird die Verfahrensweise so angepasst, dass sie sowohl spannungseinprägenden als auch stromeinprägenden Störern genügt. Obschon sehr spezielle Filterauslegungsansätze für beide Stromrichtertypen bekannt sind [Hel04, Nus04, Rag08, Chi10], wird diese allgemeine Vorgehensweise gewählt und eine gemeinsame Basis für einen Vergleich der Eingangfilter beider Stromrichtertypen geschaffen.

Bekanntermaßen wird das Filterverhalten für sehr hohe Frequenzen — bezogen auf die Filtergrenzfrequenz — maßgeblich durch die parasitär vorhandenen, reaktiven Elemente beeinflusst. So bildet die Anschlussinduktivität eines Kondensators einen Reihenschwingkreis; die Wicklungskapazitäten einer Spule einen Parallelschwingkreis. Hierdurch knickt der zuvor mit negativem Gradienten verlaufende Amplitudengang eines Tiefpassfilters bei sehr hohen Frequenzen — bezogen auf die Filtergrenzfrequenz — mit in diesem Bereich positivem Gradient ab [Fra05].

Für die in dieser Arbeit durchgeführte Filterberechnung sei das Abknicken des Amplitudengangs durch parasitäre reaktive Elemente vernachlässigt. Durch geeignete Reihen- oder Parallelschaltung der realen Bauelemente zum Zweck der Realisierung der erforderlichen reaktiven Elemente können die parasitären reaktiven Elemente beeinflusst werden. Durch diese Beeinflussung sei angenommen, dass die Knickstelle des Filterfrequenzgangs oberhalb des normativ erfassten Frequenzbereichs liegt.

Neben diesem Abknicken bei sehr hohen Frequenzen können parasitäre ohmsche Widerstände das Filterverhalten bereits nahe und unterhalb der Filtergrenzfrequenz beeinflussen. Daher besteht ein Betrachtungspunkt im Folgenden darin, dass die parasitären ohmschen Serienwiderstände der für die Filterrealisierung benötigten Reaktanzen berücksichtigt werden. Wie später noch gezeigt wird, beeinflussen die oben genannten parasitären Widerstände das Filterverhalten gerade bei der Hochfrequenzabschätzung des Filteramplitudengangs in nicht zu vernachlässigendem Maße.

Als Auslegungskriterium für die Eingangfilter werden im Folgenden die bereits in Abschnitt 1.6.3 benannten Grenzwerte für die Störspannungen herangezogen. Hierbei werden die strengeren Grenzwerte der Produktnorm für drehzahlveränderliche elektrische Antriebe herangezogen, welche etwa beim Einsatz in Wohn- und Geschäftsbereichen zum Einsatz kommen. Desweiteren werden, wie bereits in Abschnitt 1.6.3.3 ausgeführt, die Grenzwerte des Mittelwertdetektors als Dimensionierungskriterium herangezogen.

Im Folgenden wird angenommen, dass die Pulsfrequenz des Stromrichters größer als 2 kHz gewählt wurde und somit keine zu betrachtenden spektralen Anteile zwischen der Netzgrundfrequenz und 2 kHz auftreten, was ebenfalls bei den später noch verwendeten physikalischen Spektren der Stromrichter gegeben ist.

Im Prüfaufbau in Abbildung 1.17 aus Kapitel 1 wird auf der rechten Seite der Abbildung, abhängig vom betrachteten Stromrichtertyp, eine Strom- oder Spannungsquelle angesetzt, welche ein Spektrum erzeugt, das der einsträngigen Netzzurückwirkung des Stromrichters entspricht.

Da der Amplitudengang des Messgeräts und der Netznachbildung festgelegt sind, verbleibt als möglicher Freiheitsgrad, die Gestalt des Amplitudengangs der Netzfilter zu beeinflussen, so dass die spektralen Anteile der einsträngigen Netzzurückwirkung unterhalb der normativ vorgeschriebenen Grenzwerte aus Abschnitt 1.6.3 liegen.

3.1 Vorüberlegungen zur Filterstruktur

Zur Bedämpfung der störenden spektralen Anteile ab 150 kHz wird für das Netzfilter Tiefpassverhalten gefordert. Nach [Unb88] lassen sich Übertragungsfunktionen mittels Zweitoren realisieren, sofern die aus der gewünschten Übertragungsfunktion ermittelte Impedanzmatrix \mathbf{Z} des Eingangsfilters bestimmte Eigenschaften hat.

In [Nag98] wird von vornherein vorgegeben, dass das Filter lediglich durch Kettenschaltungen von Kapazitäten und Induktivitäten herzustellen sei, wodurch die in [Unb88] geforderten Kriterien implizit erfüllt sind. Überdies wird das Filter durch Kettennetzwerke nach Cauer realisiert [Cau31]. Das Filter weist somit einer der Filterordnung entsprechend minimale Anzahl der Bauelemente auf — dies bedeutet, dass das realisierte Filter kanonisch ist [Unb88].

Den Ausführungen in [Nag98] folgend, ergeben sich für eine ungleiche Anzahl von Induktivitäten und Kapazitäten innerhalb der Filterstruktur die in Abbildung 3.1 dargestellten Verschaltungsmöglichkeiten.

Rechts im Bild befindet sich jeweils die einphasige Ersatzstrom- beziehungsweise Ersatzspannungsquelle des Stromrichters. Links dieser Quellen ist die entsprechende Filterstruktur zu sehen, welche sich aus ν Filterzweitoren und einer stromrichterseitigen Reaktanz X_{SR} zusammensetzt. Die stromrichterseitige Reaktanz X_{SR} besteht je nach Stromrichtertyp aus einer stromrichterseitigen Induktivität L_{SR} oder einer stromrichterseitigen Kapazität C_{SR} .

Bekanntlich berechnen sich die elektrischen Größen einer Induktivität L nach (3.1) und die einer Kapazität C nach (3.2), jeweils in integraler Form.

$$i_L(t) = \frac{1}{L} \int u_L(t) dt \quad (3.1)$$

$$u_C(t) = \frac{1}{C} \int i_C(t) dt \quad (3.2)$$

Im Folgenden werden der Strom durch eine Induktivität, sowie die Spannung an einer Kapazität allgemein als integrale Größen benannt, welche sich in einem realen System nicht sprungartig ändern darf, da die jeweiligen differentiellen Größen¹ einen unendlichen Funk-

¹ Im Falle der Induktivität wäre die differentielle Größe folgerichtig die Spannung u_L , respektive der Strom i_C bei einer Kapazität.

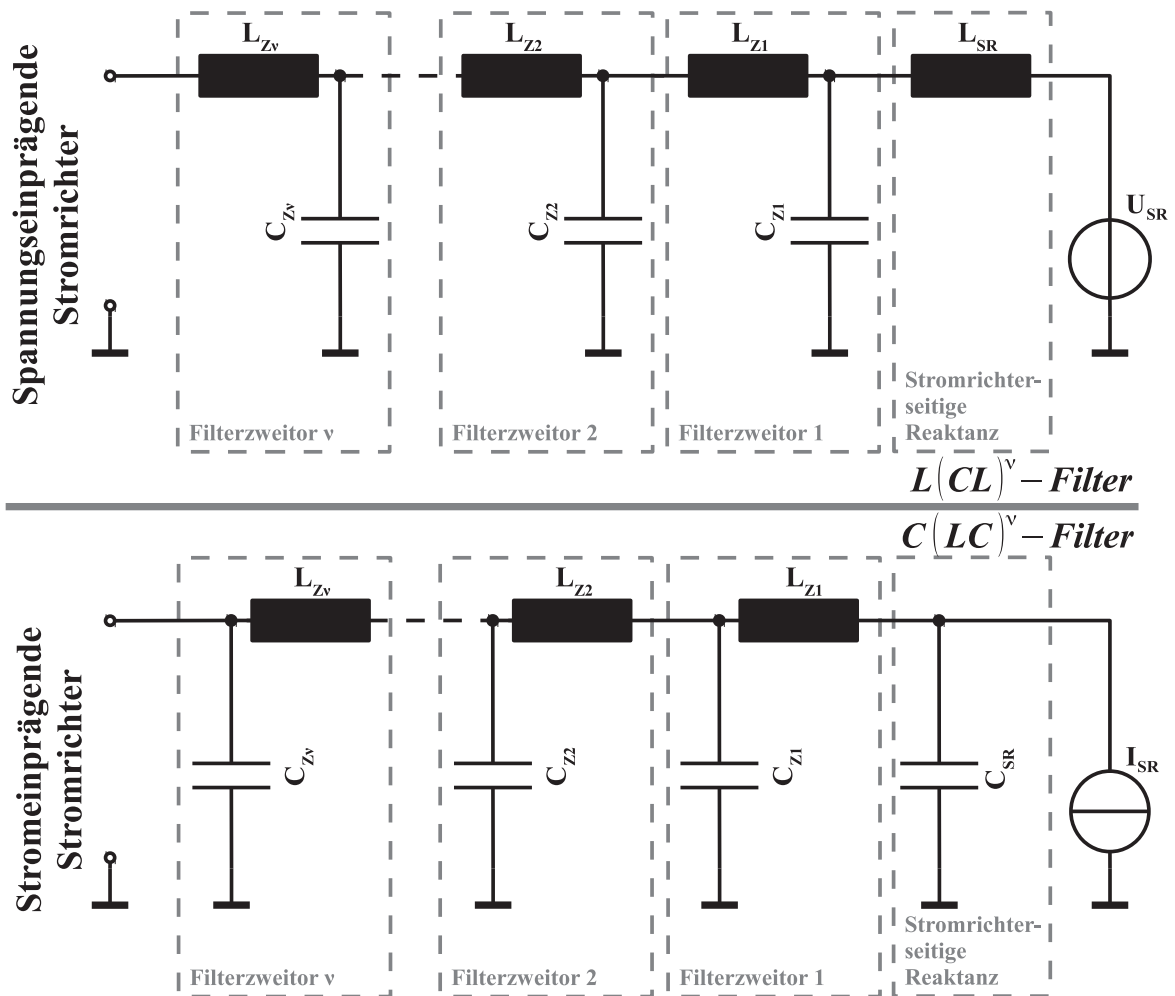


Abbildung 3.1: Filter mit stromrichterseitiger Reaktanz. Oben im Bild ist die Filterstruktur für spannungseinprägende Störer dargestellt. Unten ist die Filterstruktur für stromeinprägende Störer dargestellt. Je nach Anzahl der verwendeten Filterzweige ν ergibt sich somit ein $L(CL)^\nu$ -Filter für spannungseinprägende Störer oder ein $C(LC)^\nu$ -Filter für stromeinprägende Störer.

tionswert an der Sprungstelle annehmen.

In Abhängigkeit der integralen Größe der stromrichterseitigen Reaktanz kann demnach das jeweilige Filter nur für den korrespondierenden Stromrichtertyp eingesetzt werden: Befindet sich beispielsweise bei der im oberen Teil von Abbildung 3.1 dargestellten Struktur stromrichterseitig eine Induktivität, so kann diese Filterstruktur nur für spannungseinprägende Stromrichter vorteilhaft eingesetzt werden.

Befindet sich stromrichterseitig eine Kapazität, wie bei der im unteren Teil der Abbildung 3.1 dargestellten Struktur, so kann jene nur vorteilhaft für stromeinprägende Stromrichter verwendet werden.

Diesem Umstand ist Rechnung getragen, indem links in Abbildung 3.1 bereits eine Zuordnung der Filterstruktur zu dem korrespondierenden Stromrichtertyp erfolgt ist.

Mittig in Abbildung 3.1 erfolgt die Benennung der Filterstruktur. Der Exponent ν gibt hierbei die Anzahl der verwendeten Filterzweige an.

In Abbildung 3.2 sind die Filterstrukturen für eine gleiche Anzahl an Induktivitäten und

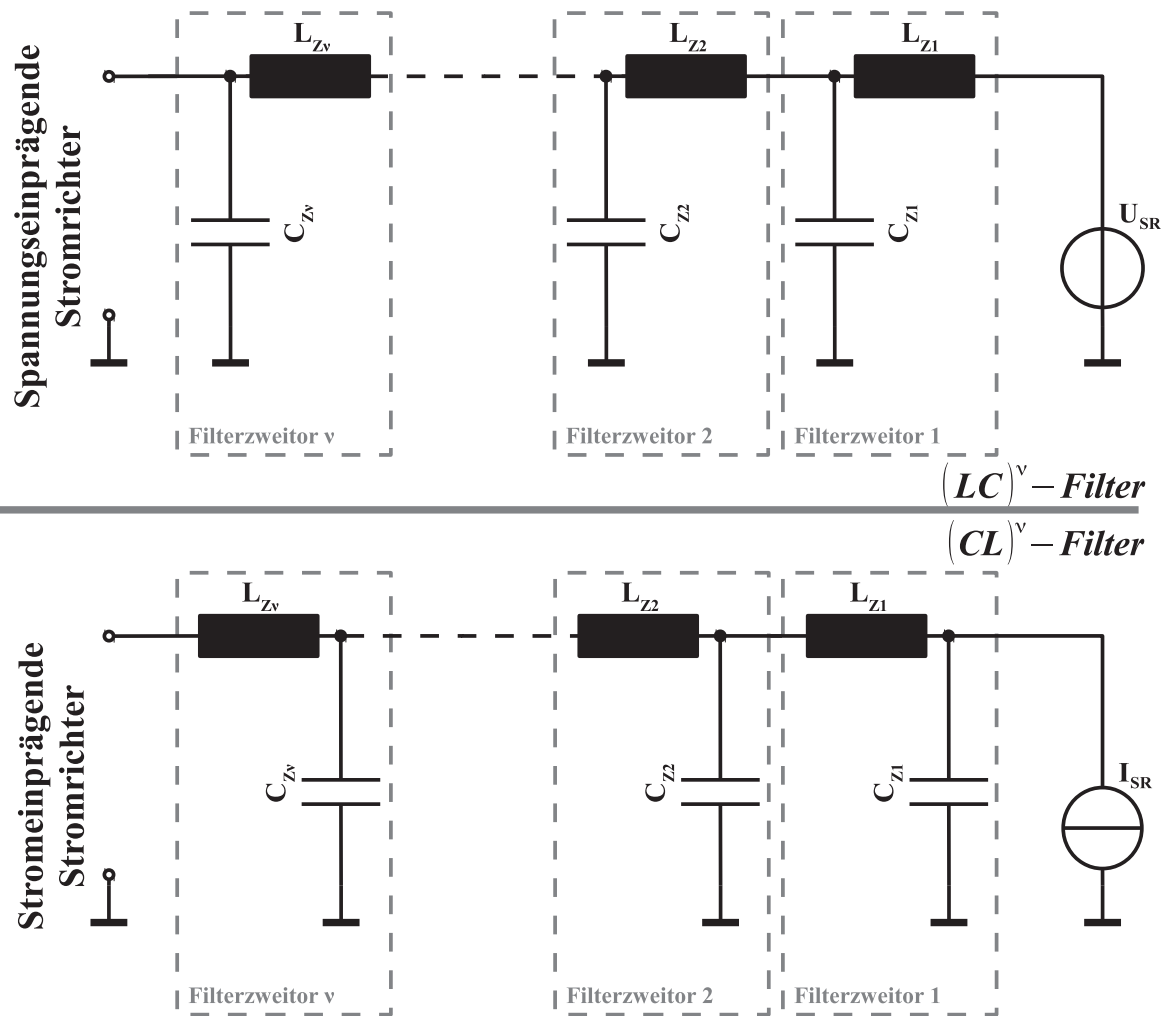


Abbildung 3.2: Filter ohne stromrichterseitige Reaktanz. Oben im Bild ist die Filterstruktur für spannungseinprägende Störer dargestellt. Unten ist die Filterstruktur für stromeinprägende Störer dargestellt. Je nach Anzahl der verwendeten Filterzweige ν ergibt sich somit ein $(LC)^\nu$ -Filter für spannungseinprägende Störer oder ein $(CL)^\nu$ -Filter für stromeinprägende Störer.

Kapazitäten gezeigt. Entsprechend der stromrichterseitigen Reaktanz, welche nun jedoch im Gegensatz zu den oben gezeigte Filterstrukturen Element des ersten Filterzweigers ist, wird auch hier eine Zuweisung der Filterstruktur vorgenommen.

Ein entscheidender Unterschied ist hier das Fehlen einer nicht einem Filterzweig zugeordneten Reaktanz, wie sie in den in Abbildung 3.1 gezeigten Strukturen zu finden ist. In [Nag98] wird vorgeschlagen, die Reaktanzen der Filterzweige für jedes Filterzweig gleich zu wählen, da sich somit eine minimale Kapazität beziehungsweise Induktivität für den gesamten Filter ergibt. Da die stromrichterseitige Reaktanz jedoch nicht nur bezüglich der Filtergrenzfrequenz zu wählen ist, sondern auch hinsichtlich der Halbleiterventilbelastung des Stromrichters sowie nach regelungstechnischen und verlustleistungsorientierten Betrachtungspunkten, führen die in Abbildung 3.2 dargestellten Strukturen zu einer nicht erwünschten Einschränkung der Auslegungsfreiheitsgrade. Im Folgenden werden daher nur noch die Strukturen aus Abbildung 3.1, jene mit einer nicht einem Filterzweig angehörenden, stromrichterseitigen Reaktanz X_{SR} betrachtet.

3.2 Dimensionierung der stromrichterseitigen Reaktanz des Netzfilters

Da die integralen Größen der stromrichterseitigen Reaktanzen oftmals den Steueralgorithmen zugeführt werden [Jal09, Cas93] und auch eine Oberschwingungsbegrenzung aus verlustleistungstechnischen Gründen anzustreben ist, soll durch die stromrichterseitige Reaktanz bereits eine definierte Reduktion der Oberschwingungen erfolgen. Zur Bewertung von Netzstörungen wird in [VDE10a] die Oberschwingungs-Gesamtverzerrung THD (englisch: Total Harmonic Distortion) definiert, welche zur Berechnung der stromrichterseitigen Reaktanz herangezogen werden kann [Sch12c]. Zur Ermittlung der thermischen Zusatzbeanspruchung wird in der Regel eine gewichtete Oberschwingungs-Gesamtverzerrung herangezogen [Sch04].

Allerdings werden im weiteren Verlauf dieser Arbeit Pseudospektren verwendet, welche durch mathematische Operationen derart gebildet werden, dass alle Betriebsmodi erfasst werden, weshalb die Berechnung der Oberschwingungs-Gesamtverzerrung THD und eine daraus resultierende Auslegung der stromrichterseitigen Reaktanz an dieser Stelle nicht sinnvoll ist.

Eine weitere Möglichkeit zur Auslegung der stromrichterseitigen Reaktanz ist, den Größenverlauf beziehungsweise dessen maximale Schwankungsbreite im Zeitbereich heranzuziehen [Ber02]. Diese Auslegung erfolgt dann für einen Betriebsmodus, bei dem die Schwankungsbreite des zeitlichen Verlaufs der physikalischen Größe maximal wird.

Im Folgenden werden beide Verfahren vorgestellt; bei der Filterberechnung wird jedoch das Zeitbereichsverfahren angewendet.

3.2.1 Dimensionierung der stromrichterseitigen Reaktanz anhand der Oberschwingungsgesamtverzerrung

3.2.1.1 Dimensionierung der stromrichterseitigen Reaktanz (Kapazität) beim stromeinprägenden Stromrichter

Die integrale Größe der stromrichterseitigen Kapazität C_{SR} beim stromeinprägenden Stromrichter ist die Spannung. Demzufolge wird für den stromeinprägenden Stromrichter in (3.3) die Spannungsverzerrung THD_U definiert. Hierbei bezeichnet U_n die n-te Oberschwingung und U_1 die Grundschwingung der Spannung.

$$THD_U = \frac{\sqrt{\sum_{n=2}^{\infty} U_n^2}}{U_1} \quad (3.3)$$

Da die stromrichterseitige Kapazität C_{SR} aller Regel nach einen parasitären ohmschen Widerstand R_C aufweist, so ist die Gleichung (3.4) zu lösen; da für die parasitären Widerstände keine eindeutige Funktion sondern nur durch Interpolation gewonnene, numerische Werte vorliegen, geschieht dies vorteilhaft durch iteratives Lösen des in (3.4) angegebenen Nullstellenproblems.

$$\frac{\sqrt{\sum_{n=2}^{\infty} I_n^2 \cdot (R_C(C_{SR})^2 + 1/(\omega_n \cdot C_{SR}))^2}}{I_1} - THD_Z \stackrel{!}{=} 0 \quad (3.4)$$

3.2.1.2 Dimensionierung der stromrichterseitigen Reaktanz (Induktivität) beim spannungseinprägenden Stromrichter

Die integrale Größe der stromrichterseitigen Induktivität L_{SR} beim spannungseinprägenden Stromrichter ist der Strom. Demzufolge wird für den spannungseinprägenden Stromrichter (3.5) die Stromverzerrung THD_I definiert. Hierbei bezeichnet I_n die n-te Oberschwingung und I_1 die Grundschwingung des Stroms.

$$THD_I = \frac{\sqrt{\sum_{n=2}^{\infty} I_n^2}}{I_1} \quad (3.5)$$

Da die stromrichterseitige Induktivität L_{SR} aller Regel nach einen parasitären ohmschen Widerstand R_L aufweist, ist die Gleichung (3.6) zu lösen — wiederum mit iterativen Methoden.

$$\frac{\sqrt{\sum_{n=2}^{\infty} \frac{U_n^2}{R_L(L_{SR})^2 + (\omega_n \cdot L_{SR})^2}}}{I_1} - THD_Z \stackrel{!}{=} 0 \quad (3.6)$$

3.2.2 Dimensionierung der stromrichterseitigen Reaktanzen im Zeitbereich

3.2.2.1 Dimensionierung der stromrichterseitigen Reaktanz (Kapazität) beim stromeinprägenden Stromrichter

In Abbildung 3.3 ist die Ersatzschaltung zur Dimensionierung der stromrichterseitigen Reaktanz beim stromeinprägenden Stromrichter gezeigt. Auf der rechten Seite befindet sich die einphasige Ersatzstromquelle I_{SR} , welche die einphasige Netzurückwirkung des Stromrichters modelliert. Links im Bild befindet sich die Stromquelle \bar{I}_{SR} , welche den übrigen Filter idealisiert dahingehend modelliert, dass das linksseitige Filter gerade den mittleren Strom der einphasigen Ersatzstromquelle I_{SR} abfließen lässt. Zwischen beiden Ersatzstromquellen befindet sich die stromrichterseitige Reaktanz, welche im vorliegenden Fall aufgrund der stromeinprägenden Natur des Stromrichters als Kapazität C_{SR} ausgeführt ist. Die Kapazität C_{SR} weist einen parasitären, seriellen Widerstand R_c , welcher von der Höhe der stromrichterseitigen Kapazität C_{SR} abhängt, auf. Die Reihenschaltung aus der Kapazität C_{SR} und ihrem Widerstand R_C wird im Folgenden mit stromrichterseitiger Impedanz Z_{SR} bezeichnet.

Unter Anwendung des Knoten- und Maschensatzes ergibt sich für die Spannung \tilde{U}_{SR} an der stromrichterseitigen Impedanz Z_{SR} der in (3.7) angegebene Zusammenhang.

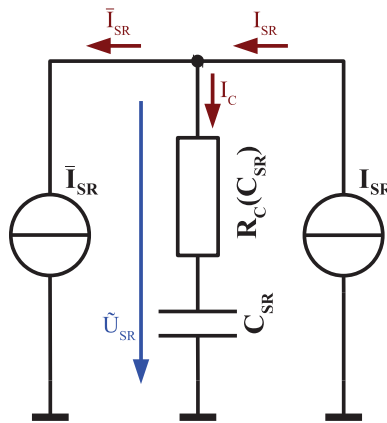


Abbildung 3.3: Ersatzschaltbild der stromrichterseitigen Reaktanz beim stromeinprägenden Stromrichter. Rechts im Bild befindet sich die einphasige Ersatzstromquelle I_{SR} , welche die einphasige Netzurückwirkung des Stromrichters modelliert. Links im Bild befindet sich die Stromquelle \bar{I}_{SR} , welche das übrige Filter idealisiert dahingehend modelliert, dass das linksseitige Filter gerade den mittleren Strom der einphasigen Ersatzstromquelle I_{SR} abfließen lässt. Zwischen beiden Ersatzstromquellen befindet sich die stromrichterseitige Reaktanz, welche im vorliegenden Fall als Kapazität C_{SR} ausgeführt ist. Die Kapazität C_{SR} weist einen parasitären, seriellen Widerstand R_C auf.

$$\tilde{u}_{SR}(t) = R_c \cdot (-\bar{I}_{SR} + i_{SR}(t)) + \frac{1}{C_{SR}} \int (-\bar{I}_{SR} + i_{SR}(t)) dt \quad (3.7)$$

Aus [Spe11] ist bekannt, dass die Schwankungsbreite der Spannung \tilde{U}_{SR} an der stromrichterseitigen Impedanz Z_{SR} bei einem Modulationsgrad von 50 % maximal wird. Somit ergeben sich für einen bipolaren Rechteckstrom nach Abbildung 3.4 die Spannungsverläufe gemäß (3.8).

$$\tilde{u}_{SR}(t) = \begin{cases} R_C \cdot \hat{I}_{Last} + \frac{1}{C_{SR}} \int_0^t \hat{I}_{Last} dt + u_c(0) & ; \forall t \in \left[0, \frac{T_{PWM}}{2}\right[\\ -R_C \cdot \hat{I}_{Last} - \frac{1}{C_{SR}} \int_{\frac{T_{PWM}}{2}}^t \hat{I}_{Last} dt + u_c\left(\frac{T_{PWM}}{2}\right) & ; \forall t \in \left[\frac{T_{PWM}}{2}, T_{PWM}\right[\end{cases} \quad (3.8)$$

Hierbei bezeichnet der erste Fall für $t \in \left[0, \frac{T_{PWM}}{2}\right[$ jenen Zeitraum, in dem der Laststrom durch die Quelle I_{SR} in Pfeilrichtung eingepägt wird; der zweite Fall für $t \in \left[\frac{T_{PWM}}{2}, T_{PWM}\right[$ bezeichnet jenen Zeitraum, in dem der Laststrom durch die Quelle I_{SR} entgegen der Pfeilrichtung eingepägt wird. Eine detailliertere Ableitung von (3.8) ist in Abschnitt A.5 aufgeführt.

Der maximale Hub der bipolaren Rechteckfunktion wird gerade dann erreicht, wenn der maximal auftretende Laststrom \hat{I}_{Last} geschaltet wird, wie bereits in Abbildung 3.4 gezeigt. Über den Ansatz (3.9) mit der zulässigen Spannungsschwankung $\Delta\tilde{U}_{SR}$ unter Zuhilfenahme von (3.15) ergibt sich die benötigte stromrichterseitige Kapazität nach (3.10), welche wiederum durch iterative Verfahren zu lösen ist. Für eine detaillierte Darstellung der Ableitung von (3.10) sei auf Abschnitt A.5 verwiesen.

$$\Delta\tilde{U}_{SR} = \max(\tilde{u}_{SR}) - \min(\tilde{u}_{SR}) \quad (3.9)$$

$$C_{SR} = \frac{\hat{I}_{Last} \cdot T_{PWM}}{2\Delta\tilde{U}_{SR} - 4R_c(C_{SR}) \cdot \hat{I}_{Last}} \quad (3.10)$$

Für eine gemeinsame Vergleichsgröße zwischen spannungs- und stromeinprägenden Stromrichtern wird $\Delta\tilde{U}_{SR}$ in (3.10) im Verhältnis zur anliegenden, einphasigen Netzspannung U_{LN} nach (3.11) ausgedrückt, wobei k_{ripp} den prozentualen Rippelfaktor angibt.

$$\Delta\tilde{U}_{SR} = \frac{U_{LN}}{100\%} \cdot k_{ripp} \quad (3.11)$$

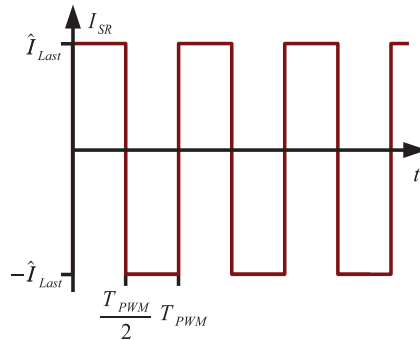


Abbildung 3.4: Bipolarer Rechteckstrom mit 50 % Modulationsgrad.

3.2.2.2 Dimensionierung der stromrichterseitigen Reaktanz (Induktivität) beim spannungseinprägenden Stromrichter

Analog zur Auslegung der stromrichterseitigen Reaktanz in Abschnitt 3.2.2.1 erfolgt die Dimensionierung der stromrichterseitigen Reaktanz beim spannungseinprägenden Stromrichter. Allerdings ist hier das Ersatzschaltbild in Abbildung 3.5 heranzuziehen. Rechts im Bild befindet sich die einsträngige Ersatzspannungsquelle des Stromrichters U_{SR} . Links im Bild ist das weitere Filter dahingehend modelliert, dass die mittlere Spannung der Stromrichterersatzspannungsquelle \bar{U}_{SR} durch das Filter eingepreßt sei. Die Spannung U_{SR} sei wieder mit einem Modulationsgrad von 50% gepulst, weshalb in Abbildung 3.4 lediglich der Ordinate die Ersatzspannung U_{SR} und die Werte $\frac{2}{3}U_{ZK}$ und $-\frac{2}{3}U_{ZK}$, wie in Abschnitt 2.2 bereits abgeleitet, anzuschreiben sind.

Zwischen den Ersatzspannungsquellen befindet sich die stromrichterseitige Reaktanz L_{SR} , welche aufgrund des spannungseinprägenden Charakters des Stromrichters als Induktivität ausgeführt wird. Aufgrund des Wicklungswiderstands der Induktivität ist ein parasitärer, serieller Widerstand R_L , welcher von der gewählten Induktivität abhängt, zu berücksichtigen.

Der sich ausbildende Strom \tilde{I}_{SR} genügt einer Differentialgleichung erster Ordnung, deren Lösung bei einer konstant angelegten Spannung allgemein bekannt ist. Aus [Häb05] wird unter Berücksichtigung der Spannung \bar{U}_{SR} der Stromanstieg nach (3.12) formuliert.

$$\Delta\tilde{I}_{SR} = \frac{2}{3} \cdot \frac{U_{ZK}}{R_L} \cdot \left(1 - e^{-\frac{t}{\tau}}\right); \tau = \frac{L_{SR}}{R_L} \quad (3.12)$$

Durch elementare Umformung ergibt sich für die stromrichterseitig anzubringende Induktivität (3.13).

$$L_{SR} = \frac{T_{PWM} \cdot R}{2 \ln \left(1 - \frac{3}{2} \frac{\Delta\tilde{I}_{SR} \cdot R}{U_{ZK}}\right)} \quad (3.13)$$

Die Definition der Stromschwankung $\Delta\tilde{I}_{SR}$ ist nach (3.14) analog zur Definition der Spannungsschwankung $\Delta\tilde{U}_{SR}$ nach (3.11) auf die gemeinsame Vergleichsgröße k_{ripp} zur Einführung einheitlicher Kriterien abgestellt.

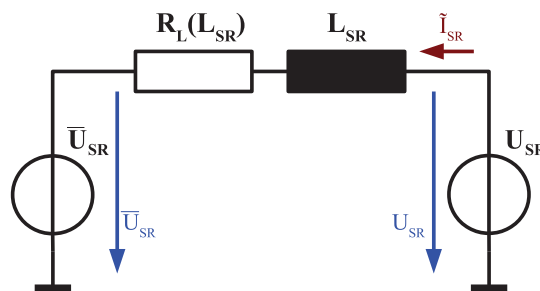


Abbildung 3.5: Ersatzschaltbild der stromrichterseitigen Reaktanz beim spannungseinprägenden Stromrichter. Rechts im Bild befindet sich die einphasige Ersatzspannungsquelle U_{SR} , welche die einphasige Netzzrückwirkung des Stromrichters modelliert. Links im Bild befindet sich die Spannungsquelle \bar{U}_{SR} , welche das übrige Filter idealisiert dahingehend modelliert, dass das linksseitige Filter gerade die mittlere Spannung der einphasigen Ersatzspannungsquelle U_{SR} führt. Zwischen beiden Ersatzspannungsquellen befindet sich die stromrichterseitige Reaktanz, welche im vorliegenden Fall als Induktivität L_{SR} ausgeführt ist. Die Induktivität L_{SR} weist einen parasitären, seriellen Widerstand R_L auf.

$$\Delta \tilde{I}_{SR} = \frac{\hat{I}_{Last}}{100\%} \cdot k_{ripp} \quad (3.14)$$

3.3 Dimensionierung der Filterzweitere

Für spannungseinprägende Störer wurde in [Nag98] die Filterberechnung bereits abgeleitet. Aus diesem Grund wird in Abschnitt 3.3.1 die Ableitung der Berechnungsgrundlage für stromeinprägende Störer detailliert dargestellt und anschließend nur kurz die Berechnungsgrundlage für spannungseinprägende Störer in Abschnitt 3.3.2 angegeben.

Die folgenden Filterauslegung beruht auf der Ermittlung des erforderlichen Dämpfungsmaßes durch den Vergleich der durch den Stromrichter ins Netz eingepprägten Spektrallinien mit den normativ vorgeschriebenen Grenzwerten. So muss der Amplitudengang des Netzfilters aus Abbildung 1.17 so gestaltet werden, dass das Spektrum des Stromrichters (rechts im Bild) so gedämpft wird, dass die an der Netznachbildung ausgekoppelten und vom Messempfänger aufgezeichneten Werte unterhalb der normativen Grenzwerte liegen.

Folglich ergibt sich das für jede Spektrallinie erforderliche Dämpfungsmaß und eine zugehörige Filtergrenzfrequenz durch die Bewertung des Störspektrums mit dem Amplitudengang der Netznachbildung und des Messempfängers. Für alle berechneten Dämpfungsmaße und der zugehörigen Filtergrenzfrequenzen ist nun jenes zu ermitteln, dessen Realisierung die erforderlichen Dämpfungsmaße für alle übrigen Spektrallinien bereitstellt.

Bei Berechnung der Flankensteilheit in dem Bereich der Grenzwerte, welcher die logarithmische Abhängigkeit von der Frequenz aufweist, erschließt sich, dass die Flankensteilheit der Grenzwerte gerade noch $\geq -20 \frac{\text{dB}}{\text{Dek}}$ liegt. Weshalb davon auszugehen ist, dass die filterbestimmende Spektrallinie mit der niedrigsten Ordnungszahl, welche innerhalb des betrachteten Frequenzbereichs liegt, den größtmöglichen Filteraufwand bedingt¹. Insofern wird bei der Berechnung der Filter vorteilhaft das erforderliche Dämpfungsmaß dieser Spektrallinie herangezogen und mit diesem Dämpfungsmaß geprüft, ob die Grenzwerte bei anderen spektralen Teile eingehalten sind, um die erforderliche Rechenzeit zu minimieren.

3.3.1 Dimensionierung der Filterzweitere für stromeinprägende Störer

Die in Abbildung 3.1 gezeigten Filter können gänzlich mittels Serieninduktivitäten und Parallelkapazitäten realisiert werden. Die Beschreibung erfolgt mittels Kettenmatrizen der Einzelglieder. Nach [Füh03a] wird ein Zweitor mit der Spannung U_{T1} und dem hineinfließenden Strom I_{T1} am Tor 1 und der Spannung U_{T2} und dem hineinfließenden Strom I_{T2} am Tor 2 mit der Kettenmatrix \mathbf{A} gemäß (3.15) unter Berücksichtigung der Pfeilungsnotation nach Abbildung 3.6 beschrieben.

$$\begin{bmatrix} U_{T1} \\ I_{T1} \end{bmatrix} = \mathbf{A} \begin{bmatrix} U_{T2} \\ -I_{T2} \end{bmatrix} \quad (3.15)$$

Die Kettenmatrix \mathbf{A}_L einer Serieninduktivität ist in (3.16) angegeben, die Kettenmatrix einer Parallelkapazität \mathbf{A}_C ist in (3.17) dargestellt.

¹ Die stromrichterseitige Reaktanz bedingt bereits eine Flankensteilheit von $-20 \frac{\text{dB}}{\text{Dek}}$, weshalb eine Bedämpfung der Spektrallinie der niedrigsten Ordnung alle Spektrallinien höherer Ordnung bereits stärker als normativ vorgegeben bedämpft.

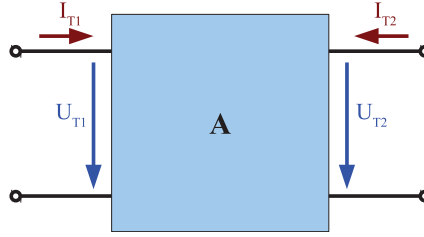


Abbildung 3.6: Zweitor mit Kettenmatrix \mathbf{A} . An den Anschlüssen des Zweitors sind die Spannungen U_{T1} und U_{T2} angeschlossen, es fließen jeweils die Ströme I_{T1} und I_{T2} in das Zweitor hinein.

$$\mathbf{A}_L = \begin{bmatrix} 1 & j\omega L \\ 0 & 1 \end{bmatrix} \quad (3.16)$$

$$\mathbf{A}_C = \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ j\omega C & 1 \end{bmatrix} \quad (3.17)$$

Um nun ein $C(LC)^\nu$ -Filter, wie in Abbildung 3.1 dargestellt, für stromeinprägende Störer zu realisieren, werden die Kettenmatrizen der Einzelemente gemäß (3.18) multipliziert [Füh03a].

$$\mathbf{A}_{FC(LC)^\nu} = (\mathbf{A}_L \mathbf{A}_C)^\nu \mathbf{A}_C \quad (3.18)$$

Für den Amplitudengang des $C(LC)^\nu$ -Filters oberhalb der Filtergrenzfrequenz wird eine Hochfrequenzabschätzung vorgenommen. Hierbei wird der Betrag der Filtermatrix $\mathbf{A}_{FC(LC)^\nu}$ gebildet und die Polynome niedriger Ordnung vernachlässigt. Es ergibt sich (3.19), wobei der auftretende Term $O(\omega^\nu)$ ein Polynom in ω beschreibt, dessen höchste vorkommende Potenz durch ν gekennzeichnet ist.

$$\left| \mathbf{A}_{FC(LC)^\nu} \right| = \begin{bmatrix} O(\omega^{2\nu}) & O(\omega^{2\nu-1}) \\ C_{SR}(\omega^{2\nu+1} \prod_{k=1}^\nu L_{Zk} C_{Zk}) & O(\omega^{2\nu}) \end{bmatrix} \quad (3.19)$$

Nach [Nag98] wird die minimal zu erreichende Kapazität beziehungsweise Induktivität gerade dann erreicht, wenn alle Filterzweitere die gleichen Bauteilwerte verwenden. Daher lässt sich die Kettenmatrix eines $C(LC)^\nu$ -Filters kürzer in (3.20) wiedergeben.

$$\left| \mathbf{A}_{FC(LC)^\nu} \right| = \begin{bmatrix} O(\omega^{2\nu}) & O(\omega^{2\nu-1}) \\ C_{SR}(\omega^{2\nu+1} (L_{ZK} C_{ZK})^\nu) & O(\omega^{2\nu}) \end{bmatrix} \quad (3.20)$$

Für die Übertragungsfunktion des Eingangsfilters gilt nach Anwendung der Zweitortheorie (3.21), wobei U_P die Prüflingsspannung an der Netznachbildung aus Abbildung 1.20 bezeichnet.

$$\left| G_{FC(LC)^\nu} \right| = \left| \frac{U_P}{I_{SR}} \right| = \left| \frac{1}{A_{21}} \right| \quad (3.21)$$

Aus (3.21) kann die Filterzeitkonstante $\tau_F = \sqrt{LC}$ bestimmt werden. Mit der Funktion $U_G(f)$ für die Grenzwerte der Störspannung ergibt sich (3.22) mit M_{LISN} als Verstärkung der Spannungsauskopplung der Netznachbildung. Das Verstärkungsmaß der Spannungsaus-

kopplung G_{LISN} wurde bereits in Abbildung 1.23 dargestellt.

$$\tau_F = \sqrt[2\nu]{\frac{I_{SR}(f)}{U_G(f)} M_{LISN}(f) \frac{1}{\omega^{2\nu+1} C_{SR}}} \quad (3.22)$$

Werden die zuvor gezeigten Berechnungsschritte nun für die mit parasitären ohmschen Widerstände behafteten Reaktanzen durchgeführt, so ergibt sich die um die parasitären Effekte erweiterte Filterzeitkonstantenberechnung nach (3.23) mit der aus Darstellungsgründen eingeführten Stromverstärkung M_I .

$$\tau_F = \sqrt[2\nu]{M_I(f) \frac{\sqrt{1 + \omega^2 (C_{SR} R_{SR})^2}}{\omega^{2\nu+1} C_{SR}}} \cdot \sqrt{1 + \omega^2 (C_Z R_C)^2} \quad (3.23)$$

$$M_I(f) = \frac{I_{SR}(f)}{U_G(f)} M_{LISN}(f)$$

Aus (3.23) ist ersichtlich, dass der parasitäre Serienwiderstand R_{SR} der stromrichterseitigen Kapazität sowie der R_C Zweitorkapazitäten erheblichen Einfluss auf das Hochfrequenzverhalten des Filters haben. Sowohl der von der stromrichterseitigen Kapazität herrührende Zählerterm $\sqrt{1 + \omega^2 (C_{SR} R_{SR})^2}$ als auch der von den Zweitorkapazitäten herrührende Term $\sqrt{1 + \omega^2 (C_Z R_C)^2}$ bedingen eine Zunahme des negativen Gradienten des Amplitudengangs — folglich wird durch die parasitären ohmschen Widerstände der Kapazitäten das Filterdämpfungsmaß verringert.

Bemerkenswert ist weiters, dass auf den von der stromrichterseitigen Kapazität herrührende Zählerterm $\sqrt{1 + \omega^2 (C_{SR} R_{SR})^2}$ die 2ν -te Wurzelfunktion angewandt wird. Da ν die Anzahl der Filterzweitore beschreibt, wird der Einfluss des besagten Terms mit zunehmender Anzahl Filterzweitore abnehmen.

Ein weiterer Aspekt in der Hochfrequenzabschätzung aus (3.23) ist das Nichtvorhandensein jedweder Terme, welche aufgrund der parasitären ohmschen Widerstände der Induktivitäten herrühren. Folglich wirken sich diese parasitären Widerstände in diesem Bereich nicht auf den Amplitudengang aus. Eine Beeinflussung findet nur im niederfrequenten Bereich statt.

3.3.2 Dimensionierung der Filterzweitore für spannungseinprägende Störer

Werden die in Abschnitt 3.3.1 erläuterten Berechnungsschritte unter Berücksichtigung der parasitären Serienwiderstände für spannungseinprägende Störer durchgeführt, so ergibt sich für die Berechnung der Filterzeitkonstanten τ_F der in (3.24) angegebene Zusammenhang. In (3.24) wurde, ebenfalls aus Darstellungsgründen, die Spannungsverstärkung M_U eingeführt.

$$\tau_F = \sqrt[2\nu]{M_U(f) \frac{Z_{LISN}(f)}{\omega^{2\nu+1} L_{SR}}} \cdot \sqrt{1 + \omega^2 (C_Z R_C)^2} \quad (3.24)$$

$$M_U(f) = \frac{U_{SR}(f)}{U_G(f)} M_{LISN}(f)$$

Wie bereits in Abschnitt 3.3.1 bei der Berechnung der Filterzeitkonstanten für das Netzfilter stromeinprägender Störer gezeigt, wirkt auch hier der Term $\sqrt{1 + \omega^2 (C_Z R_C)^2}$ der Filterdämpfung entgegen. Allerdings ist in diesem Fall kein zusätzlicher Zählerterm aufgrund der stromrichterseitigen Reaktanz, welcher die Filterdämpfung verringert, festzustellen.

Bei den spannungseinprägenden Störer wirkt sich jedoch die Impedanz der Netznachbildung

Z_{LISN} aus, was in der netznachbildungsseitig abschließenden Beschaltung der Filter begründet ist. So ist beim stromeinprägenden Stromrichter, welcher über einen Eingangsfiler nach Abbildung 3.1 verfügt, die netzseitig abschließende Beschaltung eine Parallelschaltung der Impedanz der Netznachbildung Z_{LISN} und der Impedanz der Filterzweiterekapazität $C_{Z\nu}$ des letzten Filterzweitere ν . Beim spannungseinprägenden Stromrichter besteht die netzseitig abschließende Beschaltung aus einer Reihenschaltung der Netznachbildung Z_{LISN} und der Filterzweitereinduktivität $L_{Z\nu}$ des letzten Filterzweitere ν .

Da für die Filterauslegung nur die Hochfrequenzabschätzung herangezogen wird, so wird die an der Netznachbildung abfallende Spannung, welche über den Hochpass der Netznachbildung ausgekoppelt wird, beim stromeinprägenden Stromrichter maßgeblich durch die Filterzweiterekapazität $C_{Z\nu}$ bestimmt, da in einer Parallelschaltung die Gesamtimpedanz und daher auch die durch den eingepprägten Strom hervorgerufene Spannung hauptsächlich der kleineren Impedanz folgt, welche bei hohen Frequenzen durch die Filterzweiterekapazität $C_{Z\nu}$ bestimmt wird.

Beim spannungseinprägenden Stromrichter ergibt sich die Spannung über der Netznachbildung bei hohen Frequenzen gemäß des Verhältnisses der Impedanzen der Netznachbildung, insofern ist in diesem Fall die Impedanz der Netznachbildung durchaus maßgebend für die an der Netznachbildung abfallende Spannung.

Der Vollständigkeit halber soll nicht unerwähnt bleiben, dass sich die oben beschriebenen Verhältnisse für kleine Frequenzen umkehren würden: Beim stromeinprägenden Stromrichter würde die über der Netznachbildung abfallende Spannung von ihrer Impedanz Z_{LISN} abhängen, da die Netznachbildungsimpedanz dann geringer als die der Filterzweiterekapazität $C_{Z\nu}$ ist.

Beim spannungseinprägenden Stromrichter wäre die über der Netznachbildung abfallende Spannung unabhängig von der Impedanz der Filterzweitereinduktivität $L_{Z\nu}$, da diese gering gegenüber der Netznachbildungsimpedanz Z_{LISN} ist.

KAPITEL 4

Vergleich der Eingangfilter basierend auf fiktiven Spektren

Zur Wahrung der Allgemeingültigkeit werden die in Kapitel 3 diskutierten Filter zunächst anhand eines fiktiven Spektrums diskutiert, welches im weiteren Verlauf noch abgeleitet wird. Hierdurch ist gewährleistet, dass zunächst alle Dritteinflüsse, die beispielsweise aufgrund der unterschiedlichen Ansteueralgorithmen der Stromrichter angezeigt sind, eliminiert werden.

Nach der Herleitung des fiktiven Spektrums wird eine Filterdimensionierung sowohl für einen strom- als auch für einen spannungseinprägenden Stromrichter durchgeführt. Anhand dieser Berechnung können die systeminhärenten Einflussfaktoren identifiziert werden, welche in einem weiteren Detaillierungsgrad mit einem realistischen Spektrum ebenso berücksichtigt werden müssen.

Zur numerischen Spezifizierung der Spektren wird als Repräsentant der spannungseinprägenden Stromrichter aufgrund seiner weiten Verbreitung in drehzahlveränderbaren elektrischen Industrieantrieben ein Spannungszwischenkreisumrichter herangezogen. Für den stromeinprägenden Stromrichter wird der Matrixumrichter herangezogen, welcher bezüglich Bauraumersparnis und Langlebigkeit als Konkurrent des etablierten Spannungszwischenkreisumrichter angesehen wird.

4.1 Ermittlung der parasitären Widerstände der verwendeten Reaktanzen

Zur Berechnung der Eingangfilter müssen dem in Kapitel 3 abgeleiteten Filterberechnungsalgorithmus die parasitären Widerstandswerte der Reaktanzen zugeführt werden. Daher müssen Kennlinien und -felder hinterlegt werden, welche die parasitären Widerstände enthalten.

4.1.1 Parasitäre Widerstände der Kapazitäten

Bei der Filterbetrachtung werden sowohl in Silizium integrierte Kondensatoren als auch diskrete Bauteile verwendet. Für den parasitären Widerstand R_C einer Kapazität C der integrierten Kondensatoren wird im Folgenden die Beziehung (4.1) verwendet¹.

$$R_C = \frac{0,05 \Omega \cdot 150 \text{ nF}}{C} \quad (4.1)$$

Die parasitären Widerstände diskreter Kondensatoren können aus den zugehörigen Datenblättern entnommen werden, wobei im Allgemeinen der Verlustfaktor $\tan \delta$ angegeben wird.

¹ Der Zusammenhang in (4.1) ist aus Untersuchungen im Rahmen einer Kooperation mit dem Fraunhofer-Institut für Integrierte Systeme und Bauelementetechnologie IISB in Erlangen bekannt.

Im vorliegenden Fall wurden die Werte aus [WIM11] extrahiert und der parasitäre Widerstand gemäß (4.2) nach [Sch09b] bestimmt.

$$R_C = \frac{\tan \delta}{\omega \cdot C} \quad (4.2)$$

Unter der Annahme, alle Kapazitätswerte unter 150 nF seien als integrierte Kapazität in Silizium realisiert, während alle Kapazitätswerte über 150 nF als diskrete Bauelemente ausgeführt sind, ergibt sich das Kennfeld für die parasitären Widerstände wie in Abbildung 4.1 dargestellt.

Im linken Teil des Bildes ergibt sich eine Ebene für die parasitären Widerstände der integrierten Kapazitäten. Hier ist aufgrund des derzeitigen Erkenntnisstands noch keine Frequenzabhängigkeit der parasitären Widerstände modelliert. Im rechten Teil des Bildes wurden die parasitären Widerstände aus den Verlustfaktoren $\tan \delta$ der Kondensatoren berechnet. Für in [WIM11] nicht angegebene Verlustfaktoren wurde der zuletzt angegebene Wert verwendet, weshalb sich für sehr hohe Frequenzen in Verbindung mit hohen Kapazitätswerten ebenfalls eine Ebene ergibt.

Aus Abbildung 4.1 ist ersichtlich, dass die Verwendung integrierter Kapazitäten im Bereich 100 nF bis 150 nF eine Verringerung der parasitären Widerstände bewirkt. Dies führt nach den Erkenntnissen in Kapitel 3 zu einer geringeren Anhebung des Amplitudengangs der Filter, wodurch der Filteraufwand verringert wird.

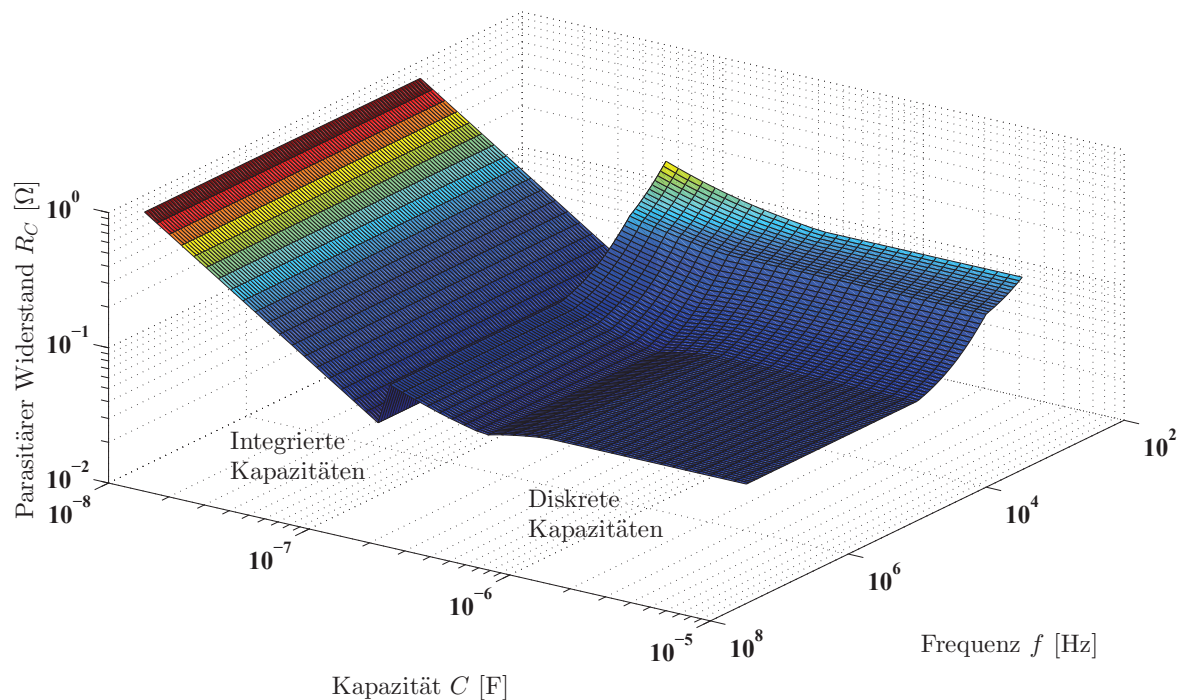


Abbildung 4.1: Kennfeld parasitärer ohmscher Widerstände für integrierte und diskrete Kapazitäten. Für Kapazitätswerte unter 150 nF wurde angenommen, sie seien als integrierte Bauelemente in Silizium realisiert.

4.1.2 Parasitäre Widerstände der Induktivitäten

Für integrierte Induktivitäten muss bei 30 nH ein parasitärer Widerstand von ungefähr $20 \text{ m}\Omega$ angesetzt werden¹.

Für diskrete Induktivitäten werden die parasitären Widerstände in den Datenblättern angegeben. Im vorliegenden Fall wurden die Werte aus [Epc09] entnommen. Durch Interpolation der Werte wird die in Abbildung 4.2 dargestellte Kennlinie dem Filterberechnungsalgorithmus bereitgestellt. Das Abknicken der Kennlinie in Abbildung 4.2 ist auf die Änderung der Baugröße der Spule zurückzuführen.

Eine Modellierung der parasitären Widerstände in Abhängigkeit der Frequenz, welche zu einer dreidimensionalen Abbildung führen würde, ist an dieser Stelle aufgrund der nicht ausreichenden Eingangsdaten nicht möglich, weshalb lediglich die dargestellte Kennlinie und kein Kennlinienfeld angegeben werden kann.

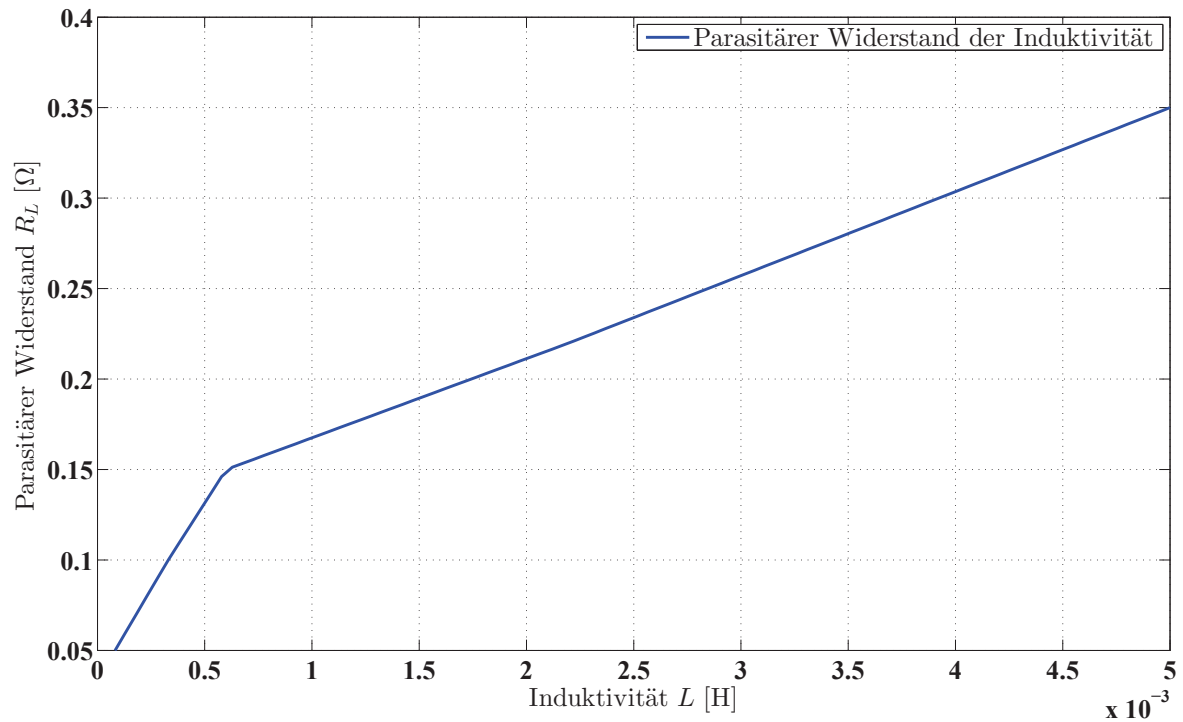


Abbildung 4.2: Interpolierte Kennlinie der parasitären Widerstände diskreter Spulen in Abhängigkeit der Induktivität. Die Stützstellen der Kennlinie wurden aus [Epc09] entnommen.

¹ Dieser Wert ist aus Untersuchungen im Rahmen einer Kooperation mit dem Fraunhofer Institut für integrierte Bauelemente in Erlangen bekannt.

4.2 Auswahl eines fiktiven Spektrums

Die stromrichterseitige Spannungs- beziehungsweise Stromfunktion sei zunächst eine unmodulierte, bipolare Rechteckfunktion. Nach [Pap06] berechnet sich die komplexe Fourierreihe nach (4.3).

$$f(x) = \sum_{n=-\infty}^{\infty} c_n \cdot e^{jn x} \quad (4.3)$$

Besonderes Augenmerk ist hierbei auf den komplexen Koeffizienten c_n zu legen. Um exakt zu sein, auf den Betrag des Koeffizienten c_n , denn dieser bestimmt die Amplitude der n -ten Schwingung während sein Argument lediglich die Phasenlage der Schwingung festlegt. Der Koeffizient c_n berechnet sich nach [Pap06] gemäß (4.4).

$$c_n = \frac{1}{2\pi} \cdot \int_0^{2\pi} f(x) \cdot e^{jn x} dx \quad (4.4)$$

Unter Beachtung der Periodizität des Drehoperators $e^{jn x}$ folgt, dass der Koeffizient c_n gerade dann seinen maximalen Betrag annimmt, wenn die Funktionswerte der Funktion $f(x)$ im Intervall $[0, \pi]$ möglichst große positive Werte und im Intervall $]\pi, 2\pi[$ möglichst kleine negative Werte annehmen. Folglich werden die Amplituden der ungeradzahigen Schwingungen gerade dann maximal, wenn der Modulationsgrad 50 % beträgt.

Das unmodulierte, bipolare Rechtecksignal mit einem Modulationsgrad von 50 % ist auf der linken Seite der Abbildung 4.3 dargestellt. Für die Allgemeingültigkeit wurde die Amplitude der Rechteckfunktion mit a benannt, wobei abhängig vom Stromrichtertyp für a die entsprechende Störgröße zu setzen ist.

Im rechten Teil der Abbildung 4.3 ist das resultierende Linienspektrum mit ungeraden Oberschwingungen der Pulsfrequenz $f_{PWM} = \frac{1}{T_{PWM}}$ dargestellt. Die Amplituden der Oberschwingungen nehmen mit der Ordnung der Oberschwingung ab, was die Mindestkonvergenzgeschwindigkeit derartiger Signale ist, wie später noch erörtert wird.

4.2.1 Fiktives Spektrum eines Matrixumrichters

Aus den Betrachtungen in Kapitel 2 folgt, dass die Netzzrückwirkungen gerade dann maximal werden, wenn die Schalterstellungen so gewählt sind, dass der Ersatzstrom I_{SR} der Form (4.5)

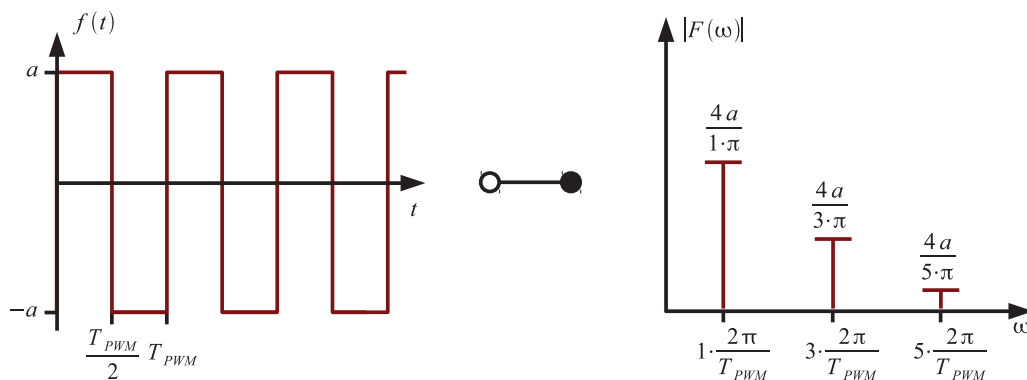


Abbildung 4.3: Links im Bild ist das unmodulierte und bipolare Rechtecksignal dargestellt. Der Modulationsgrad ist auf 50 % eingestellt, wodurch die Amplituden der ungeradzahigen Oberschwingungen maximiert werden. Im rechten Teil des Bildes ist das zugehörige Linienspektrum des unmodulierten Rechtecksignals dargestellt.

genügt, wobei \hat{I}_{Last} gerade der maximal auftretende Laststrom eines Betriebszustands sei.

$$i_{SR}(t) = \begin{cases} \hat{I}_{Last} & ; \forall t \in \left[0, \frac{T_{PWM}}{2}\right] \\ -\hat{I}_{Last} & ; \forall t \in \left[\frac{T_{PWM}}{2}, T_{PWM}\right] \end{cases} \quad (4.5)$$

Die Fourierreihe der Funktion in (4.5) ist in (4.6) nach [Pap06] wiedergegeben.

$$i_{SR}(t) = \frac{4 \cdot \hat{I}_{Last}}{\pi} \sum_{k=0}^{\infty} \frac{1}{2k+1} \sin((2k+1) \cdot \omega_1 \cdot t) \quad (4.6)$$

Nach (4.6) ist die spektrale Darstellung der Netzzrückwirkungen abhängig vom maximal auftretenden Laststrom \hat{I}_{Last} . Für das fiktive Spektrum wird folglich angenommen, dass der maximal mögliche Laststrom eingepreßt sei und dieser dergestalt durch geeignete Schaltstellungen der Schaltermatrix auf die Netzseite geschaltet sei, dass der einphasige Ersatzstrom (4.5) genügt.

Für eine erste Quantifizierung der vom Matrixumrichter und vom Spannungszwischenkreisumrichter verursachten Störungen soll der Spannungsabfall über der Netznachbildung, welcher ausgekoppelt und dem Messgerät zugeführt wird, angegeben werden und zwar zunächst ohne einen Filter zwischen den Umrichtern und der Netznachbildung.

Das Spektrum der Ersatzstromquelle I_{SR} ruft ein Spannungsspektrum an der Netznachbildung hervor. Aufgrund der frequenzabhängigen Impedanz (siehe Abbildung 1.19) sind die Amplituden des an der Netznachbildung auftretenden Spannungsspektrums ebenfalls frequenzabhängig.

Diese Abhängigkeit tritt bei spannungseinprägenden Störern nicht auf, da diese die Störspannung unabhängig von der Impedanz der Netznachbildung aufschalten. Um dennoch Vergleichswerte zu den in Abschnitt 4.2.2 für einen Spannungszwischenkreisumrichter angegebenen Spannungsamplituden angeben zu können, wird in Tabelle 4.1 angenommen, die Frequenz der Grundschwingung läge bereits so hoch, dass das angegebene Spektrum im linearen Bereich der Impedanz bei $Z_{LISN} = 50 \Omega$ liege, was allerdings gemäß des Impedanzgangs der Netznachbildung aus Abbildung 1.19 erst ab einer Frequenz von 1 MHz gegeben ist. Die Amplituden der an der Netznachbildung anliegenden Spannungsschwingungen berechnen sich nach (4.7)

$$\hat{U}_{LISN,n} = Z_{LISN} \cdot \frac{4 \cdot \hat{I}_{Last}}{n\pi}; \forall n = 2k+1; \forall k \in \mathbb{N} \quad (4.7)$$

Hierbei gibt n die Ordnung der Schwingung an, wobei aufgrund der oben angeführten Systematik nur ungerade Schwingungsordnungen auftreten. Für einen Laststrom¹ von $\hat{I}_{Last} = 7,54 \text{ A}$ und für die angenommene Impedanz $Z_{LISN} = 50 \Omega$ ergeben sich die Amplituden der Spannungsschwingungen an der Netznachbildung \hat{U}_{LISN} , wie in Tabelle 4.1 angeführt.

Für die später folgenden Betrachtungen wird der Impedanzgang der Netznachbildung entsprechend der Schwingungsfrequenz berücksichtigt.

¹ Die Wahl des Laststroms erscheint an dieser Stelle zunächst willkürlich. Wie später gezeigt wird, ergeben sich für diesen Laststrom dieselben Spannungsamplituden an der Netznachbildung wie bei einem Spannungszwischenkreisumrichter mit einer Zwischenkreisspannung von $U_{ZK} = 566 \text{ V}$.

Tabelle 4.1: Amplituden der Spannungsschwingungen eines Matrixumrichters bei Betrieb einer Last mit dem Laststrom $\hat{I}_{Last} = 7,54$ A im ungünstigsten Betriebsfall.

Schwingungsordnung n	Amplitude der Spannungsschwingung	
	[V]	[dB μ V]
1	480,2	173,6
3	160,1	164,1
5	96,0	159,6
7	68,6	156,7
9	53,4	154,5
11	43,7	152,8
13	36,9	151,3

4.2.2 Fiktives Spektrum eines Spannungszwischenkreisumrichters

Aus den Betrachtungen in Kapitel 2 folgt, dass die Netzzrückwirkungen gerade dann maximal werden, wenn die Schalterstellungen so gewählt sind, dass die Ersatzspannung U_{SR} der Form (4.8) genügt.

$$u_{SR}(t) = \begin{cases} \frac{2}{3}U_{ZK} & ; \forall t \in \left[0, \frac{T_{PWM}}{2}\right] \\ -\frac{2}{3}U_{ZK} & ; \forall t \in \left[\frac{T_{PWM}}{2}, T_{PWM}\right] \end{cases} \quad (4.8)$$

Die Fourierreihe der Funktion in (4.8) ist in (4.9) nach [Pap06] wiedergegeben.

$$u_{SR}(t) = \frac{8 \cdot U_{ZK}}{3\pi} \sum_{k=0}^{\infty} \frac{1}{2k+1} \sin((2k+1) \cdot \omega_1 \cdot t) \quad (4.9)$$

Durch den steuerbaren Netzwechselrichter kann die Zwischenkreisspannung über den Gleichrichtwert angehoben werden [Cob05]. Da die Höhe der Zwischenkreisspannung nach (4.9) direkt die Netzzrückwirkungen beeinflusst, wird in dieser Arbeit jedoch lediglich die gleichgerichtete Netzspannung als Zwischenkreisspannung verwendet, um systeminhärente Nachteile, welche einer einheitlichen Vergleichsbasis abträglich sind, auszuschließen. Daher berechnet sich die Zwischenkreisspannung U_{ZK} nach (4.10) mit der Leiter-Leiter-Spannung U_{LL} .

$$U_{ZK} = \sqrt{2} \cdot U_{LL} \quad (4.10)$$

Folglich ergeben sich die Amplituden der Spannungsschwingungen der Pulsfrequenz für das Drehstromversorgungsnetz mit einer Leiter-Leiter-Spannung von $U_{LL} = 400$ V unter Verwendung von (4.6) und (4.8) gemäß Tabelle 4.2.

Wie auf Seite 48 bei der Berechnung der Amplituden der Spannungsschwingungen an der Netznachbildung bereits angedeutet, ergeben sich für die Wahl des Laststroms von $\hat{I}_{Last} = 7,54$ A beim Matrixumrichter sowie für die Wahl der Zwischenkreisspannung $U_{ZK} = 566$ V beim Spannungszwischenkreisumrichter dieselben Amplituden im Spektrum.

Eine vorläufige Schlussfolgerung ist demnach, dass unter den genannten Vereinfachungen und Annahmen und ohne Berücksichtigung parasitärer Effekte der erforderliche Filteraufwand für die Einhaltung der Störspannungsgrenzwerte bei einer Ausgangsleistung von circa 3,2 kVA für den Matrixumrichter und den Spannungszwischenkreisumrichter gerade gleich groß ist.

Tabelle 4.2: Amplituden der Spannungsschwingungen eines Spannungszwischenkreisumrichters bei Betrieb an einem Drehstromversorgungsnetz mit einer Leiter-Leiter-Spannung $U_{LL} = 400\text{ V}$ im ungünstigsten Betriebsfall.

Schwingungsordnung n	Amplitude der Spannungsschwingung	
	[V]	[dB μ V]
1	480,2	173,6
3	160,1	164,1
5	96,0	159,6
7	68,6	156,7
9	53,4	154,5
11	43,7	152,8
13	36,9	151,3

Bei voriger Aussage wurde noch nicht definiert, was überhaupt unter „Filteraufwand“ zu verstehen sei; es wurde implizit unterstellt, der Filteraufwand sei die einzubringende Dämpfung, um die Störspannungen unter die normativ vorgeschriebenen Werte abzuschwächen. Im Folgenden sei zunächst anhand den einzusetzenden Filterbauelementwerten auf dieser Basis argumentiert — eine abschließende Betrachtung wird jedoch erst in einem später folgenden Kapitel anhand der Filterbauvolumina durchgeführt.

4.3 Berechnung der Eingangfilter anhand der fiktiven Spektren

Für die in Abschnitt 4.2 abgeleiteten Spektren werden nun die erforderlichen Bauteilwerte der Eingangfilter nach der in Kapitel 3 beschriebenen Methodik ermittelt. Dies soll, aus den bereits in Abschnitt 1.3 dargelegten Gründen, für eine Ausgangsleistung von $S_o = 3\text{ kVA}$ erfolgen. Die Berechnungsparameter sind in Tabelle 4.3 zusammengefasst.

Beide Stromrichter sollen an einem Energieversorgungsnetz mit einer Leiter-Leiter-Spannung von $U_{LL} = 400\text{ V}$ betrieben werden. Hierbei wird angenommen, dass die Zwischenkreisspannung des Spannungszwischenkreisumrichters gerade der gleichgerichteten Spannung entspricht,

Tabelle 4.3: Berechnungsparameter für die vergleichende Filterberechnung des Matrixumrichters und des Spannungszwischenkreisumrichters.

Parameter	Formelzeichen	Wert	Einheit
Ausgangsscheinleistung	S_o	3	kVA
Leiter-Leiter-Spannung Versorgungsnetz	U_{LL}	400	V
Pulsfrequenz	f_{PWM}	$3 \cdot 10^3 - 3 \cdot 10^7$	Hz
Filterzweitorkapazität	C_Z	$10^{-8} - 10^{-5}$	F
Zwischenkreisspannung	U_{ZK}	566	V
Eingangstrom	I_i	4,33	A
Prozentualer Rippelfaktor	k_{ripp}	15	%
Ausgangsstrom Matrixumrichter	$I_{o,MUR}$	5	A
Ausgangsstrom Spannungszwischenkreisumrichter ^a	$I_{o,ZKUR}$	4,33	A

^a Es wird davon ausgegangen, dass durch Aufmodulierung der dritten Harmonischen die Ausgangsspannung die Höhe der Eingangsspannung erreicht.

somit wird für die Zwischenkreisspannung $U_{ZK} = 566 \text{ V}$ gesetzt. Für eine allgemeingültige Vorgehensweise werden die Filterzweitere zunächst nicht für eine bestimmte Realisierungsvariante, bestehend aus einer bestimmten Zweitorinduktivität und -kapazität, ausgelegt. Stattdessen wird für die Filterzweiterkapazität C_Z ein Werteintervall von 10 nF bis $10 \mu\text{F}$ vorgegeben. Für eine möglichst umfassende Betrachtung wird die Pulsfrequenz f_{PWM} und somit die Grundschwingungsfrequenz der verwendeten Spektren im Intervall von 3 kHz bis 30 MHz variiert¹.

Hiermit wird den jüngsten Entwicklungen in der Halbleitertechnologie Rechnung getragen, welche nunmehr kommerziell erhältliche, schaltbare Halbleiterventile mit neuartigen Halbleitermaterialien zur Verfügung stellt. Als aussichtreichste Materialien sind derzeit Siliziumcarbid und Galliumnitrid in der Erprobung. Derzeit ist die Entwicklung einiger Halbleiterhersteller für den Markt der industriellen Antriebstechnik tendenziell in Richtung Siliziumcarbid zu beobachten [Kaw09, Zha09, Tel06, Kin06, Coo09], wobei hier schon Musterbauelemente erworben werden können [Sem11]. Vorliegende Untersuchungen anhand Siliziumcarbid zeigen, dass mit derartigen Halbleiterbauelementen auch höhere Pulsfrequenzen im Bereich der Antriebsstromrichter möglich werden [Dom09].

Vielversprechender als Siliziumcarbid scheint Galliumnitrid als Halbleitermaterial für künftige Entwicklungen zu sein, da die Grenze des spezifischen Driftwiderstands für Galliumnitrid noch einmal niedriger als die von Siliziumcarbid liegt [McD09].

Die folgenden dreidimensionalen Oberflächendiagramme sollen zunächst nur qualitativ gedeutet werden. So ist insbesondere der charakteristische Oberflächenverlauf der Diagramme Gegenstand dieser Untersuchung. Konkrete Zahlenwerte werden für exemplarische Wertetupel jeweils am Ende des Kapitels angegeben.

In Kapitel 8 werden später zweidimensionale Diagramme unter Heranziehung eines Optimalitätskriteriums gezeigt, welche dann eine abschließende quantitative Diskussion ermöglichen.

4.3.1 Ergebnisse der Filterberechnung des Matrixumrichters

Für die in Tabelle 4.3 zusammengefassten Parameter wird der zuvor in Kapitel 3 dargestellte Filterberechnungsalgorithmus angewandt.

4.3.1.1 Ergebnisse für die stromrichterseitige Kapazität des Matrixumrichters

Die für die Realisierung der stromrichterseitigen Kapazität erforderlichen Werte sind in Abbildung 4.4 dargestellt.

Offensichtlich kann die stromrichterseitige Kapazität durch Erhöhung der Pulsfrequenz in erheblichem Maß verringert werden: Während die stromrichterseitige Kapazität des Matrixumrichters bei einer Pulsfrequenz von 16 kHz noch $6,8 \mu\text{F}$ beträgt, kann diese bei einer Pulsfrequenz von 1 MHz auf 100 nF reduziert werden². Dies beruht auf der geringeren Energiemenge, welche während eines Pulszyklusses zwischengespeichert werden muss. Für sehr hohe Frequenzen tritt eine Sättigung ein. Folglich wird mit zunehmender Frequenz der Anteil der stromrichterseitigen Kapazität am Gesamtfilteraufwand in den Hintergrund treten. Die

1 Wie später in Abschnitt 9.2 noch näher ausgeführt, stehen natürlich zum einen physikalische Beschränkungen einer beliebig hohen Wahl der Pulsfrequenz entgegen, zum anderen werden die bei hohen Pulsfrequenzen zusätzlich auftretenden physikalische Effekte die Ergebnisse beeinflussen. Für eine möglichst umfassende Untersuchung — basierend auf den vorliegenden Modellen — wird die bei zunehmend hohen Pulsfrequenzen ebenfalls zunehmende Ergebnisunschärfe bewußt in Kauf genommen.

2 Die im Folgenden genannten Werte werden später in Tabelle 4.4 auf Seite 59 noch einmal zusammengefasst.

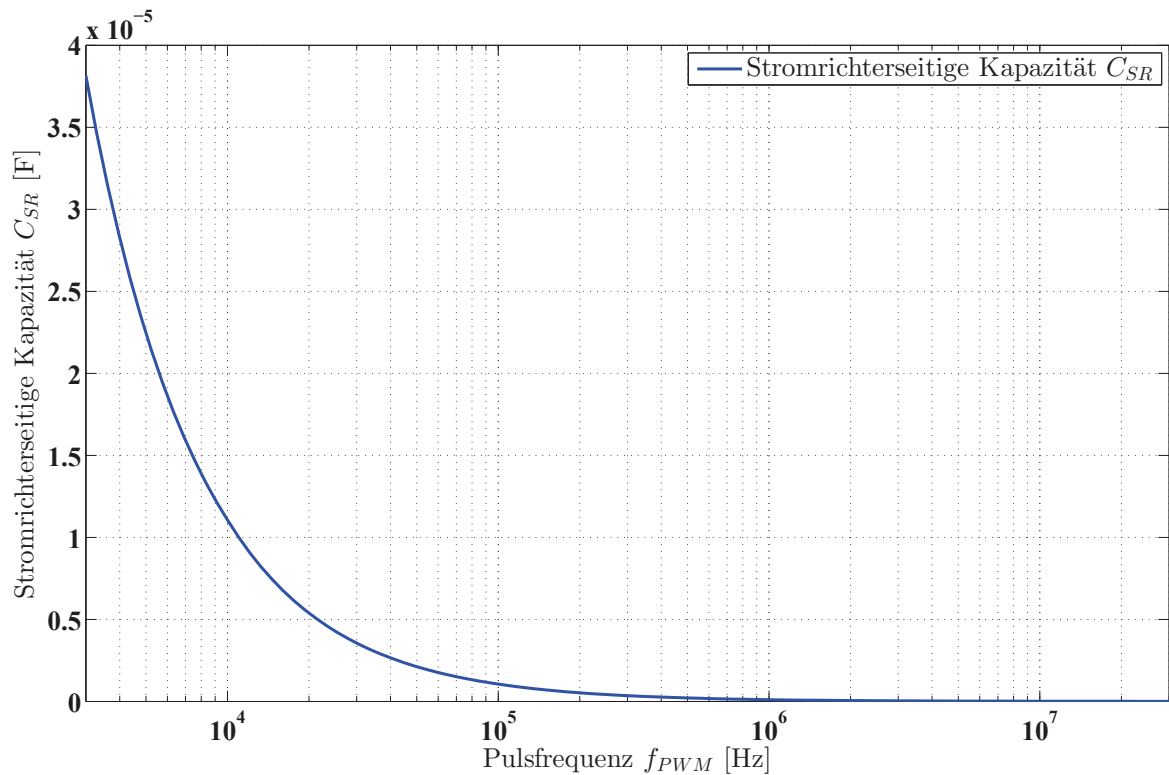


Abbildung 4.4: Benötigte stromrichterseitige Kapazität für die Realisierung des Eingangsfilters eines Matrixumrichters mit einer Ausgangsleistung von $S_o = 3 \text{ kVA}$.

Größe der stromrichterseitigen Kapazität ist ein Maß für den Filteraufwand, welcher aufgrund von Ventilbeanspruchung und regelungstechnischen Aspekten betrieben werden muss.

4.3.1.2 Ergebnisse für die Bauelemente zur Realisierung der Filterzweitere des Matrixumrichters

Die benötigte Gesamtkapazität des Eingangsfilters für den Matrixumrichter ist in Abbildung 4.5 dargestellt. Da die Zweitorkapazität direkt als Parameter vorgegeben wird, ist im Bereich hoher Frequenzen eine direkte Abhängigkeit der Gesamtkapazität von der vorgegebenen Zweitorkapazität festzustellen. Aus diesem Grund ergeben sich für hohe Frequenzen auch drei Oberflächen, welche eine direkte Abhängigkeit von der Anzahl der Filterzweitere ν aufweisen. Die untere Oberfläche ergibt sich für ein Filterzweitere, die oberhalb liegenden Oberflächen jeweils für zwei beziehungsweise drei Filterzweitere.

Für niedrige Frequenzen nähern sich die drei Oberflächen an. Offenbar dominiert für niedrige Frequenzen die stromrichterseitige Kapazität über den Verlauf der Gesamtkapazität. Dies wird in Abbildung 4.5 besonders für niedrige Frequenzen und geringe Zweitorkapazitäten deutlich. Für diesen Bereich tritt die vorgegebene Zweitorkapazität gegenüber der stromrichterseitigen Kapazität zurück, weshalb die drei dargestellten Oberflächen auf eine gemeinsame Oberfläche hin konvergieren.

Die für die Filterzweitere benötigte Filterzeitkonstante τ_F ist in Abbildung 4.6 dargestellt. Die Zeitkonstante ist ein Maß für den zu betreibenden Filteraufwand zur Einhaltung der normativen Störspannungsgrenzwerte.

In Abbildung 4.6 sind drei Oberflächen dargestellt, welche sich durch Verwendung von

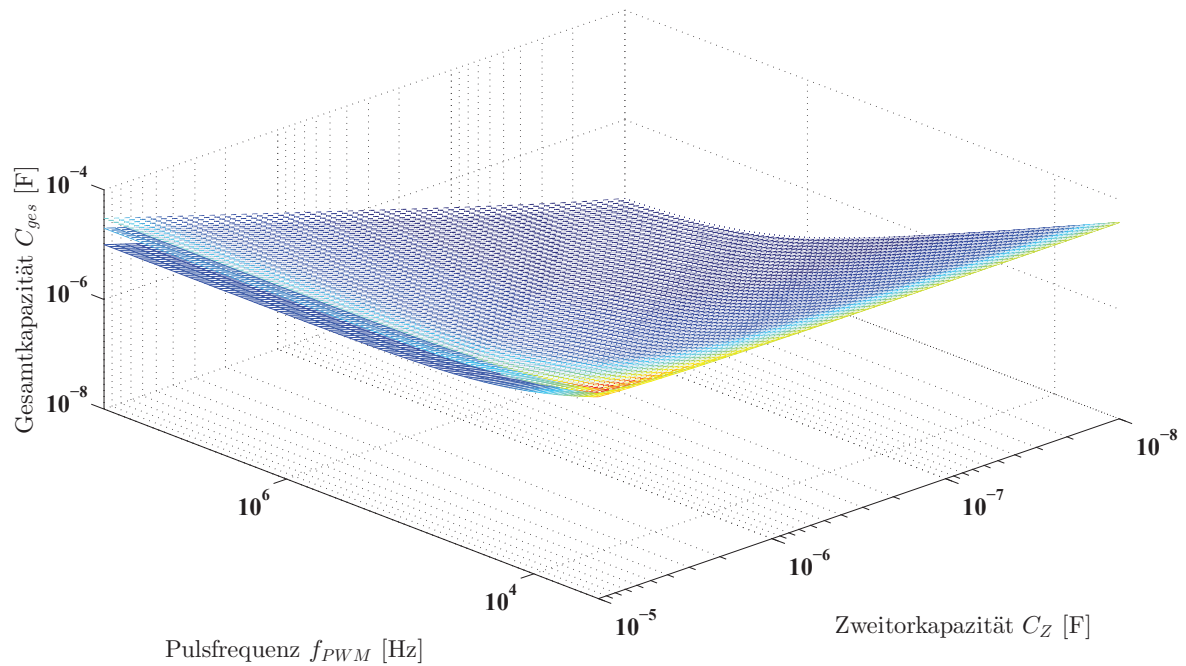


Abbildung 4.5: Benötigte Gesamtkapazität des Eingangfilters des $C(LC)^\nu$ -Filters für den Matrixumrichter für $\nu = 1,2,3$ Filterzweitere und beinhalteter, stromrichterseitiger Kapazität aus Abbildung 4.4.

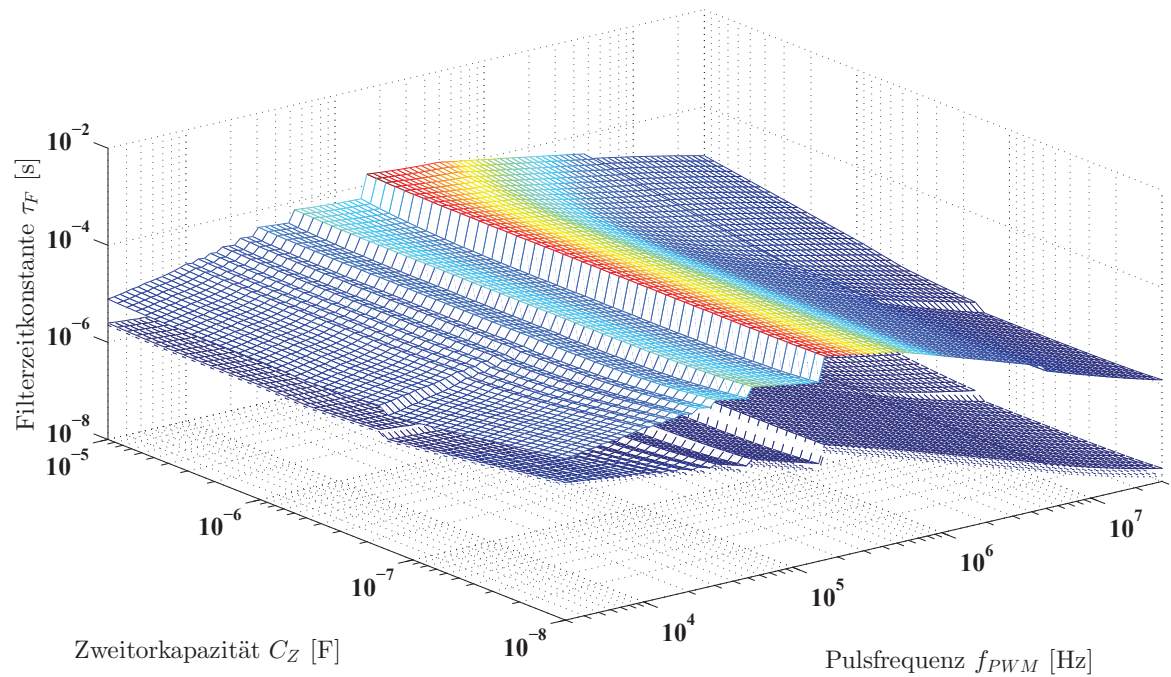


Abbildung 4.6: Filterzeitkonstante τ_F der Zweitere des $C(LC)^\nu$ -Filters für den Matrixumrichter für die Anzahl der Zweitere $\nu = 1,2,3$ (von oben nach unten).

einem, zwei oder drei Filterzweitoren ergeben. In dieser Darstellung ist die obere Fläche jene mit einem Filterzweitor, die darunterliegenden Flächen ergeben sich bei der Verwendung von zwei beziehungsweise drei Filterzweitoren.

Augenscheinlich ist der im mittleren Frequenzbereich um 200 kHz zu betreibende Filteraufwand zur Einhaltung der normativen Störspannungsgrenzwerte sehr hoch. Auffällig sind in diesem Zusammenhang auch die Sprünge unterhalb der Pulsfrequenz von 150 kHz in den Oberflächen, welche orthogonal zur Achse der Pulsfrequenz verlaufen. Diese Sprünge resultieren aus der Filterberechnungsalgorithmik, welche jeweils jene Oberschwingung zur Berechnung wählt, die den größtmöglichen Filteraufwand erfordert. Daher ergeben sich die markanten Sprünge immer dann, wenn eine andere Schwingungsordnung durch die Filterberechnungsalgorithmik gewählt wird.

Zusätzlich zu den zuvor beschriebenen Sprüngen ist bei einer Pulsfrequenz von 5 MHz ein weiterer Sprung zu beobachten. Dieser rührt nicht von der Filterberechnungsalgorithmik her, sondern von der sprungartigen Änderung der normativen Störspannungsgrenzwerte, wie bereits in Abschnitt 1.6.3 beschrieben und in Abbildung 1.24 dargestellt.

Parallel zur Achse der Pulsfrequenz ist speziell im oberen Frequenzbereich über 2 MHz und im unteren Frequenzbereich unterhalb von 100 kHz eine nach höheren beziehungsweise tieferen Frequenzen zunehmende Stufe festzustellen. Diese resultiert aus dem Kennfeld der parasitären Widerstände der Kapazitäten. Wie in Abschnitt 4.1.1 bereits beschrieben und in Abbildung 4.1 dargestellt, wird angenommen, dass Kapazitäten, welche kleiner als 150 nF sind, direkt in Silizium integriert seien, weshalb sich an dieser Grenze eine sprunghafte Änderung auch der parasitären Widerstände ergibt. Da sich die parasitären Widerstände speziell der Kapazitäten sich gemäß dem in Abschnitt 3.3 Gesagtem auf die berechnete Filterzeitkonstante τ_F auswirken, ändert sich die Filterzeitkonstante ebenfalls sprunghaft. Im mittleren Frequenzbereich ist die erwähnte Stufe hingegen nicht wahrzunehmen, was auf die hohe benötigte Dämpfung und die damit einhergehende große Filterzeitkonstante zurückzuführen ist. In den Frequenzbereichen, in denen die parasitären Terme aus (3.23) nicht zum Tragen kommen, weisen die Filter aufgrund der großen Filterzeitkonstante bereits eine so hohe Dämpfung auf, dass die parasitären Terme bei der Filterberechnung in den Hintergrund treten.

Für hohe Pulsfrequenzen und hohe Zweitorkapazitäten ist eine Wölbung der Oberflächen festzustellen. Diese resultiert aus der aufgrund des parasitären Terms $\sqrt{1 + \omega^2(CR_C)^2}$ aus (3.23) zusätzlich benötigten Dämpfung. Daher berechnet der Filterdimensionierungsalgorithmus in diesem Bereich eine größere Zeitkonstante.

Für niedrige Pulsfrequenzen und geringe Zweitorkapazitäten ist ebenfalls eine Wölbung festzustellen, welche sich ebenfalls aus (3.23), in diesem Fall jedoch aus dem Produkt ${}^{2\nu}\sqrt{1 + \omega^2(C_{SR}R_{SR})^2} \cdot \sqrt{1 + \omega^2(CR_C)^2}$ ableiten lässt.

Offensichtlich bedingen bei hohen Pulsfrequenzen strukturelle Maßnahmen — Erhöhung der Anzahl der Filterzweitore — eine erhebliche Reduktion des Filteraufwandes. So lässt sich die Filterzeitkonstante bei 16 kHz Pulsfrequenz durch Hinzufügen eines weiteren Zweitores von 18,92 μs auf 1,59 μs verringern; bei einer Pulsfrequenz von 1 MHz läßt sich der Filteraufwand sogar von 49,80 μs auf 0,43 μs verringern. Eine weiterführende Gegenüberstellung der Filterdaten beider Stromrichter erfolgt später noch in Abschnitt 4.3.3.

Anhand der vorgegebenen Zweitorkapazität lassen sich die benötigten Zweitorinduktivitäten aus der nunmehr bekannten Zweitorzeitkonstanten τ_F berechnen. Die benötigten Induktivitäten sind in Abbildung 4.7 dargestellt. Da Abbildung 4.7 durch elementare und lineare Umrechnung aus Abbildung 4.6 hervorgeht — folglich eine einfache Proportionalität beider Werte vorliegt — wird auf eine erneute Diskussion der Oberflächencharakteristik an dieser

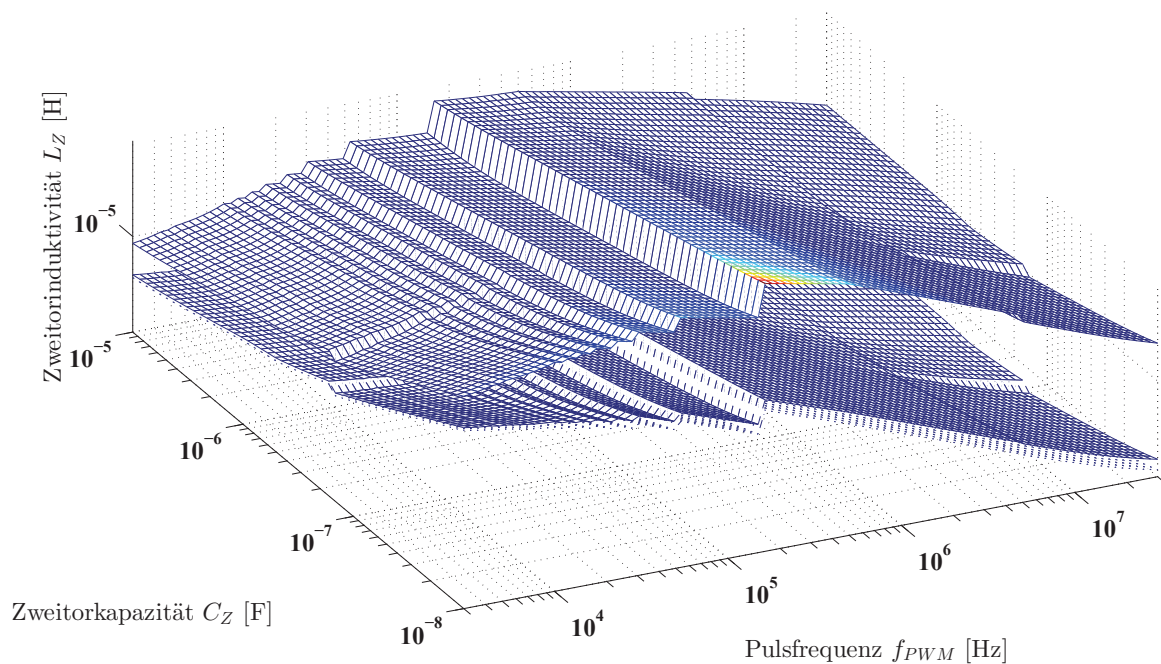


Abbildung 4.7: Zweitorinduktivität des $C(LC)^\nu$ -Filters für den Matrixumrichter für die Anzahl der Zweitore $\nu = 1,2,3$ (von oben nach unten).

Stelle verzichtet, da keine neuen Erkenntnisse hieraus zu gewinnen sind.

Allerdings muss an dieser Stelle angemerkt werden, dass die Zweitorinduktivitäten bei vorgegebenen Zweitorkapazitätswerten und stromrichterseitigen Kapazitätswerten ein Maß für den Gesamtfilteraufwand sind, da stromrichterseitig keine zusätzliche Induktivität hinzukommt.

4.3.2 Ergebnisse der Filterberechnung des Spannungszwischenkreisumrichters

Für die in Tabelle 4.3 zusammengefassten Parameter wird der zuvor in Kapitel 3 dargestellte Filterberechnungsalgorithmus angewandt.

4.3.2.1 Ergebnisse für die stromrichterseitige Induktivität des Spannungszwischenkreisumrichters

Die für die Realisierung der stromrichterseitigen Induktivität erforderlichen Werte sind in Abbildung 4.8 dargestellt.

Wie bereits bei der stromrichterseitigen Kapazität des Matrixumrichters festgestellt, kann auch beim Spannungszwischenkreisumrichter die stromrichterseitige Induktivität durch Erhöhung der Pulsfrequenz verringert werden. Für die Einhaltung des vorgegebenen Rippelfaktors k_{ripp} von 15 % muss bei einer Pulsfrequenz von 16 kHz eine stromrichterseitige Induktivität von 18 mH vorgesehen werden. Bei einer Pulsfrequenz von 1 MHz genügt hingegen bereits eine Induktivität von 291 μ H.

Auch hier müssen für hohe Frequenzen nur noch geringe Energiemengen zwischengespeichert werden, weshalb auch beim Spannungszwischenkreisumrichter mit zunehmender Frequenz der Anteil der stromrichterseitigen Induktivität am Gesamtfilteraufwand in den Hintergrund tritt. Die Größe der stromrichterseitigen Induktivität ist ein Maß für den Filteraufwand, welcher aufgrund von Ventilbeanspruchung und regelungstechnischen Aspekten betrieben werden muss.

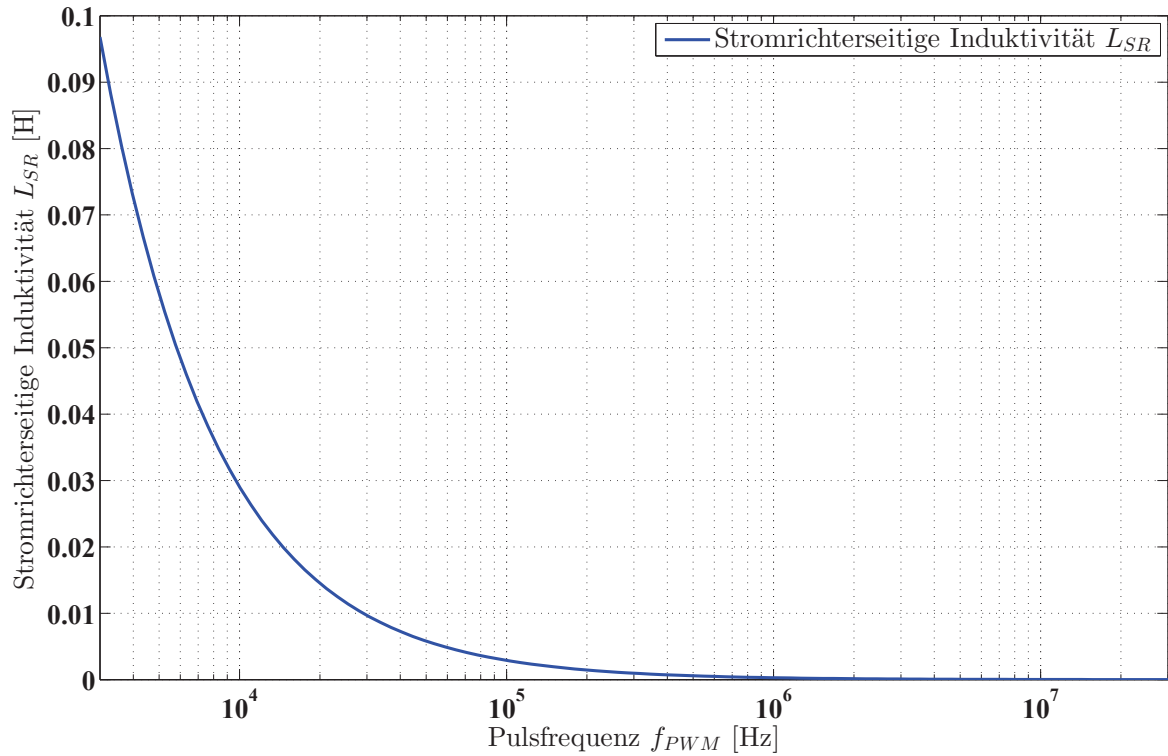


Abbildung 4.8: Benötigte stromrichterseitige Induktivität für die Realisierung des Eingangsfilters eines Spannungszwischenkreisumrichters mit einer Ausgangsscheinleistung von $S_o = 3$ kVA.

4.3.2.2 Ergebnisse für die Bauelemente zur Realisierung der Filterzweitore des Spannungszwischenkreisumrichters

Da die Gesamtkapazität im Falle des Spannungszwischenkreisumrichters lediglich von der Anzahl der Filterzweitore ν und dem Parameter der Zweitorkapazität abhängt, wird an dieser Stelle auf eine Darstellung verzichtet.

Die für die Filterzweitore benötigte Filterzeitkonstante ist in Abbildung 4.9 dargestellt. Die Zeitkonstante ist ein Maß für den zu betreibenden Filteraufwand zur Einhaltung der normativen Störspannungsgrenzwerte.

Die in Abbildung 4.9 gezeigten Oberflächen folgen den bereits in Abschnitt 4.3.1.2 diskutierten Gesetzmäßigkeiten — mit einer Ausnahme: Offensichtlich existiert die beim Matrixumrichter in Abbildung 4.7 gefundene Wölbung für niedrige Pulsfrequenzen f_{PWM} nicht bei der Darstellung der Filterzeitkonstante τ_F des Eingangsfilters vom Spannungszwischenkreisumrichter.

Der Grund hierfür liegt im Produkt der Zählerterme ${}^{2\nu}\sqrt{1 + \omega^2(C_{SR}R_{SR})^2} \cdot \sqrt{1 + \omega^2(CR_C)^2}$, welches die Ursache für die Wölbung der Oberflächen beim Matrixumrichter war, beim Spannungszwischenkreisumrichter gerade nicht auftritt, da als stromrichterseitige Reaktanz eine Induktivität eingesetzt wird. Dies ergibt sich ebenfalls bei Betrachtung von (3.23) und (3.24), woraus die Filterzeitkonstanten für strom- beziehungsweise spannungseinprägende Störer berechnet werden.

In der Berechnungsformel (3.24), welche für den spannungseinprägenden Störer gültig ist, wirkt sich nur der Term $\sqrt{1 + \omega^2(C_Z R_C)^2}$ aus, welcher aufgrund der parasitären Widerstände der Filterzweitorkapazitäten hinzukommt. Der Einfluss dieses Terms ist wie zuvor beim Matrixumrichter ebenfalls durch eine Wölbung der Oberfläche im Bereich hoher Filterzweitorkapazitäten C_Z und hohen Pulsfrequenzen f_{PWM} gekennzeichnet.

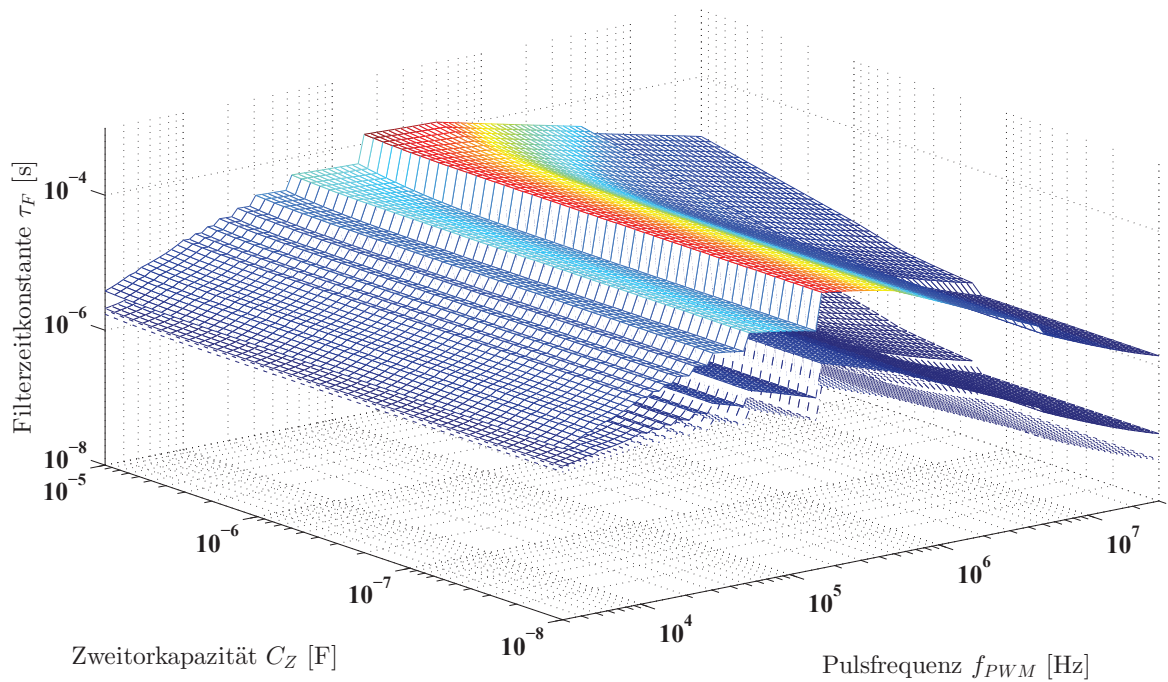


Abbildung 4.9: Filterzeitkonstante τ_F der Zweitore des $L(CL)^\nu$ -Filters für den Spannungszwischenkreisumrichter für die Anzahl der Zweitore $\nu = 1,2,3$ (von oben nach unten).

Die Filterzeitkonstante lässt sich durch strukturelle Maßnahmen bei 16 kHz Pulsfrequenz von $14,97 \mu\text{s}$ auf $3,67 \mu\text{s}$ reduzieren. Bei einer Pulsfrequenz von 1 MHz ist eine noch größere Reduktion von $48,57 \mu\text{s}$ auf $2,69 \mu\text{s}$ zu verzeichnen.

Anhand der vorgegebenen Zweitorkapazität lassen sich die benötigten Zweitorinduktivitäten wie zuvor beim Matrixumrichter aus bekannten Zweitorzeitkonstanten τ_F berechnen. Die benötigten Induktivitäten sind in Abbildung 4.10 dargestellt.

Die Summe aus den benötigten Zweitorinduktivitäten und der stromrichterseitigen Induktivität L_{SR} ergibt die Gesamtinduktivität L_{ges} , welche in Abbildung 4.11 dargestellt ist.

Die Gesamtinduktivität strebt für hohe und niedrige Pulsfrequenzen f_{PWM} sowie bei Erhöhung der strukturellen Aufwände durch Einfügen weiterer Filterzweitore gegen die stromrichterseitige Induktivität.

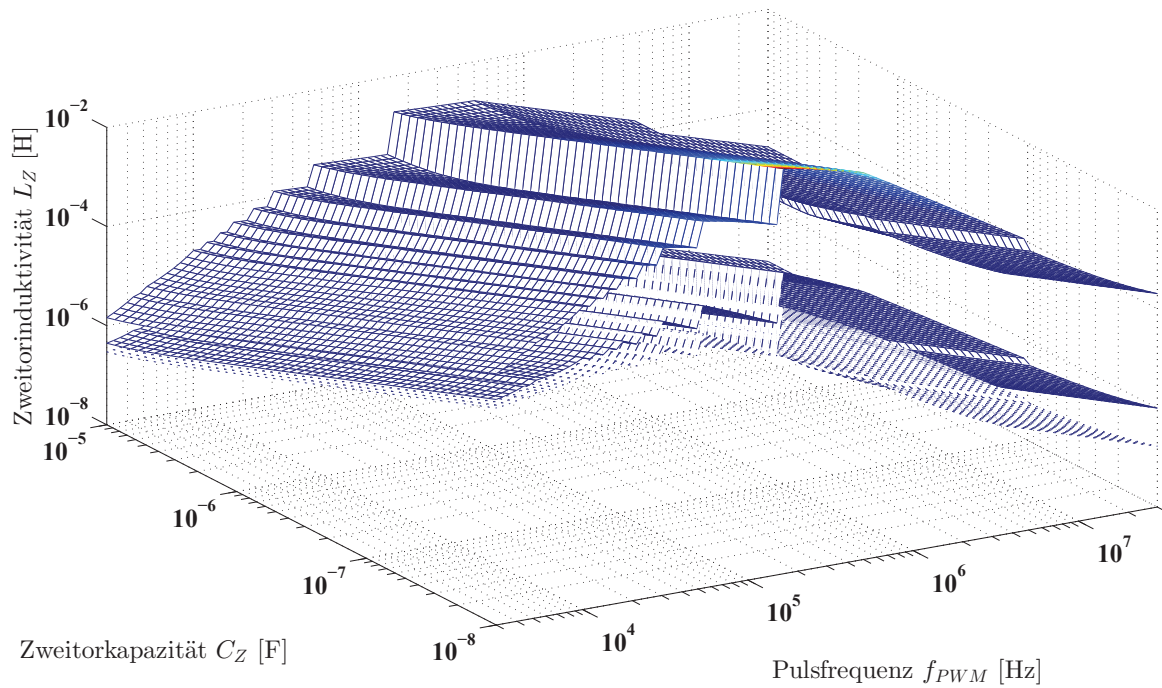


Abbildung 4.10: Zweitorinduktivität des $L(CL)^\nu$ -Filters für den Spannungszwischenkreisrichter für die Anzahl der Zweitore $\nu = 1,2,3$ (von oben nach unten).

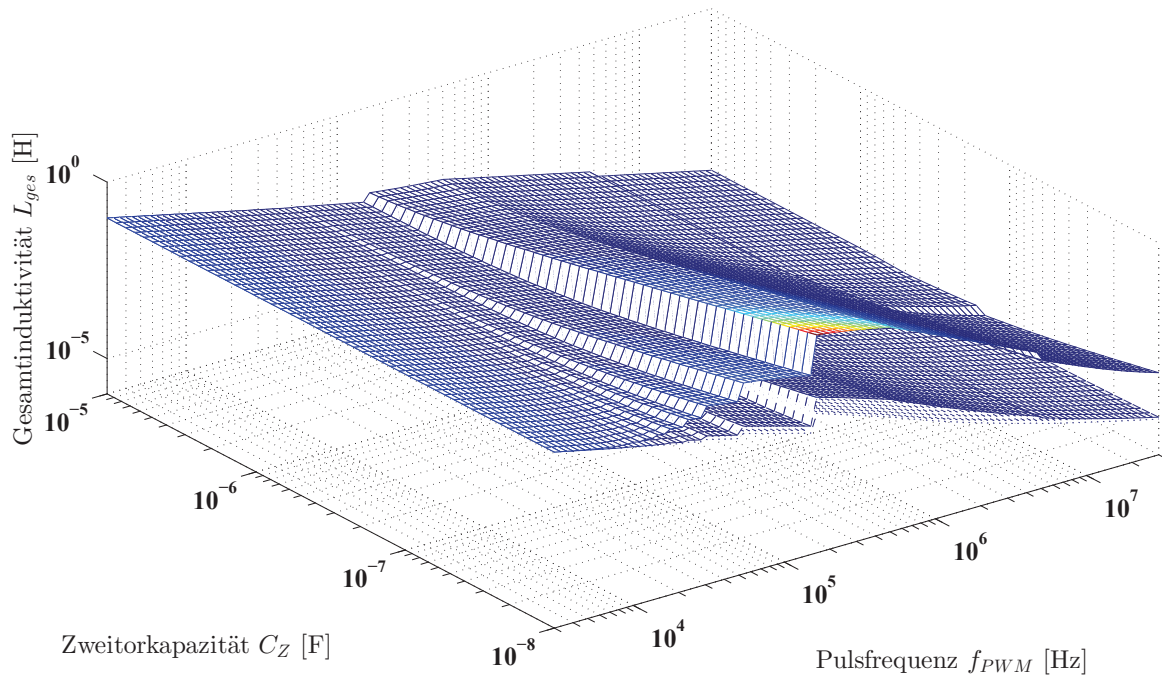


Abbildung 4.11: Gesamtinduktivität des $L(CL)^\nu$ -Filters für den Spannungszwischenkreisrichter für $\nu = 1,2,3$ Filterzweitore (von oben nach unten).

4.3.3 Vergleich der Eingangfilter beider Stromrichter für die fiktiven Spektren

In Tabelle 4.4 sind für zwei Pulsfrequenzen die berechneten Filterparameter für eine Eingangfilteranordnung mit $\nu = 1$ und $\nu = 2$ Filterzweitere für den Matrixumrichter und den Spannungszwischenkreisumrichter mit den Kennzahlen nach Tabelle 4.3 zusammengefasst.

Die Bauelementwerte für die stromrichterseitige Reaktanz unterscheiden sich bei den beiden Stromrichtern erheblich. Während der Spannungszwischenkreisumrichter bei einer Pulsfrequenz von $f_{PWM} = 16$ kHz eine Induktivität von über 18 mH benötigt, genügt beim Matrixumrichter eine Kapazität von 6,2 μF . Ein ähnliches Bild ergibt sich bei Betrachtung der stromrichterseitigen Elemente bei einer Pulsfrequenz von $f_{PWM} = 1$ MHz. Während beim Spannungszwischenkreisumrichter noch eine Induktivität von 291 μH erforderlich ist, wird beim Matrixumrichter lediglich eine Kapazität von 0,1 μF benötigt.

Beide Stromrichter wurden auf eine relative Schwankungsbreite von $k_{ripp} = 15\%$ ausgelegt. Bei Betrachtung der absoluten Schwankungsbreiten wird deutlich, weshalb der Spannungszwischenkreisumrichter bei den gegebenen Berechnungsparametern derart groß dimensionierte Eingangsinduktivitäten benötigt. So ist bei einem Eingangsstrom von 4,33 A eine Schwankungsbreite von 650 mA zulässig, während beim Matrixumrichter eine Spannungsschwankung bei einphasiger Betrachtung von 34,5 V zulässig ist.

Da bei beiden Reaktanzen die gespeicherte Energie proportional zum Quadrat der integralen Größe ist, genügt beim Kondensator ein deutlich geringerer Bauelementwert, um die benötigte Energiemenge zwischenzuspeichern, weshalb der Matrixumrichter an dieser Stelle geringere Bauelementwerte aufweist.

Das Bauvolumen der eingesetzten Elemente hängt jedoch auch von der angelegten Spannung und dem fließenden Strom ab, weshalb eine endgültige Aussage an dieser Stelle noch nicht möglich ist — eine abschließende Betrachtung anhand der Bauvolumina wird später in Kapitel 8 erfolgen.

Die Zweitorzeitkonstante τ_F ist ein Maß für den zu betreibenden Filteraufwand. Bei Filteranordnungen mit geringem strukturellen Aufwand, wie es bei der Verwendung eines Filters mit $\nu = 1$ Filterzweitor der Fall ist, muss beim Matrixumrichter augenscheinlich mehr Filter-

Tabelle 4.4: Filterparameter für verschiedene Pulsfrequenzen f_{PWM} und Anzahl Zweitore ν für einen Spannungszwischenkreisumrichter und einen Matrixumrichter unter der Annahme des fiktiven Spektrums aus Abschnitt 4.2.

Auslegungsparameter	Pulsfrequenz f_{PWM}	16	16	1000	1000	kHz
	Anzahl der Filterzweitore ν	1	2	1	2	-
Matrixumrichter	Stromrichterseitige Kapazität C_{SR}	6,8	6,8	0,1	0,1	μF
	Zweitorzeitkonstante τ_F	18,92	1,59	49,80	0,43	μs
	Zweitorkapazität C_Z	2,8	1,4	2,1	1,05	μF
	Zweitorinduktivität L_Z	127,3	1,8	1170,7	0,2	μH
	Gesamtkapazität C_{ges}	9,0	9,0	2,2	2,2	μF
	Gesamtinduktivität L_{ges}	127,3	3,7	1170,7	0,4	μH
Spannungszwischenkreisumrichter	Stromrichterseitige Induktivität L_{SR}	18152	18152	291	291	μH
	Zweitorzeitkonstante τ_F	14,97	3,67	45,47	2,69	μs
	Zweitorkapazität C_Z	2,8	1,4	2,1	1,05	μF
	Zweitorinduktivität L_Z	80	10	1113	6	μH
	Gesamtkapazität C_{ges}	2,8	2,8	2,1	2,1	μF
	Gesamtinduktivität L_{ges}	18232	18172	1404	303	μH

aufwand als beim Spannungszwischenkreisumrichter betrieben werden. Bei einer Pulsfrequenz von 16 kHz benötigt der Matrixumrichter eine Filterzeitkonstante von $18,92 \mu\text{s}$, während der Spannungszwischenkreisumrichter lediglich eine Filterzeitkonstante von $14,97 \mu\text{s}$ benötigt. Bei der Pulsfrequenz $f_{PWM} = 1 \text{ MHz}$ benötigt der Matrixumrichter sogar eine Filterzeitkonstante von $49,80 \mu\text{s}$, während der Spannungszwischenkreisumrichter eine Filterzeitkonstante von $45,47 \mu\text{s}$ benötigt.

Allerdings wird der Filteraufwand beim Matrixumrichter mit zunehmendem strukturellen Aufwand erheblich reduziert; und zwar in größerem Maße, als dies beim Spannungszwischenkreisumrichter der Fall ist. Bei der Pulsfrequenz $f_{PWM} = 16 \text{ kHz}$ kann die Filterzeitkonstante beim Matrixumrichter von $18,92 \mu\text{s}$ durch Hinzufügen eines Filterzweiters auf $1,59 \mu\text{s}$ verringert werden.

Beim Spannungszwischenkreisumrichter kann die Zweitorzeitkonstante lediglich von $14,97 \mu\text{s}$ auf $3,67 \mu\text{s}$ verringert werden.

Beim Matrixumrichter wirken sich strukturelle Maßnahmen folglich stärker auf die Filterzeitkonstante aus. Die Begründung hierfür ist der durch strukturellen Aufwand reduzierbare Einfluss des parasitären Widerstandes der stromrichterseitigen Kapazität. Dieser Zusammenhang wurde bereits bei Einführung von (3.23) erläutert und ist systemimmanent, weshalb er auch bei der Pulsfrequenz $f_{PWM} = 1 \text{ MHz}$ beobachtet werden kann. Der Matrixumrichter benötigt eine Filterzeitkonstante von $49,8 \mu\text{s}$ bei einem Filterzweiter, sowie $0,43 \mu\text{s}$ bei zwei Filterzweitoren. Der Spannungszwischenkreisumrichter hingegen benötigt eine Filterzeitkonstante von $45,47 \mu\text{s}$ bei einem und eine Filterzeitkonstante von $2,69 \mu\text{s}$ bei zwei Filterzweitoren. Eine abschließende Quantifizierung anhand der Filterbauvolumina sei jedoch auch hier zunächst hinten angestellt; diese wird später in Kapitel 8 erfolgen.

KAPITEL 5

Berechnung der realen Spektren der betrachteten Stromrichter

Nachdem in Kapitel 4 die prinzipiellen Zusammenhänge der Einflussfaktoren auf die Filterberechnung anhand fiktiver Spektren erläutert wurden, werden nun reale Spektren herangezogen, um eine realistische Einschätzung über die erforderlichen Filteraufwände zu erlangen. Da sich die Bauelementeigenschaften der Filter selbst, wie etwa die parasitären Widerstände, nicht ändern, wird auf Abschnitt 4.1 verwiesen, wo die Kennwerte für die entsprechenden Bauelemente bereits aufgeführt wurden.

Um eine einheitliche Vergleichsbasis zu schaffen, werden die betrachteten Umrichter — der Spannungszwischenkreisumrichter und der Matrixumrichter — basierend auf generischen Schaltbedingungen beschrieben.

Hierzu werden die Stromrichter nach [Süs11] bei allgemeiner Betrachtung als „Transformatoren“ beschrieben, welche die anliegenden Spannungen und fließenden Ströme auf die jeweils andere Netzseite transformieren. Diese Transformation wird mittels der vom Stromrichter ausgeführten Schaltfunktionen $x_{q,r}$ der Schaltfunktionsmatrix \mathbf{X} beeinflusst. In Abbildung 5.1 ist ein Stromrichter mit der Schaltfunktionsmatrix \mathbf{X} dargestellt. Naturgemäß werden bei Stromrichtern jeweils zwei Netze angeschlossen, deren eingeprägte physikalische Größen unterschiedlich sind. Auf der linken Seite in Abbildung 5.1 ist an den Stromrichter ein spannungseinprägendes Netz, auf der rechten Seite ein stromeinprägendes Netz angeschlossen.

Seien \bar{u}_i die Spannungen des stromeinprägenden Netzes und \bar{u}_u die Spannungen des span-

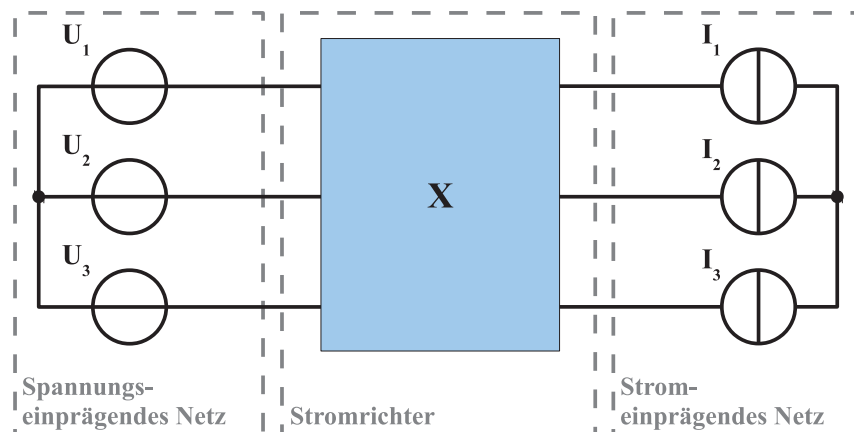


Abbildung 5.1: Stromrichter als transformierendes Element zwischen beiden Netzen. Rechts im Bild ist ein stromeinprägendes Netz dargestellt. Links im Bild befindet sich ein spannungseinprägendes Netz. Der Stromrichter transformiert die jeweiligen physikalischen Größen des einen Netzes in das andere Netz.

nungseinprägenden Netzes; sowie \vec{i}_i die Ströme des stromeinprägenden Netzes und \vec{i}_u die Ströme des spannungseinprägenden Netzes. Dann werden die physikalischen Größen der beiden Netze gemäß (5.1) und (5.2) auf die jeweilig andere Netzseite transformiert.

$$\vec{u}_i = \mathbf{X} \cdot \vec{u}_u \quad (5.1)$$

$$-\vec{i}_u = \mathbf{X}^T \cdot \vec{i}_i \quad (5.2)$$

Die Schaltfunktionsmatrix \mathbf{X} weist die Form $\hat{q} \times \hat{r}$ auf, wobei \hat{q} die Anzahl der stromeinprägenden Phasen und \hat{r} die Anzahl der spannungseinprägenden Phasen bezeichnet. Die Schaltfunktionsmatrix \mathbf{X} genügt (5.3) mit den Schaltfunktionen $x_{q,r}(t)$.

$$\mathbf{X} = \begin{bmatrix} x_{1,1} & \cdots & x_{1,\hat{r}} \\ \vdots & \ddots & \vdots \\ x_{\hat{q},1} & \cdots & x_{\hat{q},\hat{r}} \end{bmatrix} \quad (5.3)$$

Nach [Süs11] müssen die Schaltfunktionen $x_{q,r}$ der Schaltfunktionsmatrix \mathbf{X} folgende drei Bedingungen erfüllen:

- Die Schaltfunktionen können nur die diskreten Werte 0 und 1 annehmen, da die Halbleiterventile nicht im linearen Betriebsbereich betrieben werden dürfen. Deshalb müssen die Schaltfunktionen (5.4) genügen, wobei T_{ein} die Einschaltdauer bezeichnet.

$$x_{q,r}(t) \stackrel{!}{=} \begin{cases} 1, & \forall t - \lfloor \frac{t}{T_{PWM}} \rfloor \cdot T_{PWM} \in [0, T_{ein}] \\ 0, & \forall t - \lfloor \frac{t}{T_{PWM}} \rfloor \cdot T_{PWM} \notin [0, T_{ein}] \end{cases} \quad (5.4)$$

- Für alle stromeinprägenden Phasen q muss zu jedem Zeitpunkt ein Freilaufpfad zur Verfügung gestellt werden, weshalb die Summe der Schaltfunktionen einer jeden stromeinprägenden Phase q zu jedem Zeitpunkt t die Bedingung (5.5) erfüllen muss.

$$\sum_r x_{q,r}(t) \stackrel{!}{=} 1 \quad (5.5)$$

- Ein sinnvoller Energieaustausch der Netze erfolgt nach [Süs11, Füh03b] nur über den Gleichanteil \bar{x} und die Grundschwingung mit der Amplitude \hat{x} . Ein sinnvoller Energieaustausch wird nach [Süs11] folglich gerade dann erreicht, wenn für den Gleichanteil und die Grundschwingung der Modulationsfunktion der Ansatz nach (5.6) gewählt wird.

$$\tilde{x}_{q,r} \stackrel{!}{=} \bar{x} + \hat{x} \cdot \cos(\vartheta_i + \vartheta_u) \quad (5.6)$$

Hierbei sind ϑ_i und ϑ_u die Grundschwingungswinkel der eingepprägten physikalischen Größe des strom- beziehungsweise spannungseinprägenden Netzes. Werden die Kreisfrequenz des stromeinprägenden Netzes $\omega_i = \dot{\vartheta}_i$ sowie die Kreisfrequenz des spannungseinprägenden Netzes $\omega_u = \dot{\vartheta}_u$ eingeführt, so folgt für die Kreisfrequenz der Modulationsfunktion $\omega_0 = \omega_i + \omega_u$.

Unter der Annahme, die angeschlossenen Netze seien symmetrisch, wird der Ansatz aus (5.6) für alle stromeinprägenden Phasen q und alle spannungseinprägenden Phasen r erweitert. Es ergibt sich für die Modulationsfunktion $\tilde{x}_{q,r}(t)$ zur Ermittlung der Pulslänge der Schaltfunktion

$x_{q,r}(t)$ in jeweils der q -ten Zeile und der r -ten Spalte der Schaltfunktionsmatrix \mathbf{X} gemäß (5.7).

$$\tilde{x}_{q,r}(t) = \frac{1}{\hat{r}} + \hat{x} \cdot \cos\left(\vartheta_i(t) + \vartheta_u(t) + (q-1)\frac{2\pi}{\hat{q}} + (r-1)\frac{2\pi}{\hat{r}}\right) \quad (5.7)$$

Die drei oben genannten Bedingungen sind gerade dann erfüllt, wenn der in (5.7) gezeigte Ansatz zur Ermittlung der Einschaltdauer eines Pulses innerhalb der Periodendauer der Pulsweitenmodulation T_{PWM} angewandt wird. Die technische Realisierung dieser Operation zur Gewinnung der Schaltfunktion $x_{q,r}(t)$ sieht die Modulation durch den Vergleich eines Referenzsignals, in diesem Fall nach (5.7) mit einem Trägersignal vor, wodurch die Weite der Pulse eingestellt wird [Sch08].

Unter Beachtung von (5.5) kann eine Aussage über den Wertebereich der Modulationsamplitude \hat{x} getroffen werden. Da die Modulationsfunktion (5.7) keine negativen Werte annehmen darf, gilt für die Modulationsamplitude $\hat{x} \in [0, \frac{1}{r}]$. Der Modulationsgrad g wird folglich nach (5.8) definiert, wodurch der Modulationsgrad auf den Wertebereich $[0,1]$ normiert wird.

$$g = \hat{x} \cdot r \quad (5.8)$$

5.1 Überlegungen zur Modulation der Schaltfunktionen

Bei der Pulsweitenmodulation bestehen die Möglichkeiten, entweder die steigende, die fallende oder beide Flanken zu modulieren. Dies wird in den erstgenannten Fällen durch ein sägezahnförmiges Trägersignal erfüllt, während beide Flanken der Schaltfunktion durch die Verwendung eines dreieckförmigen Signals moduliert werden. Hinsichtlich des Frequenzspektrums unterscheiden sich die beiden ersten Möglichkeiten nicht [Bla53].

Bezüglich des Spannungszwischenkreisumrichters wurden bereits Untersuchungen veröffentlicht, welche die symmetrische Modulation (beide Flanken werden moduliert) der asymmetrischen (lediglich eine Flanke wird moduliert) vorziehen, da die asymmetrische Modulation alle ganzzahligen Oberschwingungen anregt [Moy98].

Beim Matrixumrichter ist keine derartige Untersuchung bekannt, weshalb an dieser Stelle zunächst beleuchtet wird, ob die symmetrische Modulation unverändert für den Matrixumrichter verwendet werden kann.

Ausgehend von (5.5) müssen die r Schaltfunktionen der stromeinprägenden Phase q auch zeitlich dergestalt angeordnet sein, dass immer ein Freilaufpfad zur Verfügung steht. Daraus folgt für den Matrixumrichter, dass aus dem Trägersignal $r = 3$ Schaltfunktionen abgeleitet werden müssen, welche nacheinander und ohne Lücke den Wert Eins annehmen müssen.

In Abbildung 5.2 ist die Erzeugung der Schaltpulse der $r = 3$ Schaltfunktionen durch den Vergleich der Referenzsignale mit dem dreieckförmigen Trägersignal für eine stromeinprägende Phase q dargestellt.

In der Darstellung wurde die Amplitude des Trägersignals auf Eins normiert, weshalb das Trägersignal symmetrisch zwischen Null und Eins mit der Periodendauer T_{PWM} verläuft. Aus dem Vergleich mit dem Trägersignal mit den Referenzwerten T_{ref1} und T_{ref2} werden die Schaltpulse wie folgt abgeleitet:

- Ist der Funktionswert des Trägersignals geringer als der erste Referenzwert T_{ref1} , so ist die untere Schaltfunktion eingeschaltet.
- Ist der Funktionswert des Trägersignals größer als der erste Referenzwert T_{ref1} und aber kleiner als der zweite Referenzwert T_{ref2} , so ist die mittlere Schaltfunktion eingeschaltet.

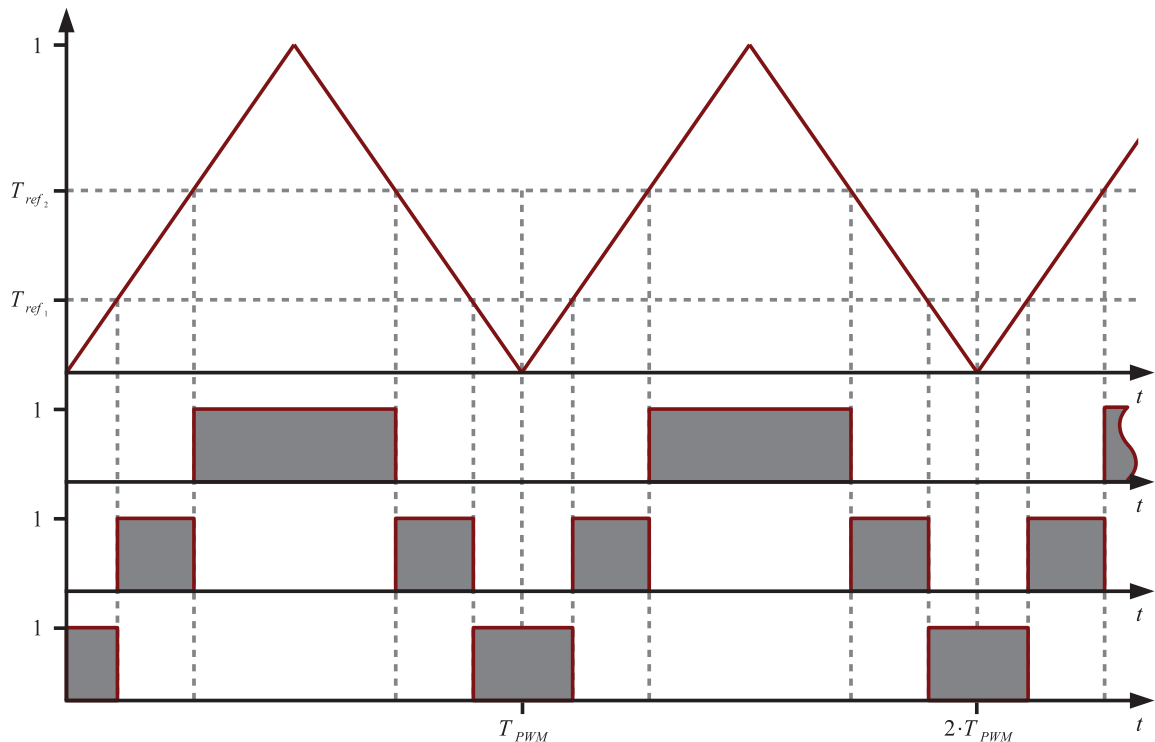


Abbildung 5.2: Symmetrische Modulation mit dreieckförmiger Trägerfunktion. Durch Vergleich mit den Referenzwerten T_{ref1} und T_{ref2} und logischen Verknüpfungen werden die Schaltfunktionen abgeleitet. Die Trägerfunktion wird mit der Periodendauer T_{PWM} wiederholt.

- Ist der Funktionswert des Trägersignals größer als der zweite Referenzwert T_{ref2} , so ist die obere Schaltfunktion eingeschaltet.

Die Referenzzeitpunkte T_{ref1} und T_{ref2} können bei einem Matrixumrichter mit $r = 3$ spannungseinprägenden Phasen für eine stromeinprägende Phase q nach (5.9) und (5.10) bestimmt werden.

$$T_{ref1} = \tilde{x}_{q,1} \quad (5.9)$$

$$T_{ref2} = \tilde{x}_{q,1} + \tilde{x}_{q,2} \quad (5.10)$$

Aus Abbildung 5.2 ist erkennbar, dass die Halbleiterventile, deren Schaltzustand vom Zustand der mittleren Schaltfunktion beeinflusst werden, mit der doppelten Trägerfrequenz f_{PWM} geschaltet werden — während jene Halbleiterventile, welche über die obere oder untere Schaltfunktion angesteuert werden, gerade mit der einfachen Trägerfrequenz f_{PWM} geschaltet werden.

Folglich würden die Halbleiterventile der mittleren Schaltfunktion mit der doppelten Schaltverlustleistung beaufschlagt als die übrigen Ventile, weshalb die Verwendung eines dreieckförmigen Trägersignals im Falle des Matrixumrichters nicht als vorteilhaft angesehen werden kann.

In Abbildung 5.3 ist die asymmetrische Modulation mit einem sägezahnförmigen Trägersignal dargestellt. Das Funktionsprinzip zur Erzeugung der Schaltfunktionen folgt dem bereits erläuterten Verfahren der symmetrischen Modulation.

Allerdings wird bei der asymmetrischen Modulation keine der Schaltfunktionen mit zweifacher Trägersignalfrequenz repetiert, weshalb alle Halbleiterventile betreffs der Art und Weise

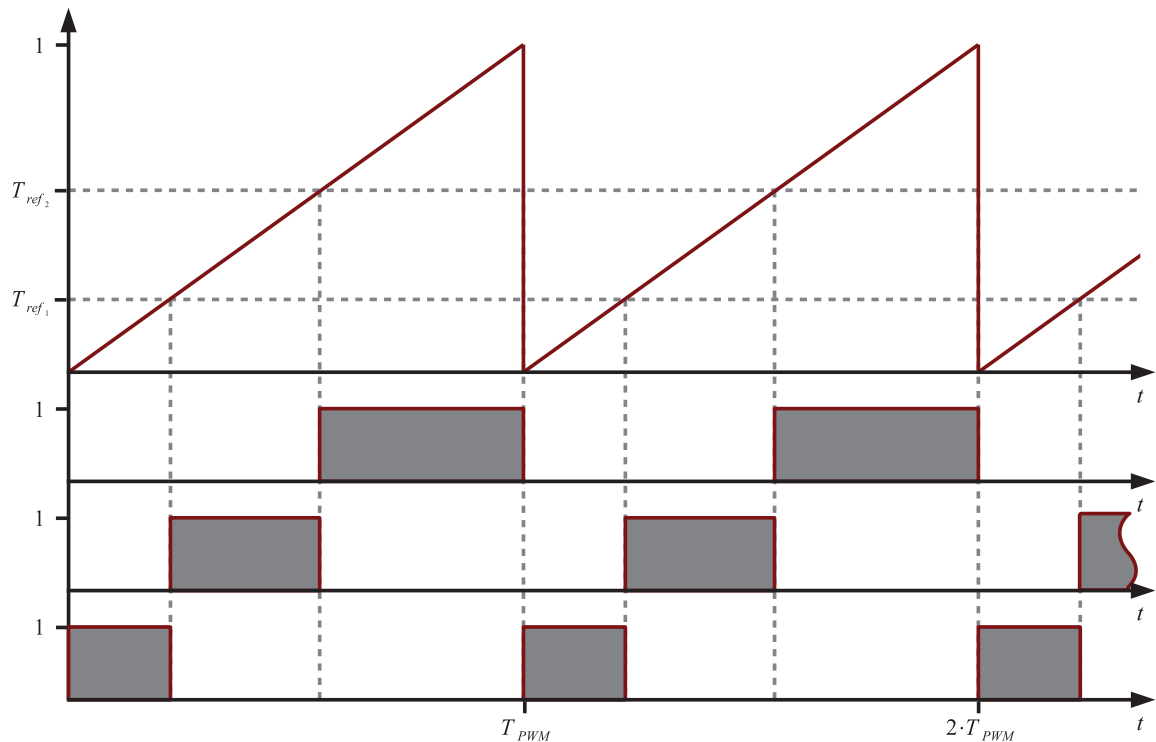


Abbildung 5.3: Asymmetrische Modulation mit sägezahnförmiger Trägerfunktion. Durch Vergleich mit den Referenzwerten T_{ref_1} und T_{ref_2} und logischen Verknüpfungen werden die Schaltfunktionen abgeleitet. Die Trägerfunktion wird mit der Periodendauer T_{PWM} wiederholt.

der Schaltfunktionsmodulation mit derselben Schaltverlustleistung beaufschlagt sind.

Aus den oben genannten Gründen wird für den Matrixumrichter das sägezahnförmige Trägersignal verwendet, weshalb fortan auch für den Spannungszwischenkreisumrichter die asymmetrische Modulation für die nachfolgenden Betrachtungen herangezogen wird, um eine einheitliche Vergleichsbasis zu wahren.

Bei Betrachtung von Abbildung 5.3 ist erkennbar, dass die Impulse der mittleren Schaltfunktion an beiden Flanken moduliert, während die obere und die untere jeweils nur an der linken beziehungsweise der rechten Flanke moduliert werden. Um ein einheitliches Spektrum für jede der Eingangsphasen zu erhalten, müssen die Schaltfunktionen einer jeden stromeinprägenden Phase q dergestalt permutiert werden, so dass die eingepprägten Ströme auf die spannungseinprägende Netzseite in jeder Phase mit je einer rechtsseitig, einer linksseitig und einer beidseitig modulierten Schaltfunktion transformiert werden.

Würde keine Permutation ausgeführt, so würden in der spannungseinprägenden Phase 1 nur Ströme mittels rechtsseitig modulierter Schaltfunktionen, in der spannungseinprägenden Phase 2 nur Ströme mittels beidseitig modulierter Schaltfunktionen und in der spannungseinprägenden Phase 3 nur Ströme mittels linksseitig modulierter Schaltfunktionen hineintransformiert. Dies würde zu unterschiedlichen Spektren in den drei Phasen führen, weshalb eine einphasige Betrachtung dann nicht mehr zulässig und somit eine phasenselektive Auslegung der Eingangsfilter notwendig wäre.

Ohne der später noch folgenden analytischen Berechnung vorgreifen zu wollen, sind zur Verdeutlichung die Ergebnisse einer Fast-Fourier-Transformation eines numerischen Simulationsmodells für beide Fälle dargestellt. Die Abtastfrequenz und -dauer wurde so eingestellt,

dass nur ganzzahlige Vielfache der auftretenden Schwingungen innerhalb des Abtastzeitraums liegen. Die periodische Fortsetzung des abgetasteten Signals entspricht folglich dem Originalsignal, weshalb keine Leckeffekte auftreten und die Ergebnisse der Fast-Fourier-Transformation exakt sind [Mey02].

In Abbildung 5.4 und Abbildung 5.5 sind die resultierenden Stromspektren des spannungseinprägenden Netzes für den Matrixumrichter dargestellt. Die Ausgangsfrequenz wurde auf 75 Hz, der Modulationsgrad auf 100 % eingestellt. Die Trägerfrequenz wurde aus Darstellungsgründen auf $f_{PWM} = 2$ kHz festgelegt.

Die Stromspektren der spannungseinprägenden Netzseite sind in jeder Phase identisch, falls die Schaltfunktionsanordnung permutiert ausgeführt wird, wie Abbildung 5.4 zeigt. In diesem Falle kann eine einphasige Filterauslegung durchgeführt werden. Die Verteilung der Seitenbänder bei permutierter Schaltfunktionsanordnung weist deutlich mehr spektrale Anteile auf, als die Seitenbänder der nicht permutierten Schaltfunktionsanordnung, welche in Abbildung 5.5 dargestellt ist. Allerdings ist bei der nicht permutierten Schaltfunktionsanordnung in der spannungseinprägenden Phase 2 eine starke Amplitudenerhöhung im oberen Seitenband festzustellen. Folglich sind hier bei der Verwendung hoher Schaltfrequenzen erhebliche Aufwände im Bereich der Eingangsfiler zu erwarten; außerdem wäre eine phasenselektive Filterauslegung erforderlich.

Um einen symmetrischen Filterentwurf durchführen zu können, wird fortan von einer permutierten Schaltfunktionsanordnung mit folgender Permutationsvorschrift ausgegangen. Wurde in (5.9) und (5.10) die erste Schaltfunktion für den Referenzwert T_{ref1} verwendet und die Summe der ersten und zweiten Schaltfunktion für T_{ref2} , so müssen in den folgenden stromeinprägenden Phasen die jeweils nächsten Schaltfunktionen herangezogen werden. Für die q -te stromeinprägende Phase würden sich beispielsweise die Referenzwerte T_{ref1} und T_{ref2} nach (5.11) und (5.12) berechnen. Für alle weiteren Phasen ist diese Permutationsvorschrift sinngemäß weiterzuführen.

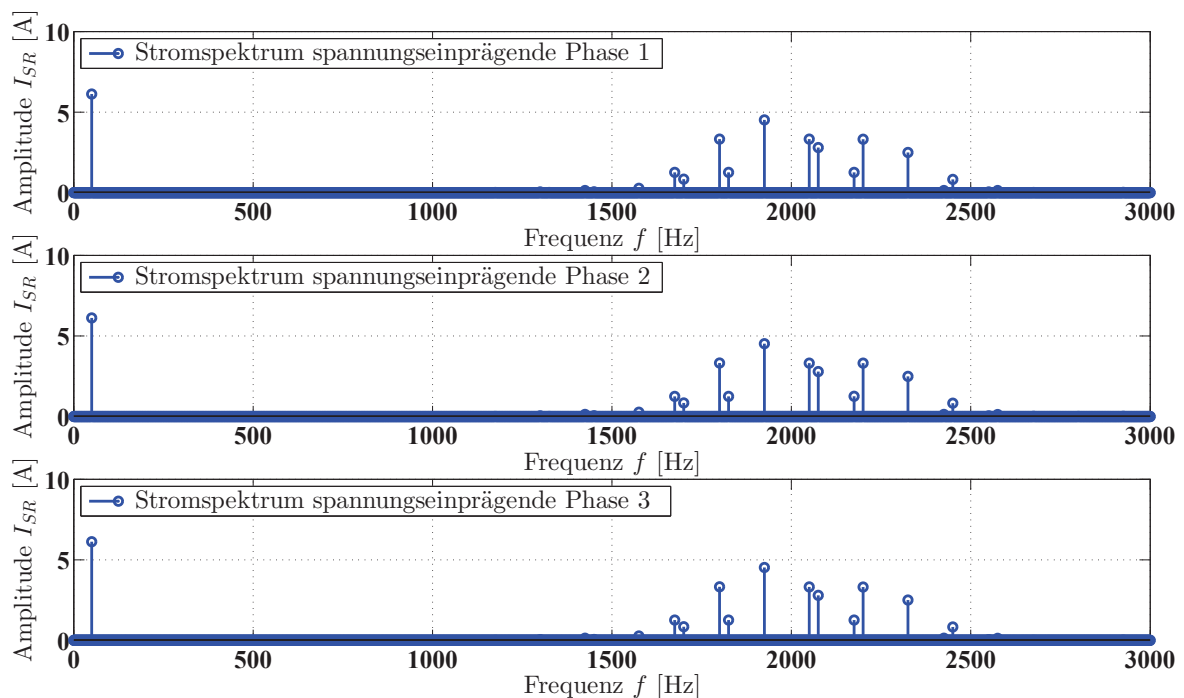


Abbildung 5.4: Stromspektren auf der spannungseinprägenden Netzseite für permutierte Schaltfunktionsanordnung bei 75 Hz Lastfrequenz und einem Modulationsgrad von 100 %.

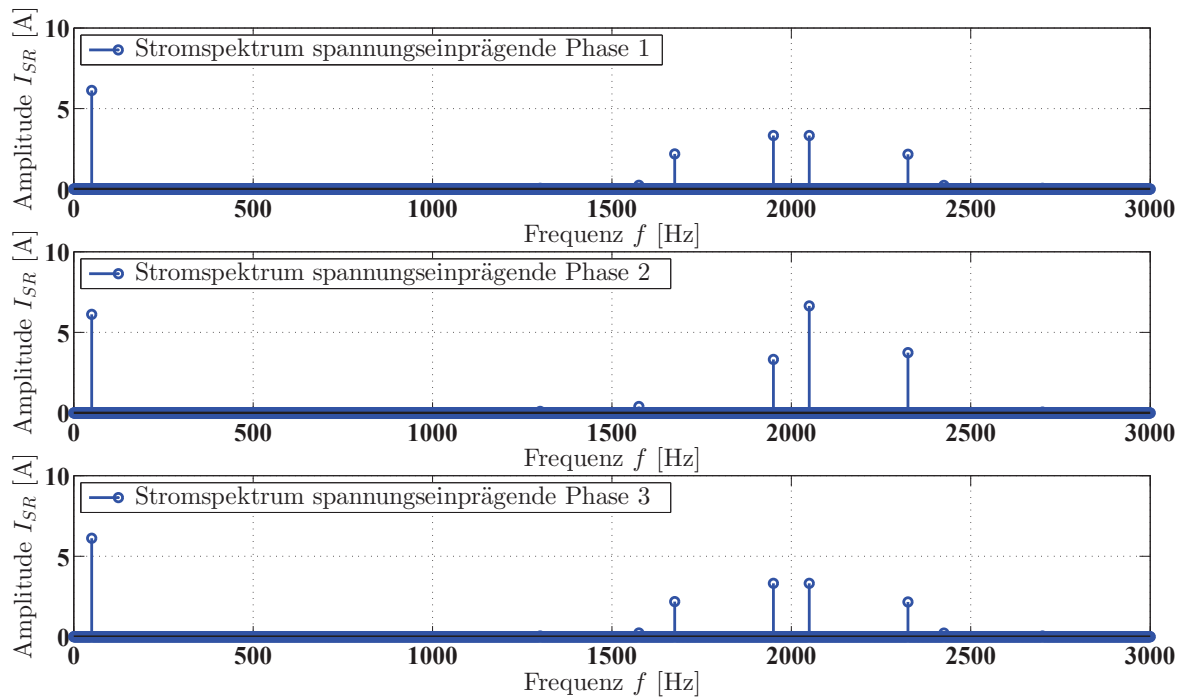


Abbildung 5.5: Stromspektren auf der spannungseinprägenden Netzseite *ohne permutierte Schaltfunktionsanordnung* bei 75 Hz Lastfrequenz und einem Modulationsgrad von 100 %.

$$T_{ref1} = \tilde{x}_{q,q} \quad (5.11)$$

$$T_{ref2} = \tilde{x}_{q,q} + \tilde{x}_{q,(q+1)} \quad (5.12)$$

5.2 Berechnung der realen Spektren

Um die Spektren der beiden Umrichter zu erhalten, müssen die Rückwirkungen in eine Fourier-Reihe entwickelt werden. Für periodische Funktionen, welche die Dirichletschen Bedingungen erfüllen, kann das Spektrum durch die Berechnung der Koeffizienten über eine Periode der Funktion ermittelt werden [Pap06, Bro06].

Allerdings weisen die Schaltfunktionen eine doppelte Periodizität auf. Zum einen weisen die Pulse der Schaltfunktionen die selbe Periodizität der Trägerfunktion auf, zum anderen unterliegt die Impulsdauer der Periodizität der Modulationsfunktion [Sch12a].

Falls die Modulationsfunktionsperiode ein ganzzahliges Vielfaches der Trägersignalperiode wäre, so könnte die Berechnung der Fourier-Reihe über das einfache Integral zur Koeffizientenberechnung nach [Pap06, Bro06] erfolgen. Oftmals stehen beide Perioden jedoch nicht in einem ganzzahligen Verhältnis zueinander, weshalb zur Berechnung der Fourierkoeffizienten auf ein Doppelintegral nach [Tol76] zurückgegriffen werden muss. Die Fourier-Koeffizienten c_{mn} berechnen sich demnach gemäß (5.13).

$$c_{mn} = \frac{1}{\lambda\xi} \iint f(z,y) \cdot e^{-j\pi \cdot (\frac{m \cdot z}{\lambda} + \frac{n \cdot y}{\xi})} dz dy \quad (5.13)$$

Hierbei sind λ und ξ jeweils die halben Perioden der Funktion $f(z,y)$. Erwartungsgemäß verfügen die Koeffizienten der Fourierreihe nun nicht mehr über eine einfache Ordnung, sondern

über eine zweifache Ordnung — weshalb die Fourier-Koeffizienten durch die Laufvariablen m und n indiziert werden.

Die sich ergebende Fourierreihe wird im komplexen Zahlenraum anhand (5.14) angegeben.

$$f(z,y) = \sum_{m,n=-\infty}^{\infty} c_{mn} \cdot e^{j\pi \cdot \left(\frac{m \cdot z}{\lambda} + \frac{n \cdot y}{\xi}\right)} \quad (5.14)$$

5.2.1 Spektrum der Schaltfunktionen

Um in den folgenden Abschnitten die Berechnung der Stromrichterspektren durchführen zu können, werden in diesem Abschnitt zunächst die Spektren der Schaltfunktionen ermittelt, welche die entscheidende Charakteristik der Stromrichterspektren vorgeben.

In Abbildung 5.6 sind drei Impulse einer Schaltfunktion dargestellt. Wie bereits in (5.4) angeführt, nimmt die Schaltfunktion während der Dauer T_{ein} den Wert 1 an; währenddessen sie den Wert 0 im übrigen Periodenintervall annimmt.

Seien die auf 2π normierten, zeitvarianten Ein- und Ausschaltpunkte des betrachteten k -ten Schaltimpulses mit α_{ein} und α_{aus} benannt, so kann die Berechnung der Fourierkoeffizienten zu (5.15) vereinfacht werden, da im vorliegenden Fall die zu zerlegende Funktion $f(x,y)$ gerade die Schaltfunktion ist.

$$c_{mn} = \frac{1}{4\pi^2} \int_{-\pi}^{\pi} \int_{\alpha_{ein}}^{\alpha_{aus}} e^{-j \cdot (m \cdot z + n \cdot y)} dz dy \quad (5.15)$$

Bei der Berechnung der Spektren ist die Lage der Schaltfunktionsimpulse innerhalb der Trägerperiode je nach Stromrichtertyp von eminenter Bedeutung, da diese sich auf die Gestalt der Spektren auswirkt, wie bereits in Abschnitt 5.1 für den Matrixumrichter gezeigt wurde.

Sei bei der Betrachtung eines Matrixumrichters die betrachtete, stromeinprägende Phase $q = 1$ und die untere, mittlere und obere Schaltfunktion jeweils $x_{1,1}$, $x_{1,2}$ und $x_{1,3}$, dann ergäben sich die zu lösenden Integrale für die Fourier-Koeffizienten der Schaltfunktionen $c_{qr,mn}$ der unteren, der mittleren und der oberen Schaltfunktion nach (5.16) bis (5.18), wobei die Grenzen des inneren Integrals durch die auf 2π normierten Referenzwerte T_{ref1} und T_{ref2}

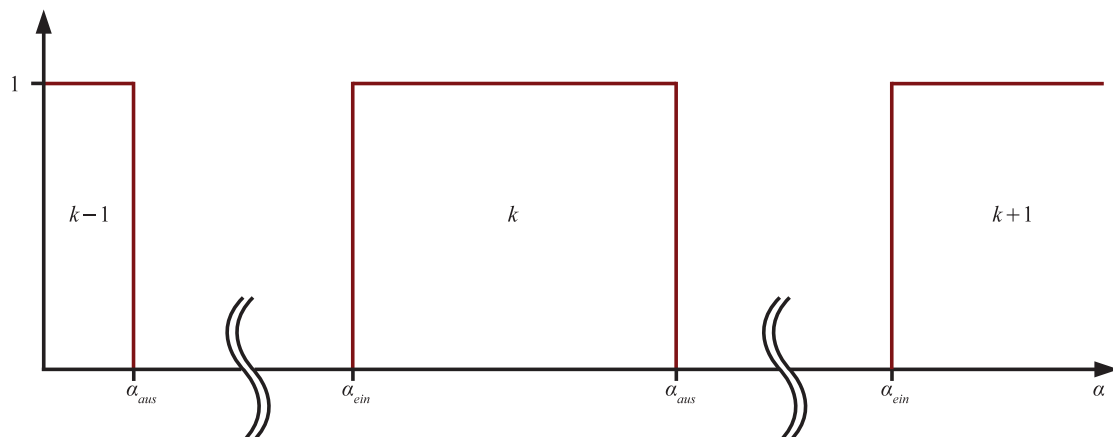


Abbildung 5.6: Drei Schaltimpulse einer Schaltfunktion. Die Schaltfunktion nimmt zwischen α_{ein} und α_{aus} den Wert 1 an. Während der übrigen Zeit nimmt sie den Wert 0 an. Die Schaltpunkte α_{ein} und α_{aus} ergeben sich aus den auf 2π normierten Schaltzeiten, welche sich durch Ansetzen der Modulationsfunktion nach (5.7) ergeben.

vorgegeben werden¹.

$$c_{11,mn} = \frac{1}{4\pi^2} \int_{-\pi}^{\pi} \int_0^{2\pi \cdot \tilde{x}_{1,1}} e^{-j \cdot (m \cdot z + n \cdot y)} dz dy \quad (5.16)$$

$$c_{12,mn} = \frac{1}{4\pi^2} \int_{-\pi}^{\pi} \int_{2\pi \cdot \tilde{x}_{1,1}}^{2\pi \cdot (\tilde{x}_{1,1} + \tilde{x}_{1,2})} e^{-j \cdot (m \cdot z + n \cdot y)} dz dy \quad (5.17)$$

$$c_{13,mn} = \frac{1}{4\pi^2} \int_{-\pi}^{\pi} \int_{2\pi \cdot (\tilde{x}_{1,1} + \tilde{x}_{1,2})}^{2\pi} e^{-j \cdot (m \cdot z + n \cdot y)} dz dy \quad (5.18)$$

Beim Spannungszwischenkreisumrichter, bei dem lediglich zwei spannungseinprägende Phasen am Entstehen des Spannungsspektrums beteiligt sind, muss diese Überlegung nicht durchgeführt werden, da jede stromeinprägende Phase während einer Trägerperiode einmal auf die erste und einmal auf die zweite spannungseinprägende Phase geschaltet wird. Wie in [Bla53] gezeigt wurde, ist es dabei unerheblich, welche der beiden Phasen zuerst und welche danach auf die stromeinprägende Phase geschaltet wird.

5.2.2 Reales Spektrum eines Matrixumrichters

Ausgehend von den Überlegungen zur einphasigen Ersatzschaltung eines stromeinprägenden Stromrichters in Abschnitt 2.1, soll nun das Stromspektrum für einen Matrixumrichter abgeleitet werden. Die einphasige Ersatzstromquelle I_{SR} aus Abbildung 2.2 ist äquivalent zum Strom, welcher vom Stromrichter in Abbildung 5.1 in die entsprechende Phase eingepreßt wird.

Demzufolge kann das Stromspektrum nach (5.2) berechnet werden, indem eine der r spannungseinprägenden Phasen ausgewählt wird. Sei $r = 1$ die spannungseinprägende Phase, in der das Stromspektrum ermittelt wird, dann folgt aus (5.2) die Beziehung (5.19) für den Störstrom im Frequenzbereich $I_{SR}(\omega)$.

$$I_{SR}(\omega) = \mathfrak{F} \{ x_{1,1} \cdot i_{i1} + x_{2,1} \cdot i_{i2} + x_{3,1} \cdot i_{i3} \} \quad (5.19)$$

Da die eingepreßten Ströme \vec{i}_i zeitvariant sind, wird (5.19) im Frequenzbereich vereinfacht zu (5.20), wobei die Operation $*$ als Faltungsoperator zu verstehen ist.

$$I_{SR}(\omega) = \mathfrak{F} \{ x_{1,1} \} * \mathfrak{F} \{ i_{i1} \} + \mathfrak{F} \{ x_{2,1} \} * \mathfrak{F} \{ i_{i2} \} + \mathfrak{F} \{ x_{3,1} \} * \mathfrak{F} \{ i_{i3} \} \quad (5.20)$$

Die Spektralkoeffizienten der Schaltfunktionen können anhand (5.16) bis (5.18) berechnet werden. Die Fourier-transformierte Schaltfunktion $\mathfrak{F} \{ x_{1,1} \}$ wird beispielsweise anhand (5.16) berechnet, wobei für die Fälle $m = 0$ und $n = 0$ Fallunterscheidungen getroffen werden. Für (5.16) ergeben sich somit die Integrale (5.21) bis (5.23). Hierbei wurde für $\tilde{x}_{1,1}$ bereits die Modulationsfunktion nach (5.7) eingesetzt.

¹ Für die anderen q stromeinprägenden Phasen unterliegen folgerichtig auch die Grenzen des inneren Integrals der Permutationsvorschrift aus (5.11) und (5.12).

$$c_{11,00} = \frac{1}{2\pi} \int_{-\pi}^{\pi} \left(\frac{1}{3} + \hat{x} \cos(y) \right) dy \quad (5.21)$$

$$c_{11,0n} = \frac{1}{2\pi} \int_{-\pi}^{\pi} \left(\frac{1}{3} + \hat{x} \cos(y) \right) \cdot e^{jny} dy \quad (5.22)$$

$$c_{11,mn} = \frac{1}{jm4\pi^2} \int_{-\pi}^{\pi} \left(e^{jm2\pi \cdot \left(\frac{1}{3} + \hat{x} \cos(y) \right)} - 1 \right) \cdot e^{jny} dy \quad (5.23)$$

Die Beziehungen (5.21) bis (5.23) sind numerisch integrierbar und können daher direkt mittels eines Digitalrechners berechnet werden. Für eine weiterführende Darstellung der Berechnung dieser Integrale sei auf [Hol98], sowie auf die einschlägige, mathematische Literatur [Reh59] verwiesen¹.

Sind nunmehr die Koeffizienten der Fourierreihe der Schaltfunktionen bekannt, so genügen die Fouriertransformierten der Schaltfunktionen (5.24).

$$\begin{aligned} X_{q,r}(\omega) &= c_{qr,00} \cdot \delta(\omega) \\ &+ \sum_{\substack{n=-\infty \\ n \neq 0}}^{\infty} c_{qr,0n} \cdot \delta(\omega + n \cdot \omega_0) \\ &+ \sum_{\substack{m=-\infty \\ m \neq 0}}^{\infty} c_{qr,m0} \cdot \delta(\omega + m \cdot \omega_T) \\ &+ \sum_{\substack{m=-\infty \\ m \neq 0}}^{\infty} \sum_{\substack{n=-\infty \\ n \neq 0}}^{\infty} c_{qr,mn} \cdot \delta(\omega + n \cdot \omega_0 + m \cdot \omega_T) \end{aligned} \quad (5.24)$$

Hierbei bezeichnet der erste Summand den Gleichanteil, welcher eine Dirac-Distribution δ bei der Kreisfrequenz $\omega = 0$ aufweist, der zweite Summand repräsentiert alle Schwingungen des Basisbands, welche Dirac-Distributionen bei den ganzzahligen Vielfachen der Modulationskreisfrequenz $n \cdot \omega_0$ aufweisen. Der dritte Summand beinhaltet die Harmonischen des Trägers bei ganzzahligen Vielfachen der Trägerkreisfrequenz $m \cdot \omega_T$ und der vierte Summand alle spektralen Anteile der Seitenbänder, welche neben den Harmonischen der Trägerfrequenz $m \cdot \omega_T$ ganzzahlige Vielfache der $n \cdot \omega_0$ aufweisen.

Die Ströme am Matrixumrichter \vec{i}_i seien ideal sinusförmig eingepreßt, dann können sie gemäß (5.25) für den speziellen Fall der drei stromeinprägenden Phasen $q = 3$ in den Frequenzbereich transformiert werden.

$$\mathfrak{F} \left\{ \vec{i}_i \right\} = \mathfrak{F} \left\{ \begin{bmatrix} \hat{i} \cos(\omega_i t) \\ \hat{i} \cos(\omega_i t - \frac{2\pi}{3}) \\ \hat{i} \cos(\omega_i t + \frac{2\pi}{3}) \end{bmatrix} \right\} = \begin{bmatrix} \hat{i} \cdot \delta(\omega \pm \omega_i) \cdot e^{j \frac{0}{\omega_i} \omega} \\ \hat{i} \cdot \delta(\omega \pm \omega_i) \cdot e^{j \frac{-2\pi}{3\omega_i} \omega} \\ \hat{i} \cdot \delta(\omega \pm \omega_i) \cdot e^{j \frac{2\pi}{3\omega_i} \omega} \end{bmatrix} \quad (5.25)$$

Wird gemäß (5.20) der k -te, eingepreßte Strom aus (5.25) mit der zugehörigen k -ten

¹ Bei analytischer Lösung der vorliegenden Integrale treten Besselfunktionen auf, welche die Fourierkoeffizienten in Abhängigkeit des Modulationsgrades charakterisieren.

Schaltfunktion mit der Gestalt (5.24) gefaltet, so ergibt sich das Faltungsintegral nach (5.26). Hierbei wird der Phasenwinkel dieser k -ten Phase durch $\varphi_k = \frac{2\pi(1-k)}{q}$ ausgedrückt.

$$\begin{aligned}
X_{I_k}(\omega) = & \int_{-\infty}^{\infty} \left\{ c_{00} \cdot \delta(\xi) \right. \\
& + \sum_{\substack{n=-\infty \\ n \neq 0}}^{\infty} c_{k1,0n} \cdot \delta(\xi + n \cdot \omega_0) \\
& + \sum_{\substack{m=-\infty \\ m \neq 0}}^{\infty} c_{k1,m0} \cdot \delta(\xi + m \cdot \omega_T) \\
& \left. + \sum_{\substack{m=-\infty \\ m \neq 0}}^{\infty} \sum_{\substack{n=-\infty \\ n \neq 0}}^{\infty} c_{k1,mn} \cdot \delta(\xi + n \cdot \omega_0 + m \cdot \omega_T) \right\} \\
& \cdot (\delta(\omega - \xi + \omega_i) + \delta(\omega - \xi - \omega_i)) \cdot \hat{i} \cdot e^{j \frac{\varphi_k}{\omega_i} \cdot (\omega - \xi)} d\xi
\end{aligned} \tag{5.26}$$

Das Faltungsintegral in (5.26) ist gerade dann nicht Null, wenn der Faltungsoperator ξ die Werte $\xi = \omega + \omega_i$ oder $\xi = \omega - \omega_i$ annimmt. Demzufolge ergibt sich bei Ausführung aller Faltungen und Summation dieser Faltungsprodukte in (5.20) für das gesamte Stromspektrum (5.27).

$$\begin{aligned}
I_{SR}(\omega) = & \sum_{k=1}^q \hat{i} \cdot e^{\pm j \varphi_k} \cdot \left\{ c_{k1,00} \cdot \delta(\omega \mp \omega_i) \right. \\
& + \sum_{\substack{n=-\infty \\ n \neq 0}}^{\infty} c_{k1,0n} \cdot \delta(\omega \mp \omega_i + n \cdot \omega_0) \\
& + \sum_{\substack{m=-\infty \\ m \neq 0}}^{\infty} c_{k1,m0} \cdot \delta(\omega \mp \omega_i + m \cdot \omega_T) \\
& \left. + \sum_{\substack{m=-\infty \\ m \neq 0}}^{\infty} \sum_{\substack{n=-\infty \\ n \neq 0}}^{\infty} c_{k1,mn} \cdot \delta(\omega \mp \omega_i + m \cdot \omega_T + n \cdot \omega_0) \right\}
\end{aligned} \tag{5.27}$$

Bei genauer Betrachtung von (5.26) fällt auf, dass der Term $c_{k1,00} \cdot \delta(\omega \mp \omega_i)$ eine Spektrallinie bei der Kreisfrequenz $\omega = \omega_i$, bedingt. Dies überrascht zunächst, da ein sinnvoller Energieaustausch nur bei der Kreisfrequenz $\omega = \omega_u$ auftritt. Allerdings muss hierbei beachtet werden, dass aufgrund des Phasenwinkels $e^{\pm j \varphi_k}$ die geometrische Summe zwangsläufig zu Null wird, da $c_{k1,00}$ nur einen reellen, jedoch keinen imaginären Anteil hat, wie leicht aus (5.21) aufgrund des dort nicht vorhandenen Drehoperators e^{jny} geschlossen werden kann.

Deshalb ist die tatsächlich auftretende Grundschwingung mit der Kreisfrequenz $\omega = \omega_u$ im Funktionsterm $c_{k1,0n} \cdot \delta(\omega \mp \omega_i + n \cdot \omega_0)$ mit $n = 1$ versteckt, da für die Argumente der Fourierkoeffizienten $\arg(c_{k1,01}) = \arg(c_{11,01}) + 2\pi/3 \cdot (k-1)$ gilt, wie anhand (5.22) nachvollzogen werden kann und die Modulationskreisfrequenz mit $\omega_0 = \omega_u + \omega_i$ definiert ist. Somit werden die Zeiger der komplexen Fourierkoeffizienten $c_{k1,01}$ in Verbindung mit dem Drehoperator $e^{\pm j \varphi_k}$ auf einander gedreht und demnach gleichsinnig addiert.

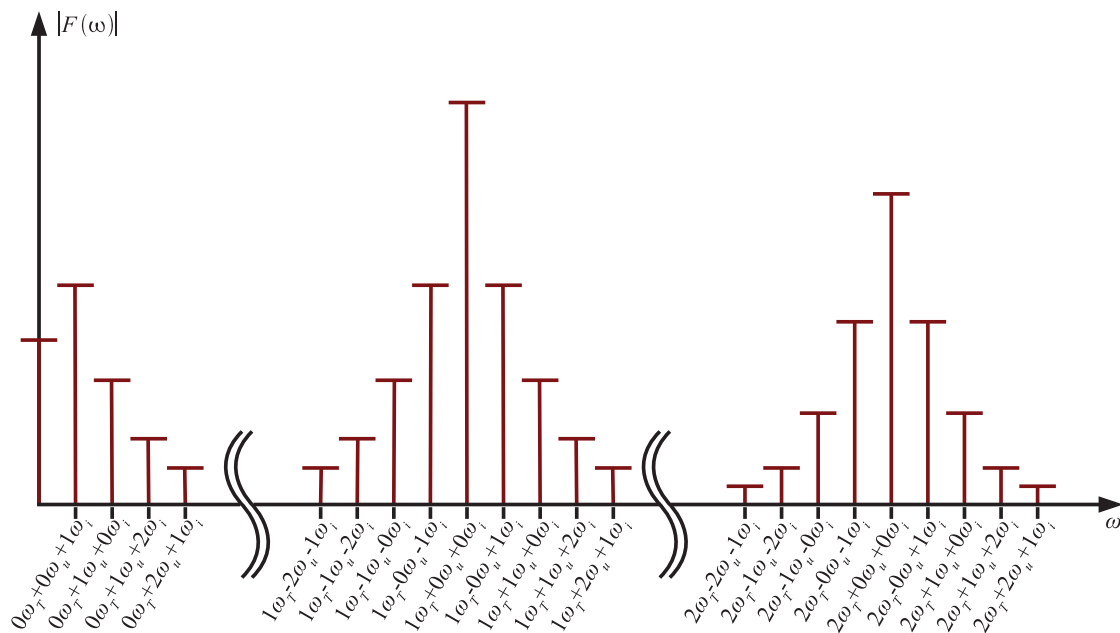


Abbildung 5.7: Qualitative Darstellung des resultierenden Spektrums mit Gleichanteil, Grundschwingung und der Harmonischen im Basisband ($0 \cdot \omega_T + n \cdot \omega_u + (n \pm 1) \cdot \omega_i$), sowie die Harmonischen der Trägerfunktion mit ihren Seitenbändern ($m \cdot \omega_T + n \cdot \omega_u + (n \pm 1) \cdot \omega_i$) für einen Matrixumrichter. Hierbei ist ω_T die Kreisfrequenz der Trägerfunktion, ω_u im Falle des Matrixumrichters die eingeprägte Netzkreisfrequenz und ω_i die Lastfrequenz. Die gezeigte Darstellung wurde unter der Annahme $\omega_i < \omega_u$ erstellt. Es ist ersichtlich, dass die Lage und somit auch die Reihenfolge der Spektrallinien innerhalb der einzelnen Spektralgruppen nicht nur von der konstanten Netzfrequenz ω_u sondern auch von der variablen Lastfrequenz ω_i abhängt.

In Abbildung 5.7 ist qualitativ das resultierende Spektrum dargestellt. Auf der linken Seite befindet sich das Basisband mit den Harmonischen des Modulationssignals bei den Kreisfrequenzen $n \cdot \omega_u + (n \mp 1) \cdot \omega_i$. Die Kreisfrequenzen ω_u und ω_i sind im Falle des Matrixumrichters die Netzkreisfrequenz beziehungsweise die Lastkreisfrequenz.

In der Mitte und rechts im Bild befinden sich die Harmonischen der Trägerfunktion sowie die sich ausbildenden Seitenbänder bei den Kreisfrequenzen $m \cdot \omega_T + n \cdot \omega_u + (n \pm 1) \cdot \omega_i$.

Im weiteren Fortgang werden die in Abbildung 5.7 durch die Schlangelinien der Kreisfrequenzachse abgetrennten Bereiche nunmehr als Spektralgruppe bezeichnet. Da die Lage der Harmonischen innerhalb der Spektralgruppen von der Lastkreisfrequenz ω_i abhängt, können die Harmonischen der Spektralgruppen nicht allein am Koeffizientenlaufparameter n der Fourier-Reihe identifiziert werden. Für Lastfrequenzen, welche höher als die Netzfrequenz sind — für die folglich $\omega_i > \omega_u$ gilt — werden beispielsweise die Harmonischen bei $m \cdot \omega_T + 1 \cdot \omega_i$ und $m \cdot \omega_T + 1 \cdot \omega_u$ vertauscht. Daher sei bei der Notation der Harmonischen innerhalb der Spektralgruppen im Weiteren folgende Konvention vereinbart: Die Harmonischen innerhalb der Spektralgruppen werden jeweils anhand ihres Abstandes zu der im Zentrum der Spektralgruppe befindlichen Trägerfrequenzspektrallinie identifiziert.

Da die Ein- und Ausschaltpunkte α_{ein} und α_{aus} Funktionen des Modulationsgrades sind, geht aus (5.15) und (5.27) hervor, dass die Gewichte der Dirac-Distributionen des Stromspektrums eine Abhängigkeit von der Amplitude des eingepprägten Stroms \hat{i} als auch des Modulationsgrades aufweisen, welcher in die Berechnung der Fourier-Koeffizienten eingeht. Für die Abhängigkeit der Gewichte der Dirac-Distributionen bezüglich des eingepprägten Stroms \hat{i} kann aus (5.27)

gefolgert werden, dass die Gewichte proportional zur Amplitude des eingepprägten Stroms \hat{i} sind, weshalb diesem Punkt bei der Untersuchung der Parametervariation keine detaillierte Beachtung geschenkt werden muss.

Anders verhält es sich dagegen beim Modulationsgrad. Dieser wirkt sich, wie exemplarisch für die stromeinprägende Phase $q = 1$ in (5.16) bis (5.18) gezeigt, bereits auf die Fourierkoeffizienten der Schaltfunktion aus, weshalb an dieser Stelle ein nichttrivialer Zusammenhang zwischen dem Modulationsgrad und den Gewichten der Dirac-Distributionen existiert.

Die Lage der Dirac-Distributionen in den Spektralgruppen wird neben der Netzkreisfrequenz maßgeblich durch die Kreisfrequenz des eingepprägten Stromes — also der Lastkreisfrequenz — beeinflusst, wie den Argumenten der Dirac-Distributionen aus (5.27) entnommen werden kann.

In Abbildung 5.8 ist das einphasige Stromspektrum eines Matrixumrichters, welcher die Berechnungsparameter aus Tabelle 4.3 befriedigt, dargestellt. Aus Gründen der Darstellung wurde die Pulsfrequenz f_{PWM} jedoch auf 2 kHz festgelegt. Bei der Berechnung wurde zunächst der Modulationsgrad g auf 50 % festgesetzt und nur die Frequenz der eingepprägten Ströme variiert.

Die Grundschiwingung ändert ihre Position erwartungsgemäß nicht. Die dort befindliche Spektrallinie ist stets bei der Frequenz der eingepprägten Spannungen f_u platziert, welche im gezeigten Beispiel 50 Hz beträgt.

In den Spektralgruppen für $|m| \geq 1$ ist keine Änderung in den Gewichten der Dirac-Distributionen zu bemerken. Allerdings spreizen sich die Spektralgruppen auseinander, das heißt, die n Oberschwingungen innerhalb der Spektralgruppen entfernen sich von der jeweiligen Trägerharmonischen ihrer Spektralgruppe. In extremen Fällen, wenn die Frequenz der eingepprägten Ströme f_i die Größenordnung der Trägerfrequenz erreicht, würden sich die einzelnen Spektralgruppen überlappen. Im weiteren Verlauf dieser Arbeit sei jedoch angenommen, dass

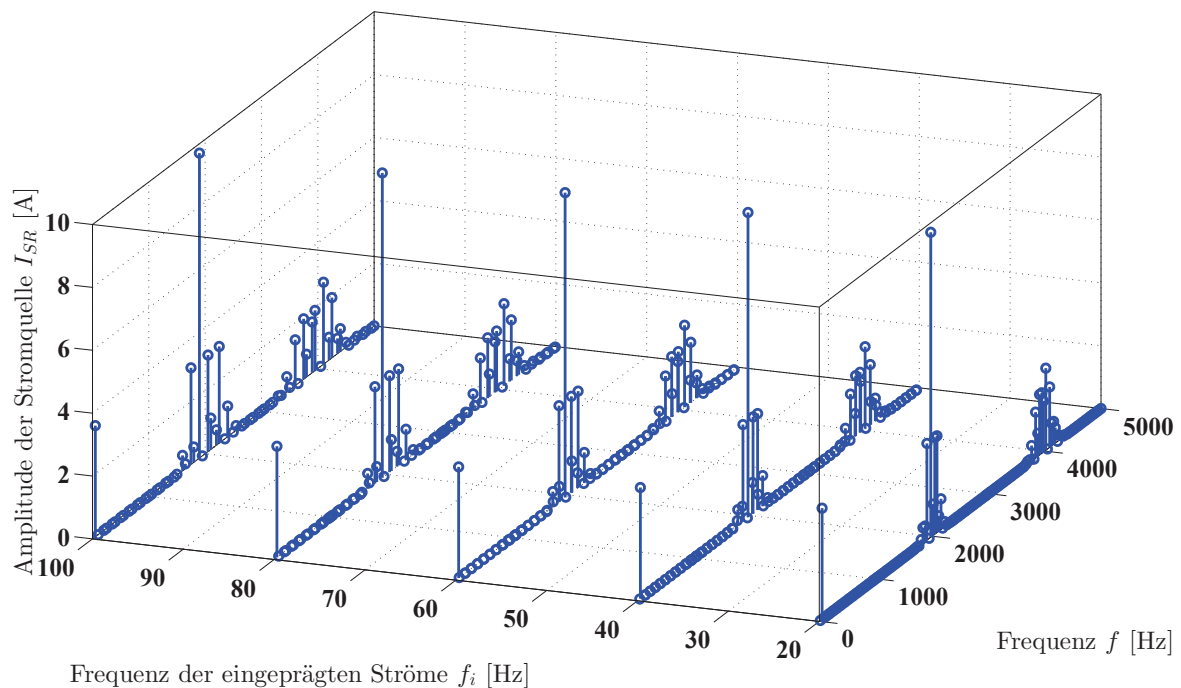


Abbildung 5.8: Stromspektrum eines Matrixumrichters mit der Pulsfrequenz $f_{PWM} = 2$ kHz unter Variation der Frequenz der eingepprägten Ströme f_i . Der Modulationsgrad ist fest auf 50 % eingestellt.

stets ein ausreichend großer Abstand zwischen den Spektralgruppen vorhanden ist. Dies wird bei der später folgenden Berechnung der Koeffizienten des für die Filterauslegung erforderlichen Frequenzbereichs von Bedeutung sein, um Einschränkungen aufgrund der partiellen Konvergenzeigenschaften der Fourier-Koeffizienten annehmen zu dürfen.

Bei Betrachtung der ersten Spektralgruppe fällt auf, dass im unteren Seitenband eine Harmonische mit erheblicher Amplitude erwächst. Offensichtlich wirkt an dieser Stelle eine Schwingung, deren Amplitude sogar ein Vielfaches der Grundschwingung einnimmt und daher ein erhebliches Maß an Verzerrungsblindleistung bedingt.

Für die spätere Filterauslegung müssen Harmonische mit derart hohen Amplituden herangezogen werden, weshalb im weiteren Verlauf die ungünstigsten Betriebszustände anhand der signifikanten Spektrallinien zu identifizieren sind.

Wie oben beschrieben, ist der zweite interessierende Variationsparameter der Modulationsgrad g . Dieser wird in Abbildung 5.9 unter einer konstanten Frequenz der eingepprägten Ströme f_i , welche auf 70 Hz eingestellt ist, variiert.

Die prinzipielle Struktur der Spektren bleibt erhalten, allerdings ist eine sehr starke Abhängigkeit einzelner Harmonischer von dem Modulationsgrad festzustellen. Die Amplitude der Grundschwingung ist direkt proportional zum Modulationsgrad.

Die bereits in Abbildung 5.8 identifizierte Schwingung im unteren Seitenband der ersten Spektralgruppe weist eine Antiproportionalität zum Modulationsgrad auf. Für niedrigere Modulationsgrade steigt die Amplitude im Vergleich zu Abbildung 5.8 noch weiter an.

Ein ähnlicher Effekt tritt in der zweiten Spektralgruppe, hier allerdings im oberen Seitenband, auf. Die Amplitude dieser Harmonischen nimmt augenscheinlich für einen Modulationsgrad von 50 % einen Minimalwert an und strebt für kleine oder große Modulationsgrade gegen hohe

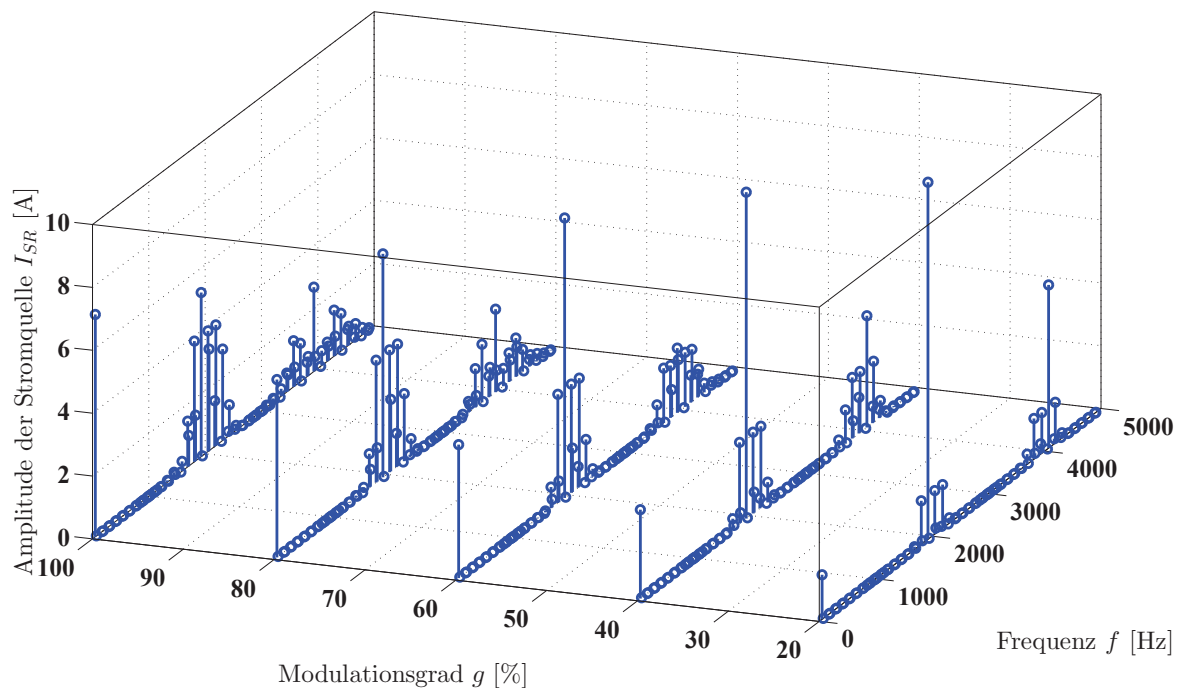


Abbildung 5.9: Stromspektrum eines Matrixumrichters mit der Pulsfrequenz $f_{PWM} = 2\text{kHz}$ unter Variation des Modulationsgrades g . Die Frequenz der eingepprägten Ströme ist fest auf $f_i = 70\text{Hz}$ eingestellt.

Werte.

In Abbildung 5.10 sind die Amplitudenverläufe einiger, auf Grund ihrer Signifikanz exemplarisch ausgewählten Harmonischen über den Modulationsgrad aufgetragen. Während die Grundschwingung der einphasigen Ersatzstromquelle I_{SR} in Abbildung 5.9 eine einfache Proportionalität zwischen Modulationsgrad g und ihrer Amplitude aufwies, weisen die Amplituden der höherfrequenten Harmonischen einen nicht-trivialen Zusammenhang auf. In Abbildung 5.10 weisen die Gesetzmäßigkeiten der Amplitudenverläufe der einzelnen Harmonischen keine Gemeinsamkeiten auf, weshalb die Amplitudenverläufe bei der später durchgeführten Filterberechnung berücksichtigt werden müssen.

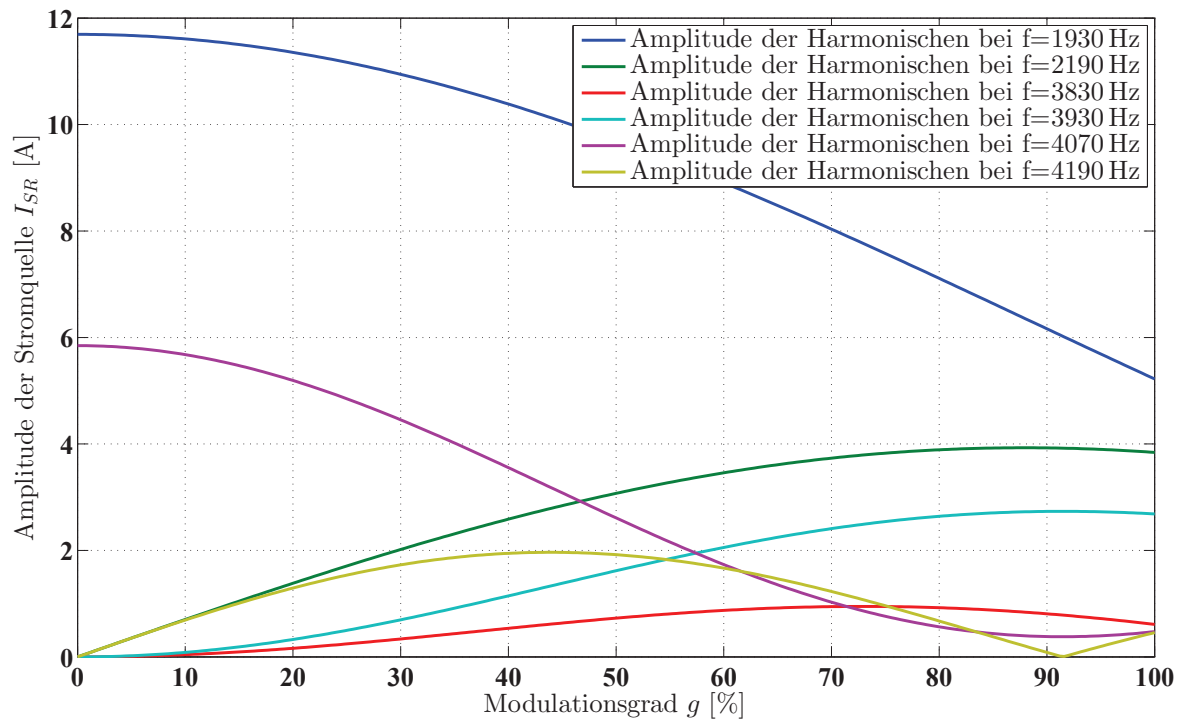


Abbildung 5.10: Amplitudenverläufe einer exemplarischen Auswahl signifikanter Harmonischen über dem Modulationsgrad g beim Matrixumrichter.

5.2.3 Reales Spektrum eines Spannungszwischenkreisumrichters

Das Spannungsspektrum eines Spannungszwischenkreisumrichters ist in der Literatur bereits häufig diskutiert worden [Hol98, McG08, Bow75a, Bow75b, Lu10], weshalb an dieser Stelle lediglich ein kurzer Abriss für das einphasige Spannungsspektrum aus Gründen der Vollständigkeit erfolgen soll.

Die Fourier-Koeffizienten der ersten spannungseinprägenden Phase werden ähnlich wie zuvor beim Matrixumrichter berechnet, allerdings muss die verwendete Modulationsfunktion angepasst werden. Somit ergeben sich die Koeffizienten nach (5.28) bis (5.30) unter Verwendung des generischen Ansatzes der Modulationsfunktion in (5.7) für den Fall $q = 3$ und $r = 2$.

$$c_{11,00} = \frac{1}{2\pi} \int_{-\pi}^{\pi} \left(\frac{1}{2} + \hat{x} \cos(y) \right) dy \quad (5.28)$$

$$c_{11,0n} = \frac{1}{2\pi} \int_{-\pi}^{\pi} \left(\frac{1}{2} + \hat{x} \cos(y) \right) \cdot e^{jny} dy \quad (5.29)$$

$$c_{11,mn} = \frac{1}{jm4\pi^2} \int_{-\pi}^{\pi} \left(e^{jm2\pi \cdot (\frac{1}{2} + \hat{x} \cos(y))} - 1 \right) \cdot e^{jny} dy \quad (5.30)$$

Da die Zwischenkreisspannung als konstant eingepreßt angenommen wird, ist bei der Berechnung des Spannungsspektrums beim Spannungszwischenkreisumrichter keine Faltung nötig. Das einphasige Spannungsspektrum ergibt sich durch Berechnung von (2.3) und Transformation in den Frequenzbereich nach (5.31).

$$U_{SR}(\omega) = \frac{U_{ZK}}{2} \cdot \mathfrak{F} \left\{ x_{1,1} - x_{1,2} - \frac{1}{3} \sum_{k=1}^3 x_{k,1} - x_{k,2} \right\} \quad (5.31)$$

Das resultierende Spektrum ergibt sich demnach zu (5.32).

$$\begin{aligned} U_{SR}(\omega) = & \sum_{k=1}^q \frac{U_{ZK}}{2} \cdot \left\{ \tilde{c}_{k^*,00} \cdot \delta(\omega) \right. \\ & + \sum_{\substack{n=-\infty \\ n \neq 0}}^{\infty} \tilde{c}_{k^*,0n} \cdot \delta(\omega + n \cdot \omega_i) \\ & + \sum_{\substack{m=-\infty \\ m \neq 0}}^{\infty} \tilde{c}_{k^*,m0} \cdot \delta(\omega + m \cdot \omega_T) \\ & \left. + \sum_{\substack{m=-\infty \\ m \neq 0}}^{\infty} \sum_{\substack{n=-\infty \\ n \neq 0}}^{\infty} \tilde{c}_{k^*,mn} \cdot \delta(\omega + m \cdot \omega_T + n \cdot \omega_i) \right\} \\ \text{mit } \tilde{c}_{k^*,mn} = & \begin{cases} \frac{2}{3}(c_{k1,mn} - c_{k2,mn}) & \forall k = 1 \\ -\frac{1}{3}(c_{k1,mn} - c_{k2,mn}) & \forall k \in \mathbb{N}^* \setminus \{1\} \end{cases} \end{aligned} \quad (5.32)$$

Im Gegensatz zum Matrixumrichter existiert beim Spannungszwischenkreisumrichter bezüglich der Charakteristik des Spektrums neben der Höhe der Zwischenkreisspannung, lediglich eine Abhängigkeit bezüglich des Modulationsgrades, welcher in die Berechnung der Fourier-Koeffizienten eingeht. Die Lastfrequenz spielt unter den vorliegenden Modellierungsrandbedingungen, insbesondere dem als elektrisch steif angenommenen Spannungszwischenkreis, keine Rolle bezüglich der Lage der Dirac-Distributionen.

Die qualitative Darstellung des Spektrums eines Spannungszwischenkreisumrichters ist in Abbildung 5.11 gezeigt. Auf der linken Seite befindet sich das Basisband mit den Harmonischen des Modulationssignals bei den Kreisfrequenzen $n \cdot \omega_i$, welche im Falle des Zwischenkreisumrichters die Netzfrequenz ist. In der Mitte und rechts im Bild befinden sich die Harmonischen der Trägerfunktion sowie die sich ausbildenden Seitenbänder bei den Kreisfrequenzen $m \cdot \omega_T + n \cdot \omega_i$.

Anders als zuvor beim Matrixumrichter, sind die Harmonischen beim Spannungszwischenkreisumrichter lediglich von der Netzfrequenz und gegebenenfalls von der Trägerfrequenz abhängig. Daher ergibt sich beim Spannungszwischenkreisumrichter bezüglich der Lage der

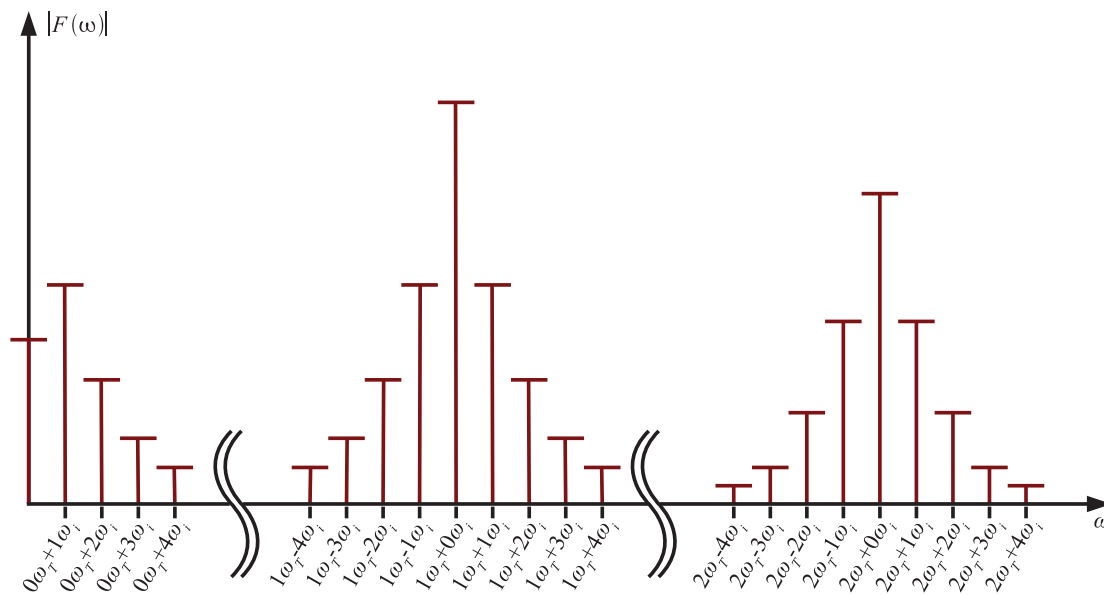


Abbildung 5.11: Qualitative Darstellung des resultierenden Spektrums mit Gleichanteil, Grundschwingung und der Harmonischen im Basisband ($0 \cdot \omega_T + n \cdot \omega_i$), sowie die Harmonischen des Trägersignals mit ihren Seitenbändern ($m \cdot \omega_T + n \cdot \omega_i$) für einen Spannungszwischenkreisumrichter. Hierbei ist ω_T die Kreisfrequenz der Trägerfunktion und ω_i im Falle des Spannungszwischenkreisumrichters die Netzfrequenz. Im Gegensatz zu dem Gesagten bezüglich des Spektrums eines Matrixumrichters — welches in Abbildung 5.7 dargestellt ist — kann gefolgert werden, dass die Lage und somit auch die Reihenfolge der Spektrallinien innerhalb der einzelnen Spektralgruppen nur von der konstanten Netzfrequenz ω_i abhängt.

Dirac-Distributionen ein wohldefiniertes Spektrum unabhängig von der Lastfrequenz. Die Harmonischen sind innerhalb der jeweiligen Spektralgruppe äquidistant mit ganzzahligen Vielfachen der Netzfrequenz um die Pulsfrequenz angeordnet. Beim Spektrum des Spannungszwischenkreisumrichters entspricht folglich die Ordnung der Harmonischen gerade den Fourier-Koeffizientenlaufparametern m und n . Folglich handelt es sich bei dem spektralen Anteil, welcher bei der Frequenz $m \cdot \omega_T + n \cdot \omega_i$ zu finden ist, um die n -te Harmonische der m -ten Spektralgruppe.

In Abbildung 5.12 sind exemplarisch die Spektren des Spannungszwischenkreisumrichter, welcher den Berechnungsparametern aus Tabelle 4.3 genügt, dargestellt. Die Harmonische bei der Netzfrequenz ω_i weist eine direkte Proportionalität zum Modulationsgrad auf. Um die aus Darstellungsgründen auf 2 kHz gewählte Pulsfrequenz und deren Vielfache bilden sich die Spektralgruppen aus.

Erwartungsgemäß weisen die Amplituden der Harmonischen innerhalb der Spektralgruppen ebenfalls eine Abhängigkeit zum Modulationsgrad auf. Allerdings findet sich hierbei keine einfache Proportionalität vor, wie für einige exemplarisch herausgegriffene und signifikanten Harmonischen in Abbildung 5.13 dargestellt. Offensichtlich besteht ein nicht-trivialer Zusammenhang zwischen der Amplitude der Harmonischen und dem Modulationsgrad, was später bei der Filterberechnung Beachtung finden muss.

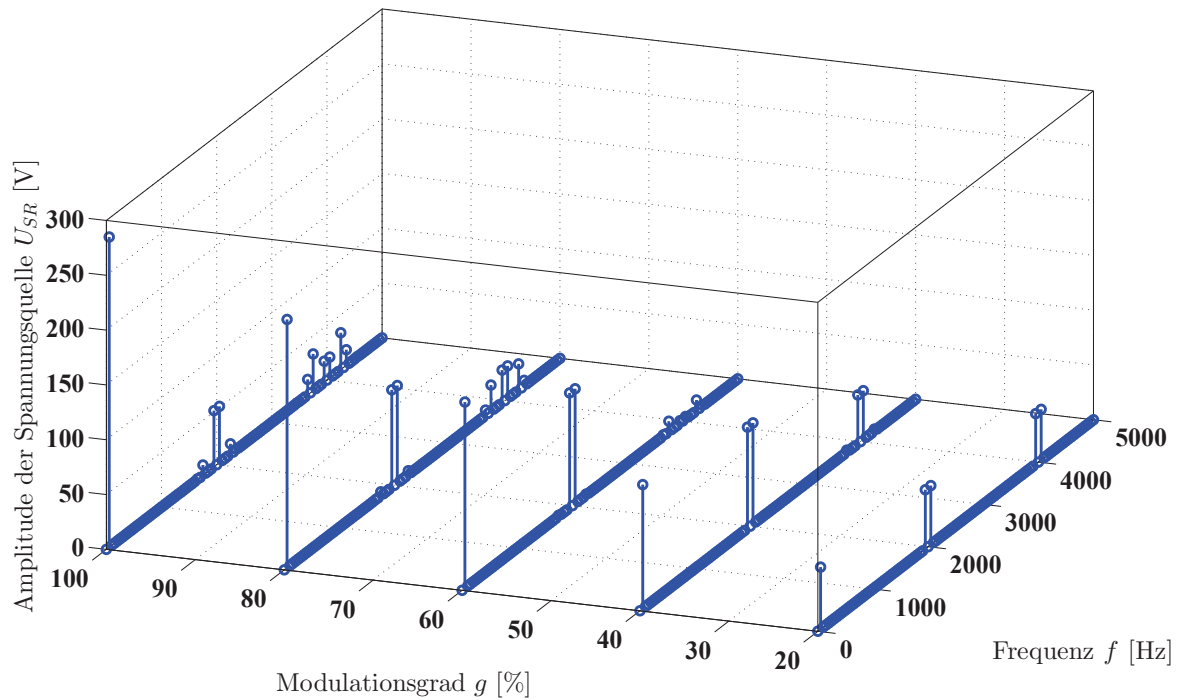


Abbildung 5.12: Spannungsspektrum eines Spannungszwischenkreisumrichters mit der Pulsfrequenz $f_{PWM} = 2 \text{ kHz}$ unter Variation des Modulationsgrades g .

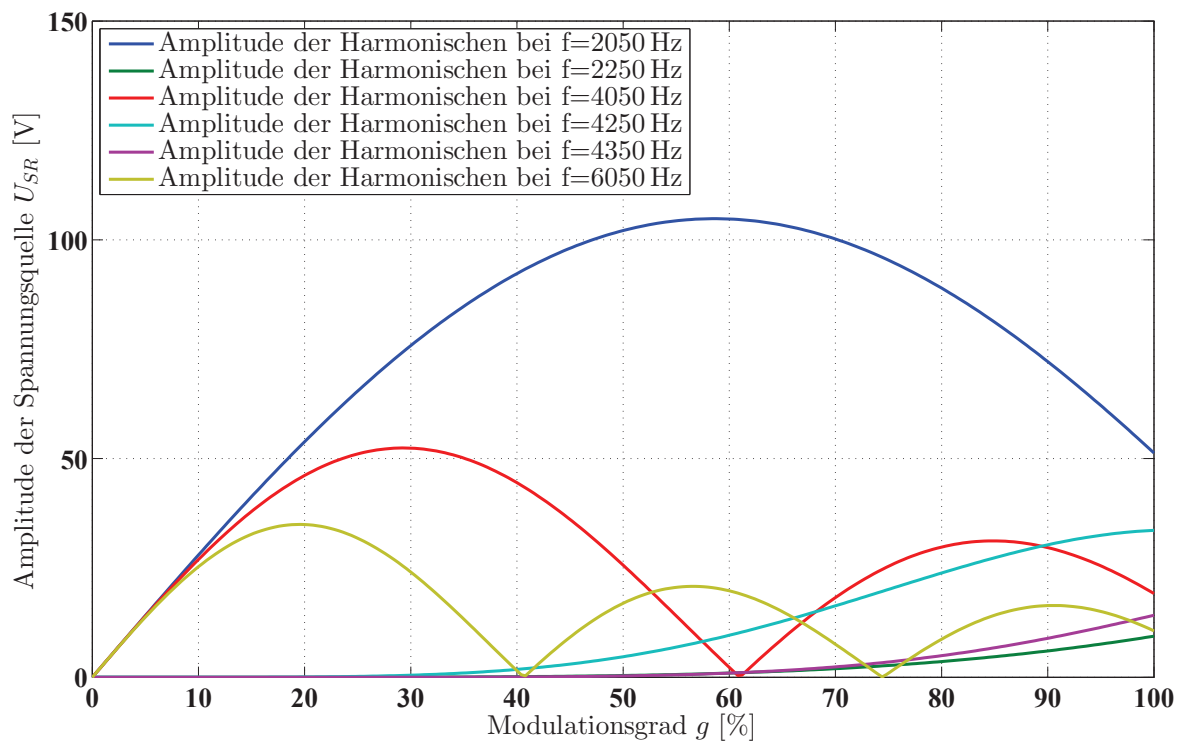


Abbildung 5.13: Amplitudenverlauf einiger signifikanter Harmonischen der einphasigen Ersatzspannung U_{SR} in Abhängigkeit des Modulationsgrades g für einen Spannungszwischenkreisumrichter, welcher die Berechnungsparameter in Tabelle 4.3 befriedigt.

5.3 Berechnung der Eingangfilter anhand realer Spektren

Im Folgenden werden die Eingangfilter nach der in Kapitel 3 vorgestellten Systematik berechnet. Die Filter in Kapitel 4 wurden anhand eines fiktiven Spektrums, welches alle normungsrelevanten, spektralen Anteile umfasst, berechnet. Dieses vollständige Spektrum wurde dann auf der Frequenzachse anhand der gewählten Pulsfrequenz verschoben und mit den Grenzwerten aus Abschnitt 1.6.3 verglichen.

Die prinzipielle Vorgehensweise wird beibehalten, allerdings ist der erforderliche Rechenaufwand, ein alle normungsrelevanten Frequenzanteile umfassendes Spektrum zu berechnen, sehr hoch. Deshalb soll der zu berechnende Frequenzbereich eingeschränkt werden, ohne dass bei der gewählten und zuvor beschriebenen Vorgehensweise Abstriche bezüglich der Ergebnisse zu erwarten sind.

Bei Betrachtung der normativen Grenzwerte nach Tabelle 1.3 sowie deren grafische Darstellung in Abbildung 1.24 ist festzustellen, dass diese im Frequenzbereich bis 500 kHz mit einer Flankensteilheit von $> -20 \frac{\text{dB}}{\text{Dek}}$ verschärft werden; die nachfolgenden Frequenzbereiche zeichnen sich jedoch durch einen konstanten Grenzwertverlauf aus. Hierbei wird im Bereich von 500 kHz bis 5 MHz der niedrigste Grenzwert beibehalten und zwischen 5 MHz und 30 MHz wird der Grenzwert erhöht.

Bezüglich der Konvergenzeigenschaften von Fourier-Koeffizienten ist nach [Tol76] bekannt, dass diese abhängig von der stetigen Differenzierbarkeit der approximierten Originalfunktion konvergieren. Je öfter die Originalfunktion stetig ableitbar ist, desto schneller konvergieren die Koeffizienten ihrer Fourier-Reihe. Die Fourier-Koeffizienten konvergieren jedoch mindestens antiproportional zu ihrer Ordnung gegen Null, sofern die Dirichletschen Bedingungen erfüllt sind¹.

Sei die Heaviside-Funktion zur Beschreibung der Impulse der Schaltfunktionen derart definiert, dass der rechts- und linksseitige Grenzwert an der Sprungstelle existiert und in der Sprungstelle das arithmetische Mittel existiere, dann sind die Dirichletschen Bedingungen erfüllt und die Konvergenzeigenschaften der Fourier-Reihe können zur Begrenzung des zu berechnenden Spektrums herangezogen werden.

Da die in den Schaltfunktionen auftretende Heaviside-Funktion gerade nicht stetig differenziert werden kann, so ist nur die einfache Antiproportionalität als Konvergenzgeschwindigkeit heranzuziehen. Exemplarisch bedeutet dies: Erhöht sich die Ordnung der betrachteten Koeffizienten um zehn, so entspricht dies einer Frequenzerhöhung der zugeordneten Schwingung um den Faktor zehn; wobei sich jedoch gleichzeitig der zugehörige Koeffizient aufgrund der Konvergenzeigenschaften mindestens um den Faktor zehn verringert.

Folglich weisen die Fourier-Koeffizienten mindestens eine Degradation von $\leq -20 \frac{\text{dB}}{\text{Dek}}$ auf, weshalb eine Berechnung der Fourierkoeffizienten für Frequenzen oberhalb von 500 kHz nicht zwingend erforderlich ist, wenn die durch die Konvergenzgeschwindigkeit vorgegebene Hyperbel sich auf einer Spektralgruppe, welche im Bereich 150 kHz bis 500 kHz liegt, abstützt.

Streng genommen wäre sogar nur die Berechnung der niedrigsten, gerade noch im normativ geregelten Frequenzbereich liegenden Spektralgruppe notwendig, wenn sichergestellt ist, dass

¹ Wovon bisher implizit ausgegangen wurde, da angenommen war, die Fourier-Reihe konvergiere in jedem Punkt.

diese gerade auf der Hyperbel der Mindestkonvergenzgrenze¹ liegt.

In Abbildung 5.14 ist exemplarisch ein Teilfrequenzausschnitt für einen Spannungszwischenkreisumrichter, welcher mit einer Pulsfrequenz von $f_{PWM} = 2 \text{ kHz}$ betrieben wird, dargestellt. Die partielle Mindestkonvergenzgrenze der Fourierkoeffizienten, welche rot eingezeichnet ist, stützt sich auf dem oberen Seitenband der zweiten Spektralgruppe ab, welche folglich im vorliegenden Beispiel jene ist, welche maßgebend für die Lage der Konvergenzgrenze und somit für die Amplituden aller anderen spektralen Anteile ist: Alle anderen spektralen Anteile liegen zwangsläufig unter der Mindestkonvergenzgrenze.

Da aber a priori nicht bekannt ist, welche Spektralgruppe die Lage der Mindestkonvergenzgrenze vorgibt, müssen folglich alle Spektralgruppen bis 500 kHz berechnet werden. Im Falle des Spannungszwischenkreisumrichters ist, wie eingangs angeführt, das obere Seitenband der zweiten Spektralgruppe maßgebend, wie die logarithmische Darstellung des Frequenzbereichs bis 500 kHz in Abbildung 5.15 veranschaulicht.

Beim Matrixumrichter stützt sich die Mindestkonvergenzgrenze zwar auch auf der zweiten Spektralgruppe ab, jedoch ist hier das untere Seitenband maßgebend für die Lage der Mindestkonvergenzgrenze, wie in Abbildung 5.16 gezeigt. Für alle anderen Frequenzen liegen wiederum deren spektralen Anteile unterhalb der Mindestkonvergenzgrenze, wie in Abbildung 5.17 dargestellt.

Die Mindestkonvergenz kann jedoch nicht als „Einhüllende“ der Fourierkoeffizienten gedeutet werden, sondern als obere Grenze der Fourierkoeffizienten; daher wird die Berechnung für alle Frequenzen bis 500 kHz ausgeführt.

Kritisch betrachtet ist die oben angeführte Begründung für eine Begrenzung des zu berechnenden Spektrums auf 500 kHz nicht hinreichend, da nicht ausgeschlossen werden kann, dass sich die Mindestkonvergenzhyperbel auf einer Spektralgruppe höherer Ordnung, welche sich oberhalb von 500 kHz befindet, abstützt. Zusätzlich zur Konvergenzgeschwindigkeit der Fourierkoeffizienten, welche letztlich eine mathematische Eigenschaft der Fourier-Reihe ist, können in einem realen Aufbau systembedingte und spektrumsbegrenzende Eigenschaften herangezogen werden. So wird in einem realen Aufbau die Schaltgeschwindigkeit der Halbleiterventile finit sein, weshalb die idealisierte Beschreibung der Schaltpulse durch Heaviside-Funktionen aufgegeben werden muss. Nach [Bro88, Spe11] ist aber gerade die finite Anstiegsgeschwindigkeit der Schaltflanken eine spektrumbegrenzende Größe.

Eine weitere begrenzende Größe ist nach [Spe11] die mittlere Impulsbreite, welche von dem gewählten Ansteueralgorithmus, dem Modulationsgrad und den Lastverhältnissen abhängt.

In Abbildung 5.18 ist ein Schaltimpuls dargestellt. Je nach Verhältnis von Anstiegszeit T_r und mittlerer Impulsdauer σ ergeben sich drei unterschiedliche Formen, deren Einhüllenden ihres Frequenzspektrums in Abbildung 5.19 dargestellt sind:

- Für eine infinit kleine Anstiegszeit T_r mit $T_r \rightarrow 0$ ergibt sich der ideale Rechteckimpuls, welcher durch Heaviside-Funktionen nachgebildet werden kann. Seine Einhüllende fällt jenseits der Knickkreisfrequenz ω_{K1} mit $-20 \frac{\text{dB}}{\text{Dek}}$ ab.

¹ Für die Koeffizienten der Doppelfourierreihe lassen sich sowohl für die spektralen Anteile *innerhalb* einer Spektralgruppe, als auch *für die Spektralgruppen selbst* Mindestkonvergenzgrenzen angeben. Im vorliegenden Fall interessiert jedoch die Konvergenz der Koeffizienten bezogen auf die Spektralgruppen, da die höchsten Amplituden innerhalb der jeweiligen Spektralgruppe für die Filterberechnung maßgebend sind. Daher sei im Folgenden immer die partielle Mindestkonvergenzgrenze der Spektralgruppen gemeint, wenn im Text vereinfachend vom Begriff „Mindestkonvergenzgrenze“ Gebrauch gemacht wird.

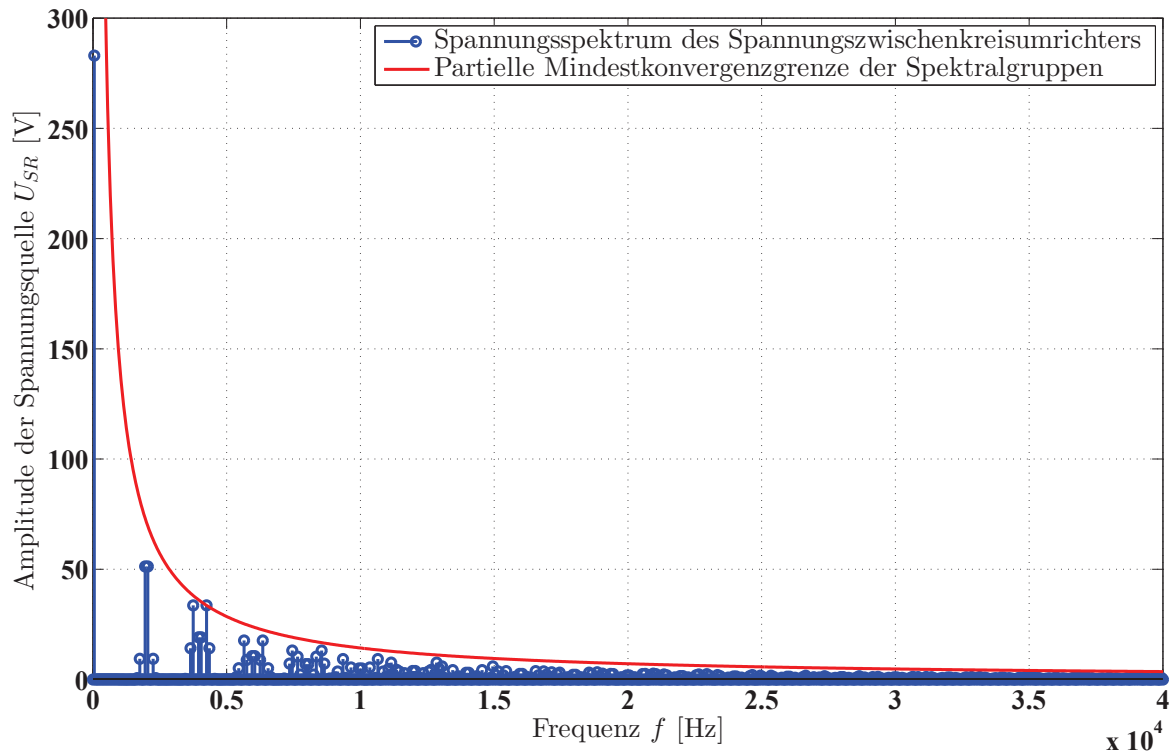


Abbildung 5.14: Teilfrequenzausschnitt des Spannungsspektrums eines Spannungszwischenkreisumrichters bis 40 kHz mit der partiellen Mindestkonvergenzgrenze der Spektralgruppen.

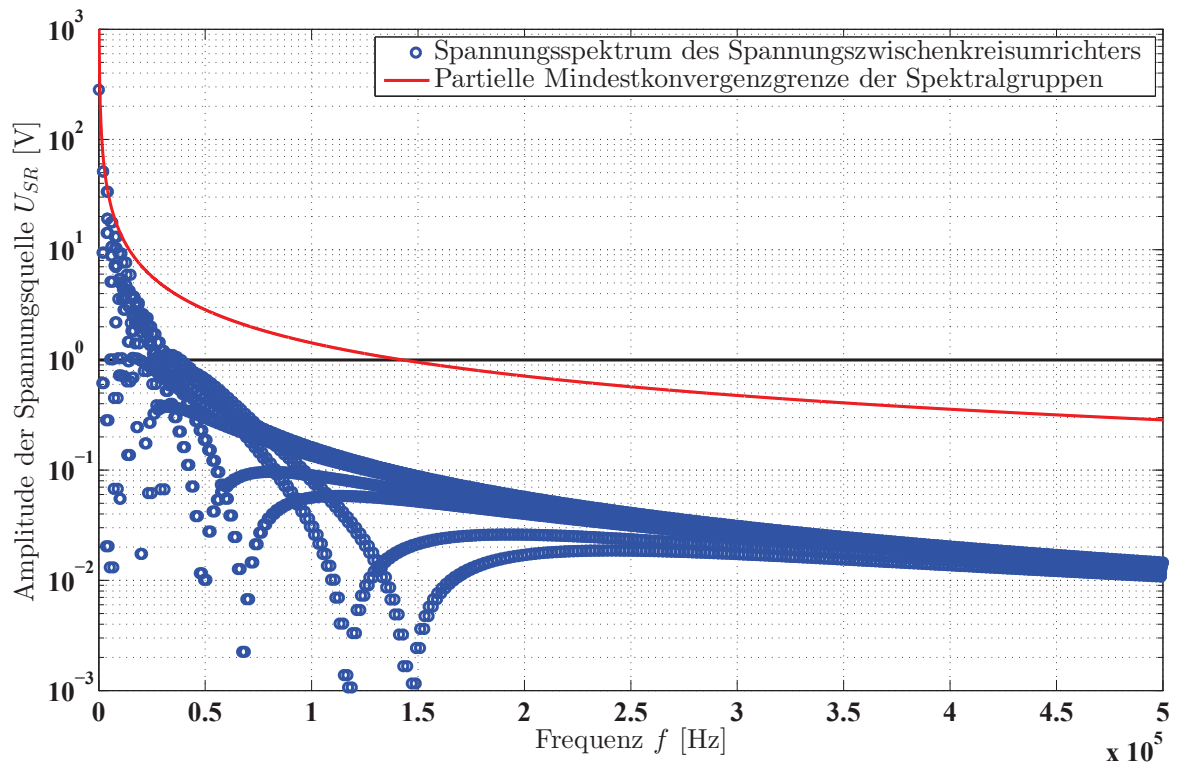


Abbildung 5.15: Logarithmische Darstellung des Teilfrequenzausschnittes bis 500 kHz des Spannungsspektrums eines Spannungszwischenkreisumrichters mit der partiellen Mindestkonvergenzgrenze der Spektralgruppen.

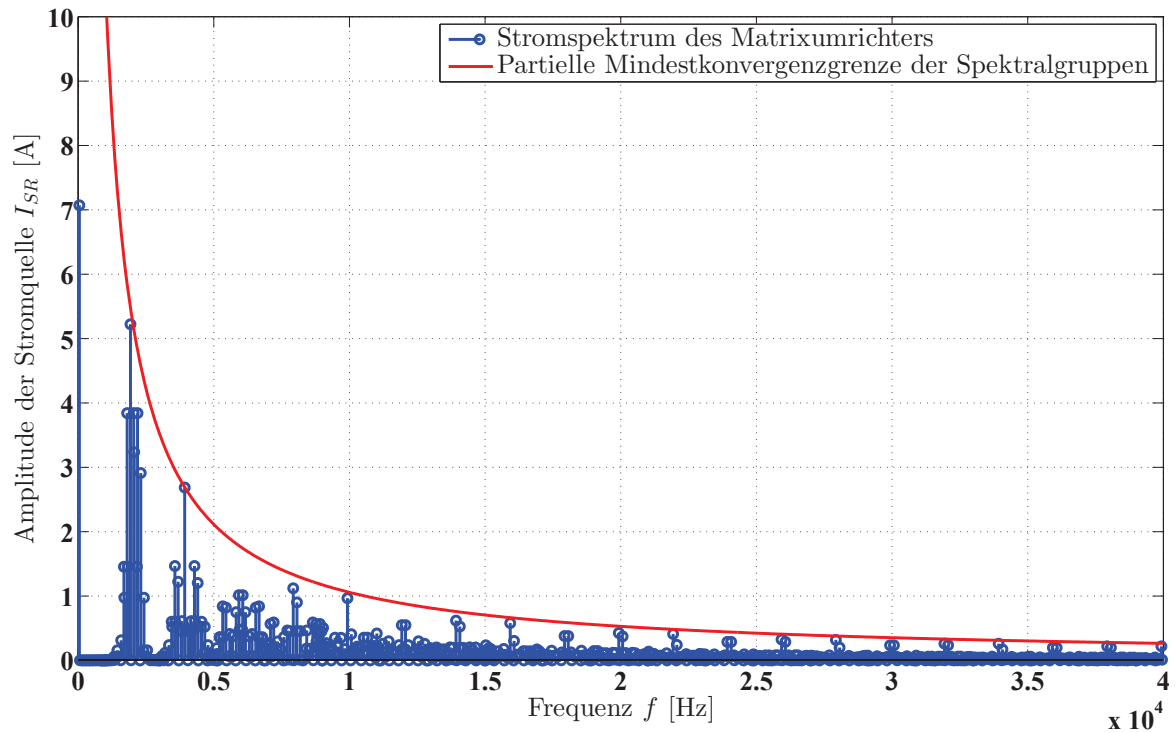


Abbildung 5.16: Teilfrequenzausschnitt des Stromspektrums eines Matrixumrichters bis 40 kHz mit der partiellen Mindestkonvergenzgrenze der Spektralgruppen.

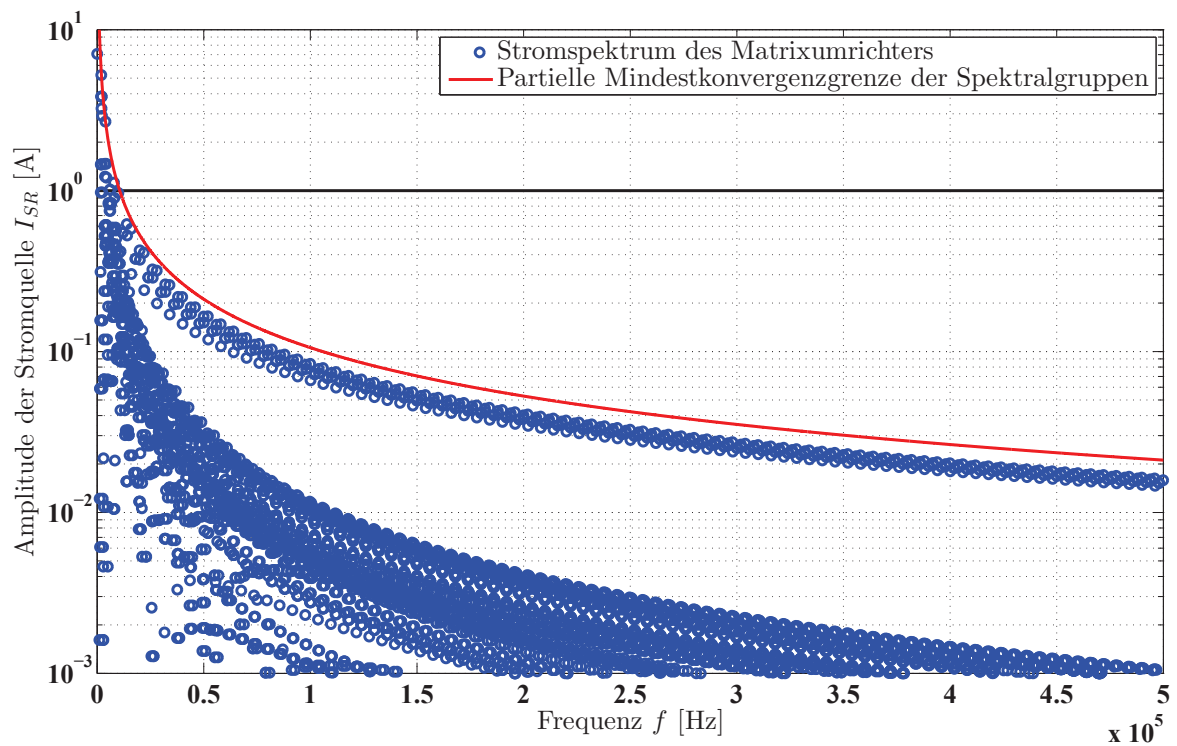


Abbildung 5.17: Logarithmische Darstellung des Teilfrequenzausschnittes bis 500 kHz des Stromspektrums eines Matrixumrichters mit der partiellen Mindestkonvergenzgrenze der Spektralgruppen.

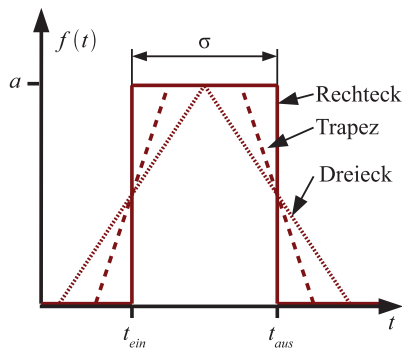


Abbildung 5.18: Abhängig von der mittleren Impulsdauer σ und der Anstiegszeit T_r ergeben sich verschiedene Formen für einen Schaltimpuls. Der Rechteckimpuls wird bei einem realistischen Schaltvorgang nicht erreicht. Stattdessen bildet sich, je nach Verhältnis von mittlerer Impulsdauer σ und Anstiegszeit T_r ein trapez- oder dreieckförmiger Verlauf aus [Spe11].

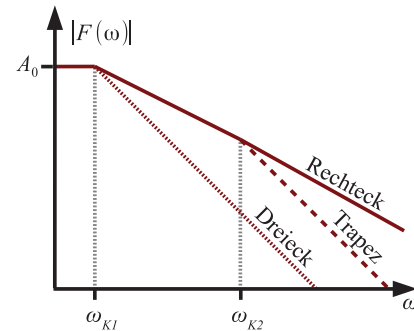


Abbildung 5.19: Abhängig von der in Abbildung 5.18 gezeigten Form des Schaltimpulses wird nach [Spe11] die Einhüllende des resultierenden Spektrums begrenzt. Hierbei bestimmt die mittlere Impulsbreite σ die Knickkreisfrequenz ω_{K1} , sowie die Anstiegszeit T_r die Knickkreisfrequenz ω_{K2} .

- Für mittlere Anstiegszeit T_r bezogen auf die mittlere Impulsbreite σ mit $T_r < \frac{\sigma}{2}$ ergibt einen Trapezimpuls. Die Einhüllende dieses Impulses fällt oberhalb der Knickkreisfrequenz ω_{K1} mit $-20 \frac{\text{dB}}{\text{Dek}}$ und oberhalb der Knickkreisfrequenz ω_{K2} mit $-40 \frac{\text{dB}}{\text{Dek}}$ ab.
- Für den Grenzfall $T_r = \frac{\sigma}{2}$ ergibt sich ein dreieckförmiger Verlauf. Die Einhüllende dieses zeitlichen Verlaufs fällt bereits jenseits der Knickkreisfrequenz ω_{K1} mit $-20 \frac{\text{dB}}{\text{Dek}}$ ab, da die Knickkreisfrequenz ω_{K2} für diesen Fall mit der Knickkreisfrequenz ω_{K1} zusammenfällt.

Nach [Spe11] berechnen sich die Knickkreisfrequenzen nach (5.33) und (5.34).

$$\omega_{K1} = \frac{2}{\sigma} \quad (5.33)$$

$$\omega_{K2} = \frac{2}{T_r} \quad (5.34)$$

Es sei an dieser Stelle keine Aussage über die Knickkreisfrequenz ω_{K1} getroffen, da diese zum einen, wie oben angeführt, von verschiedenen Parametern abhängt und eine Einschränkung derselben die Allgemeingültigkeit beschneiden würde.

Die Knickkreisfrequenz ω_{K2} kann in allgemeiner Form für ein bestimmtes Verhältnis von Anstiegszeit und Pulsperiode $h = \frac{T_r}{T_{PWM}}$ angegeben werden. Somit ergibt sich die Knickkreisfrequenz ω_{K2} nach (5.35).

$$\omega_{K2} = 2 \cdot \frac{1}{h} \cdot f_{PWM} \quad (5.35)$$

Wird die Knickfrequenz f_{K2} exakt auf die zuvor avisierte Berechnungsgrenze des Spektrums bei 500 kHz gelegt, so ergäbe sich ein Verhältnis von Anstiegszeit und Pulsperiode $h = 0,012$. Im Vergleich zu einer in [Rei07] aufgeführten Bespielauslegung einer Treiberschaltung, bei der das Verhältnis der Anstiegszeit und Pulsperiode $h = 0,05$ beträgt, besteht folglich eine

erhebliche Sicherheitsreserve bezüglich der Treiberauslegung¹. Würde beispielsweise bei einer Pulsfrequenz von $f_{PWM} = 2$ kHz ebenfalls ein Verhältnis von Anstiegszeit und Pulsperiode von $h = 0,05$ angestrebt, so läge die Knickfrequenz gemäß (5.35) sogar bereits bei $f_{K2} = 12,7$ kHz.

Wird bei der später folgenden Filterauslegung die Pulsfrequenz erhöht, so wird das zuvor für die Pulsfrequenz $f_{PWM} = 2$ kHz berechnete Spektrum als Ganzes verschoben, weshalb das oben berechnete Verhältnis der Anstiegszeit und Pulsperiode $h = 0,012$ für alle berechneten Pulsfrequenzen konstant bleibt und somit die Betrachtung Allgemeingültigkeit besitzt. Dies setzt bei Eintritt in eine mögliche Realisierungsphase allerdings voraus, daß ausreichend schnell geschaltet werden kann, was im Wesentlichen davon abhängt, ob die parasitären Elemente des Last- und Steuerkreises, die Treiberleistungen und die halbleiterphysikalischen Effekte dies zulassen. Andernfalls muss entweder geprüft werden, inwieweit die Knickkreisfrequenz durch Verringern der Sicherheitsreserve bei 500 kHz gehalten werden kann oder die Filterauslegung muss dediziert für diesen Fall — möglicherweise unter Verwendung eines erweiterten Spektrums — durchgeführt werden.

Zusammenfassend werden folgende Gründe für die Beschränkung des betrachteten Spektrums bis zu einer Frequenz von $f = 500$ kHz herangezogen, welche zwar keine streng mathematisch hinreichenden Bedingungen, jedoch in der Summe ihrer Eigenschaften im ingenieurwissenschaftlichen Sinne ausreichend sind:

- Die normativen Grenzwerte weisen im Frequenzbereich von 150 kHz bis 500 kHz eine Flankensteilheit von $\geq -20 \frac{\text{dB}}{\text{Dek}}$ auf; bei höheren Frequenzen bleiben sie konstant, wie in Abbildung 1.24 gezeigt.
- Die Konvergenzeigenschaft der betrachteten Heaviside-Pulsen weist eine partielle Mindestkonvergenzgeschwindigkeit von $-20 \frac{\text{dB}}{\text{Dek}}$ auf.
- Die bei der Filterauslegung ohnehin vorzusehenden, stromrichterseitigen Reaktanzen dämpfen das Spektrum zusätzlich mit einer Flankensteilheit von $-20 \frac{\text{dB}}{\text{Dek}}$.
- In einem realen Aufbau werden keine idealen Rechteckimpulse realisierbar sein, weshalb eine finite Anstiegszeit angenommen werden kann. Gerade diese Anstiegszeit bedingt eine höhere Konvergenzgeschwindigkeit oberhalb der Knickfrequenz f_{K2} . Diese Knickfrequenz f_{K2} kann gemäß einer in [Rei07] aufgeführten Beispielsanwendung für das bei der Pulsfrequenz $f_{PWM} = 2$ kHz berechnete Spektrum mit hohem Sicherheitsfaktor (circa 42) auf die Frequenz $f = 500$ kHz gelegt werden.

Unter der Annahme, dass die Treiberschaltungen per Eingangsdefinition der Randbedingungen auch für hohe Pulsfrequenzen genügend Ansteuerleistung zur Verfügung stellen können, das definierte Verhältnis von Anstiegszeit und Pulsperiode von $h = 0,012$ zu gewährleisten, sind die angeführten Begründungen auch für die im weiteren Untersuchungsverlauf verwandten Pulsfrequenzen gültig; weshalb im weiteren Verlauf die Eingangfilter beider Stromrichter für ein reales Eingangsspektrum unter Heranziehung der oben getroffenen Annahmen berechnet werden.

Allerdings können durch die Betrachtung lediglich eines Betriebspunktes keine validen Aussagen bezüglich der Eingangfilter der Stromrichter getroffen werden; weshalb im nächsten Kapitel zunächst eine geeignetere Berechnungsalgorithmik diskutiert wird, um anschließend die benötigten Eingangfilter zu dimensionieren.

¹ Je geringer das Verhältnis von Anstiegszeit und Pulsperiode ist, desto größer wird der auf die gewählte Pulsfrequenz bezogene Treiberaufwand, da die leistungselektronischen Halbleiterventile in kürzerer Zeit geschaltet werden müssen.

KAPITEL 6

Vergleich der Eingangfilter basierend auf Pseudospektren

In Kapitel 5 wurden die Eingangfilter der Stromrichter anhand realer Spektren in einem bestimmten Betriebspunkt berechnet. Allerdings wurde bereits in Abbildung 5.10 und in Abbildung 5.13 gezeigt, dass die Amplituden in beiden Fällen eine Abhängigkeit vom Modulationsgrad g aufweisen. Daher muss angenommen werden, dass ein Eingangfilter, welches für ein Spektrum nur eines Betriebspunktes ermittelt wurde, nicht ausreichend ist, die Störspannungen für alle Betriebspunkte unterhalb die Grenzwerte aus Abschnitt 1.6.3 zu dämpfen; es müssten vielmehr alle Betriebspunkte in ein Spektrum zusammengefasst sein, anhand dessen die Filterberechnungsalgorithmik den für alle Betriebspunkte ausreichenden Filter berechnet.

Wie bereits in Kapitel 4 sollen die Oberflächendiagramme lediglich der Illustration der Oberflächencharakteristik dienen. Exemplarische Zahlenwerte werden am Ende dieses Kapitels angegeben. In Kapitel 8 werden dann zweidimensionale Diagramme zur quantitativen Diskussion der Eingangfilterbauvolumina herangezogen.

6.1 Berechnung von Pseudospektren aus der Menge der Eingangsspektren

Aufgrund der Fähigkeit der bereits zuvor angewandten Filteralgorithmik, exakt jene Spektrallinie, für die der höchste Filteraufwand zu treiben ist, zu identifizieren und einen geeigneten Eingangfilter zu berechnen, kann ein Spektrum zugeführt werden, welches alle Betriebspunkte enthält. Seien $\Gamma(\omega, \vec{x})$ alle Spektren, deren Gestalt auf die Einflussparameter in \vec{x} abgestellt sind, dann wird das für die Filterberechnung im Folgenden herangezogene Pseudospektrum $\tilde{\Gamma}(\omega)$ nach (6.1) berechnet.

$$\tilde{\Gamma}(\omega) = \max_{\vec{x}} \Gamma(\omega, \vec{x}) \quad (6.1)$$

Jenes Pseudospektrum $\tilde{\Gamma}(\omega)$ deckt nunmehr alle Schwingungsamplituden, welche durch Parametervariation entstehen können, ab. Somit werden die errechneten Filter auch allen Betriebsmodi des Stromrichters im Sinne der Grenzwerteinhaltung gerecht.

6.2 Ergebnisse der Filterberechnung des Matrixumrichters

Für die in Tabelle 4.3 zusammengefassten Parameter wird der zuvor in Kapitel 3 dargestellte Filterberechnungsalgorithmus angewandt, wobei das zuvor beschriebene Pseudospektrum des

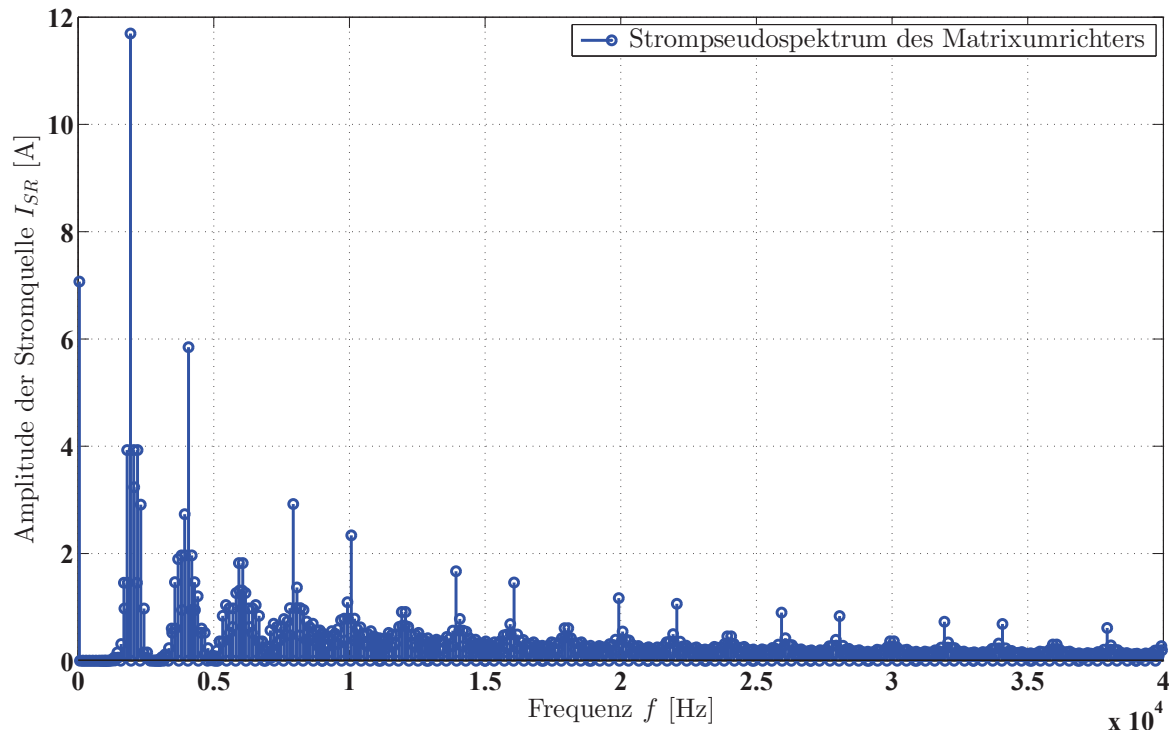


Abbildung 6.1: Maximalwertspektrum eines Matrixumrichters, welches nach (6.1) aus allen Permutationen der freien Variationsparameter ermittelt wurde. Im Falle des Matrixumrichters treten in den Spektralgruppen teils deutlich höhere Schwingungsamplituden auf, als dies bei dem in Abschnitt 4.2 verwendeten, fiktiven Spektrum der Fall ist.

Matrixumrichters herangezogen wird.

Das Pseudospektrum ist in Abbildung 6.1 dargestellt. Im Vergleich zum vorher herangezogenen fiktiven Spektrum ist beim Matrixumrichter in der ersten Spektralgruppe gegenüber der Spektrallinie des zuvor verwendeten Spektrums eine deutlich höhere Amplitude zu erkennen. Während die Amplitude der Grundschwingung, welche sich bei der Pulsfrequenz $f_{PWM} = 2 \text{ kHz}$ befindet, beim fiktiven Spektrum gerade 9 A erreicht, so erreicht eine Schwingung aus der ersten Spektralgruppe, welche sich ebenfalls bei der Pulsfrequenz befindet, eine Amplitude von $11,7 \text{ A}$. Während beim fiktiven Spektrum keine Schwingung bei der doppelten Pulsfrequenz auftritt, existiert in der zweiten Spektralgruppe eine Schwingung mit der Amplitude $5,84 \text{ A}$. So bleibt zu erwarten, dass gerade bei hohen Pulsfrequenzen — wenn die Schwingungen der unteren beiden Spektralgruppen im normativ regulierten Frequenzbereich liegen — der zu betreibende Filteraufwand beim realen Spektrum **größer** ist, als der zuvor mittels des fiktiven Spektrums berechnete Filteraufwand.

6.2.1 Ergebnisse für die stromrichterseitige Kapazität des Matrixumrichters

An der Berechnungsmethodik der stromrichterseitigen Kapazität hat sich aufgrund der Verwendung eines Pseudospektrums nichts geändert, weshalb Abbildung 4.4 auch für diese Berechnung noch zutreffend ist und eine erneute Darstellung an dieser Stelle nicht erfolgt.

6.2.2 Ergebnisse für die Bauelemente zur Realisierung der Filterzweiteile des Matrixumrichters

Auch bei der Berechnung der benötigten Gesamtkapazität des Eingangsfilters für den Matrixumrichter, welche bereits in Abbildung 4.5 dargestellt wurde, ändert sich durch die Wahl eines Pseudospektrums nichts, weshalb auch hier auf eine erneute Darstellung verzichtet wird.

Die für die Filterzweiteile benötigte Filterzeitkonstante ist in Abbildung 6.2 dargestellt. Die Zeitkonstante ist ein Maß für den zu betreibenden Filteraufwand zur Einhaltung der normativen Störspannungsgrenzwerte.

In Abbildung 6.2 sind drei Oberflächen dargestellt, welche sich durch Verwendung von einem, zwei oder drei Filterzweiteilen ergeben. In dieser Darstellung ist die obere Fläche jene mit einem Filterzweiteil, die darunterliegenden Flächen ergeben sich bei der Verwendung von zwei beziehungsweise drei Filterzweiteilen.

Die Oberflächen für die benötigten Filter bei Verwendung des Pseudospektrums weisen eine ähnliche Charakteristik auf, wie sie bereits bei der Verwendung des fiktiven Spektrums beobachtet wurde.

Allerdings ist bei einer genaueren Betrachtung festzustellen, dass die parallel zur Zweiteilkapazitätsachse verlaufende Stufe bei der Pulsfrequenz $f_{PWM} = 150 \text{ kHz}$ höher ausfällt als beim fiktiven Spektrum. Im Bereich hoher Pulsfrequenzen über 150 kHz ist zudem anhand der größeren Aufspreizung der Oberflächen in diesem Pulsfrequenzbereich festzustellen, dass sich strukturelle Massnahmen beim Pseudospektrum höher auswirken als beim fiktiven Spektrum. Beide Effekte beruhen auf der bereits kapituleingangs erwähnten, höheren Schwingungsamplitude von $11,7 \text{ A}$ in der ersten Spektralgruppe verglichen mit der Schwingungsamplitude von 9 A beim fiktiven Spektrum.

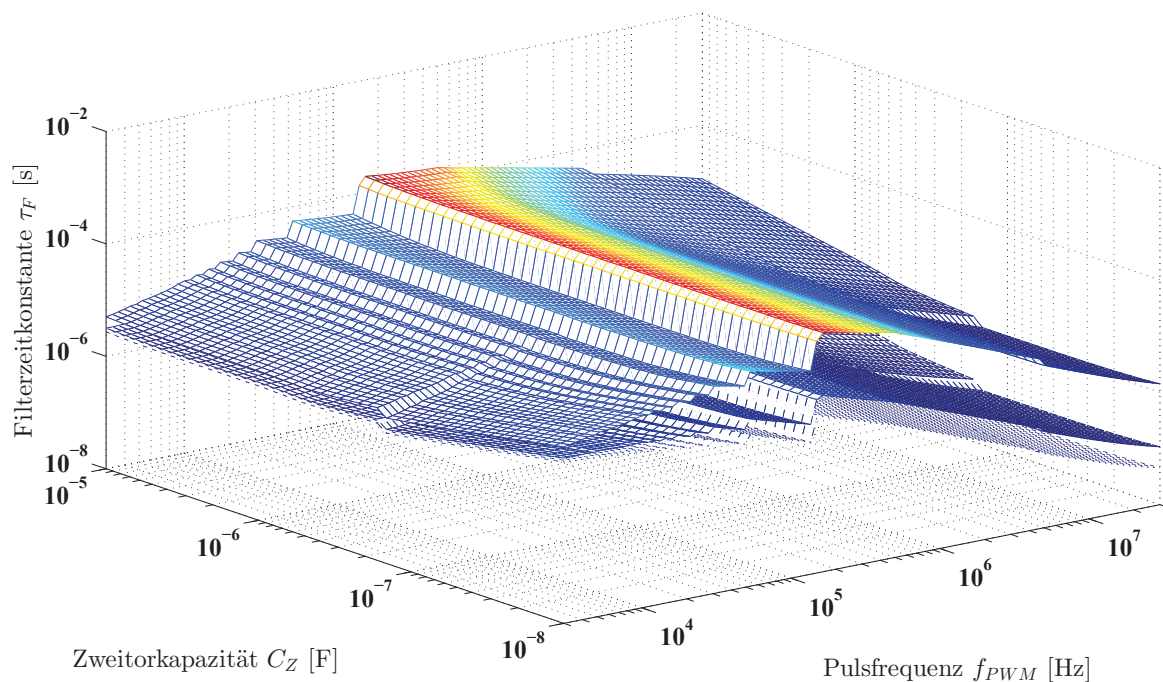


Abbildung 6.2: Filterzeitkonstante τ_F der Zweiteile des $C(LC)^\nu$ -Filters für den Matrixumrichter für die Anzahl der Zweiteile $\nu = 1, 2, 3$ (von oben nach unten).

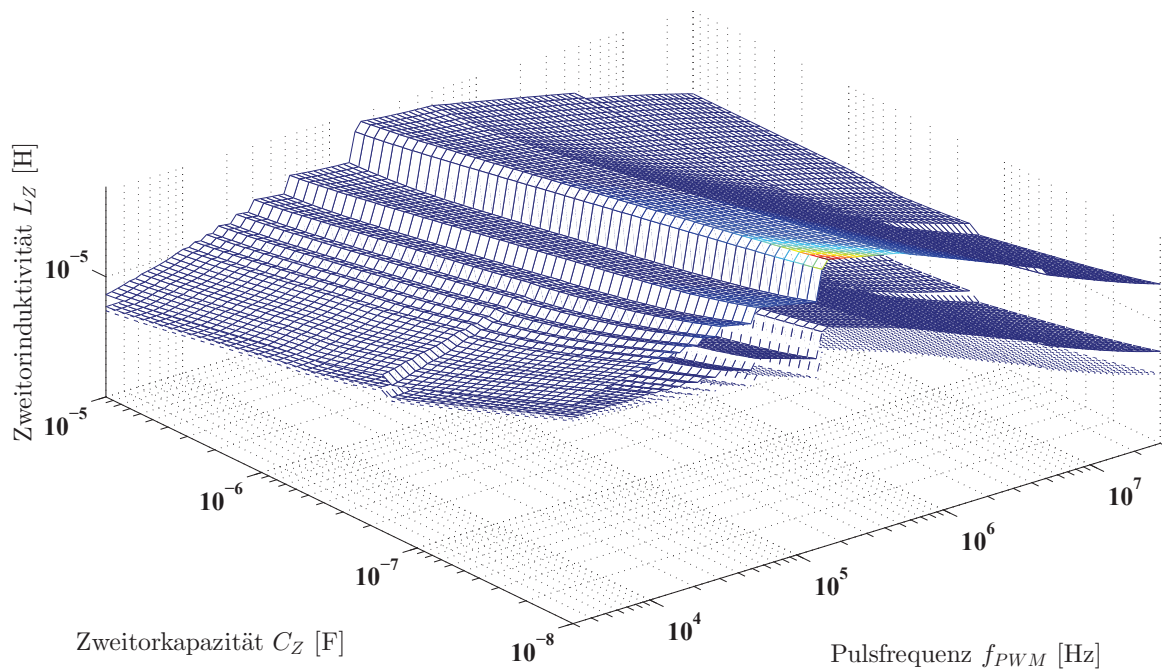


Abbildung 6.3: Zweitorinduktivität des $C(LC)^\nu$ -Filters für den Matrixumrichter für die Anzahl der Zweitore $\nu = 1, 2, 3$ (von oben nach unten).

Anhand der vorgegebenen Zweitorkapazität lassen sich die benötigten Zweitorinduktivitäten aus der nunmehr bekannten Zweitorzeitkonstanten τ_F berechnen. Die benötigten Induktivitäten sind in Abbildung 6.3 dargestellt. Da eine einfache Proportionalität zwischen der Filterzeitkonstanten τ_F und der Zweitorinduktivität L_Z existiert, gilt das betreffs der Oberflächencharakteristik der Filterzeitkonstanten Gesagte genauso für die Zweitorinduktivität L_Z .

6.3 Ergebnisse der Filterberechnung des Spannungszwischenkreisumrichters

Für die in Tabelle 4.3 zusammengefassten Parameter wird der zuvor in Kapitel 3 dargestellte Filterberechnungsalgorithmus angewandt. Allerdings wird für den Spannungszwischenkreisumrichter nun das Pseudospektrum, welches aus der Menge der möglichen Spannungsspektren nach (6.1) ermittelt wurde, herangezogen. Das Pseudospektrum ist in Abbildung 6.4 dargestellt.

Aus Abbildung 6.4 ist zu erkennen, dass die Schwingungsamplituden der ersten Spektralgruppe geringere Amplituden aufweisen, als die Grundschwingung des fiktiven Spektrums. So beträgt die maximal auftretende Schwingungsamplitude der ersten Spektralgruppe im Pseudospektrum ungefähr 105 V, während die Grundschwingung des fiktiven Spektrums, welche sich ebenfalls bei der Pulsfrequenz befindet, eine Schwingungsamplitude von 480 V besitzt. Allerdings weist das Pseudospektrum bei der zweiten Spektralgruppe, welche bei der doppelten Pulsfrequenz liegt, eine maximale Schwingungsamplitude von 52,4 V auf; beim fiktiven Spektrum tritt bei der doppelten Pulsfrequenz keine Schwingung auf.

Da für hohe Pulsfrequenzen, bei denen die erste Spektralgruppe im normativ regulierten Frequenzbereich liegt, geringere Amplituden verglichen mit denen des fiktiven Spektrums aufweist,

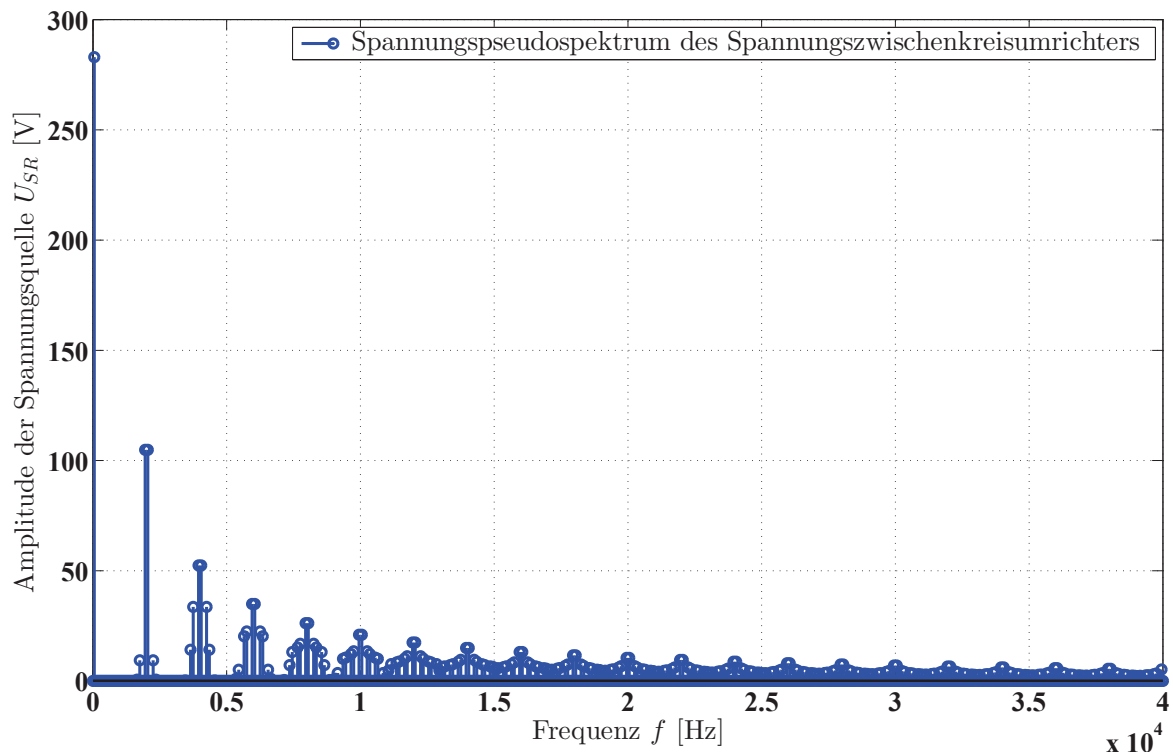


Abbildung 6.4: Pseudospektrum des Spannungszwischenkreisumrichters, welches alle maximal auftretenden Schwingungsamplituden für alle Parametervariationen enthält.

ist zu erwarten, dass der errechnete Filteraufwand für das Pseudospektrum des Spannungszwischenkreisumrichters **geringer** ist als der errechnete Filteraufwand unter Heranziehung des fiktiven Spektrums.

6.3.1 Ergebnisse für die stromrichterseitige Induktivität des Spannungszwischenkreisumrichters

An der Berechnungsmethodik der stromrichterseitigen Kapazität hat sich aufgrund der Verwendung des Pseudospektrums nichts geändert, weshalb Abbildung 4.8 auch für diese Berechnung noch zutreffend ist und eine erneute Darstellung an dieser Stelle nicht erfolgt.

6.3.2 Ergebnisse für die Bauelemente zur Realisierung der Filterzweitore des Spannungszwischenkreisumrichters

Da die Gesamtkapazität im Falle des Spannungszwischenkreisumrichters lediglich von der Anzahl der Filterzweitore ν und dem Parameter der Zweitorkapazität abhängt, wird an dieser Stelle auf eine Darstellung verzichtet.

Die für die Filterzweitore benötigte Filterzeitkonstante ist in Abbildung 6.5 dargestellt. Die Zeitkonstante ist ein Maß für den zu betreibenden Filteraufwand zur Einhaltung der normativen Störspannungsgrenzwerte.

Wie kapitelingangs bereits festgehalten, ist die filterdimensionierungsrelevante Schwingungsamplitude der ersten Spektralgruppe mit 105 V deutlich geringer als die Grundschwingung des fiktiven Spektrums, welche eine Amplitude von 480 V aufwies. Daher verringert sich die benötigte Filterzeitkonstante τ_F beim Pseudospektrum im Pulsfrequenzbereich über 150 kHz

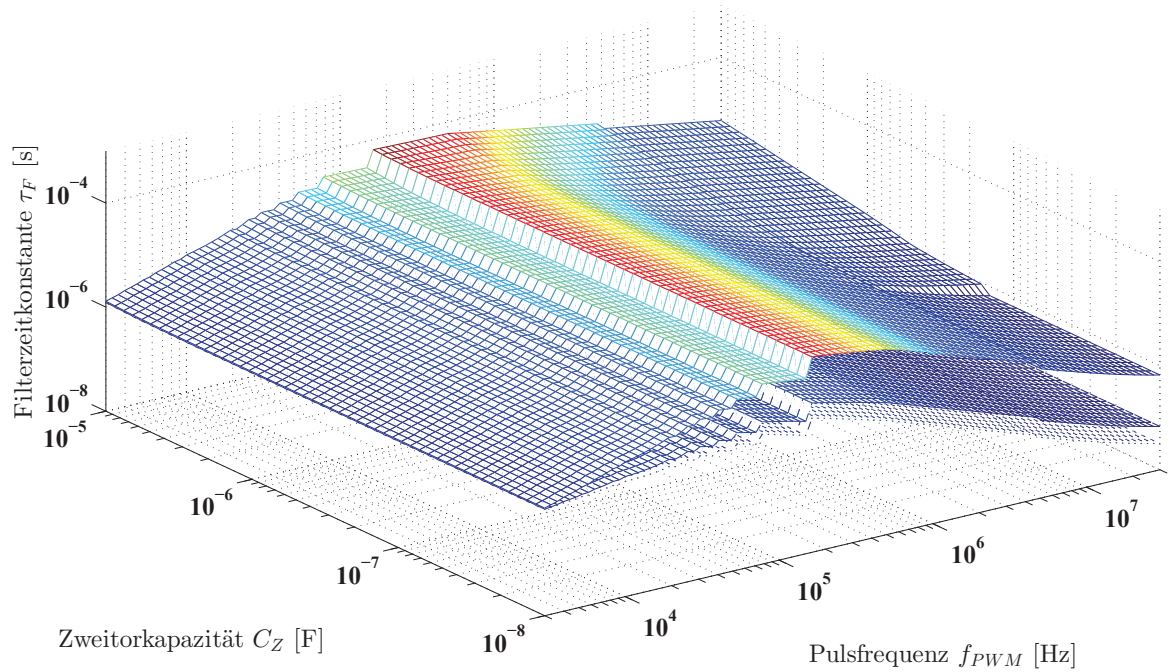


Abbildung 6.5: Filterzeitkonstante τ_F der Zweitore des $L(CL)^\nu$ -Filters für den Spannungszwischenkreisumrichter für die Anzahl der Zweitore $\nu = 1,2,3$ (von oben nach unten).

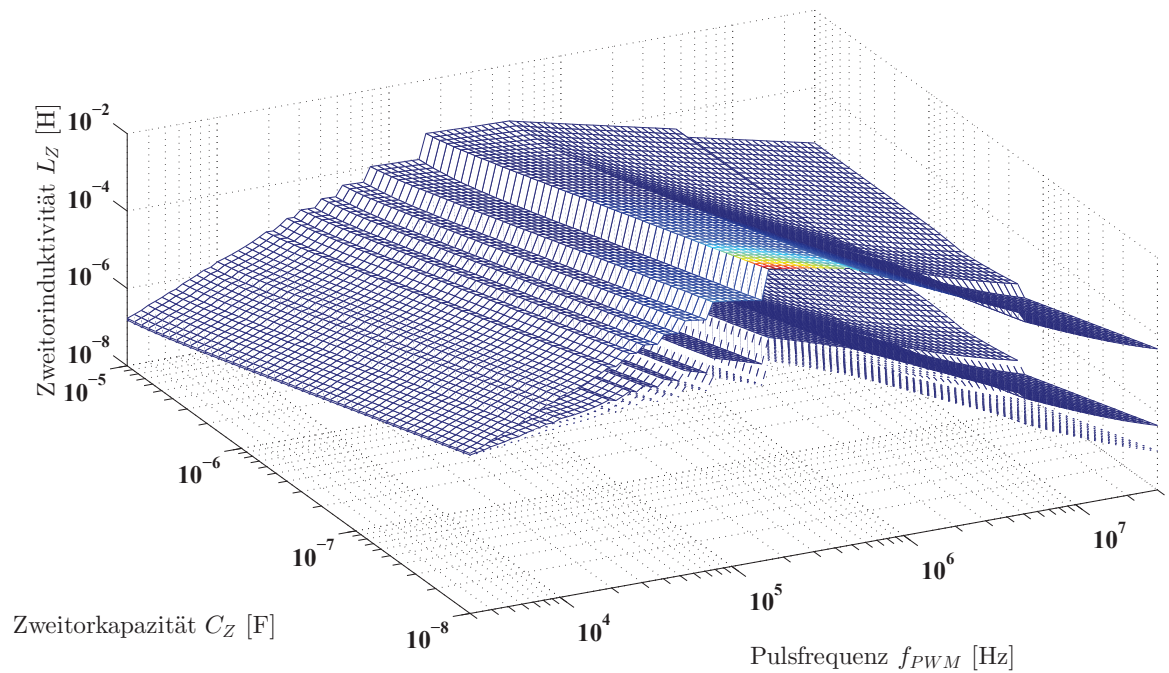


Abbildung 6.6: Zweitorinduktivität des $L(CL)^\nu$ -Filters für den Spannungszwischenkreisumrichter für die Anzahl der Zweitore $\nu = 1,2,3$ (von oben nach unten).

gegenüber dem zuvor verwandten fiktiven Spektrum. Desweiteren verringert sich der Abstand der Oberflächen, weshalb die Erhöhung der strukturellen Aufwände beim Pseudospektrum eine geringere Reduzierung der benötigten Filterzeitkonstante τ_F bewirken als beim fiktiven Spektrum.

Anhand der vorgegebenen Zweitorkapazität lassen sich die benötigten Zweitorinduktivitäten wie zuvor beim Matrixumrichter aus bekannten Zweitorzeitkonstanten τ_F berechnen. Die benötigten Induktivitäten sind in Abbildung 6.6 dargestellt.

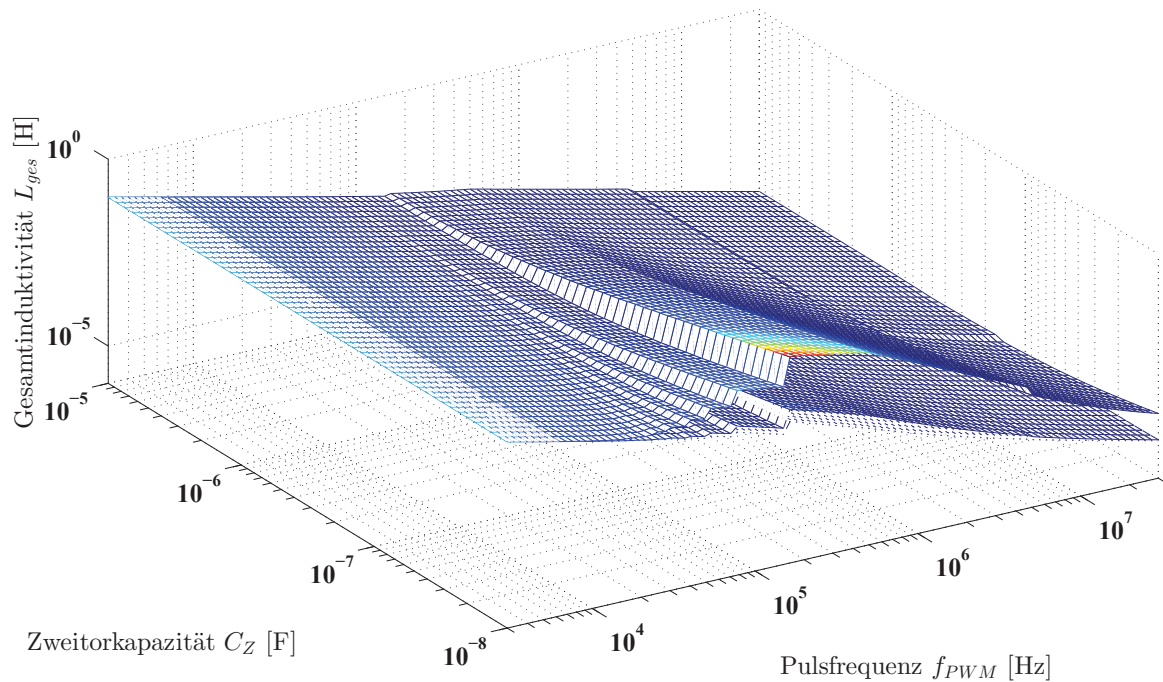


Abbildung 6.7: Gesamtinduktivität des $L(CL)^\nu$ -Filters für den Spannungszwischenkreisumrichter für $\nu = 1, 2, 3$ Filterzweitere (von oben nach unten).

Die Summe aus den benötigten Zweitorinduktivitäten und der stromrichterseitigen Induktivität L_{SR} ergibt die Gesamtinduktivität L_{ges} , welche in Abbildung 6.7 dargestellt ist.

Die Gesamtinduktivität strebt für hohe und niedrige Pulsfrequenzen f_{PWM} , sowie bei Erhöhung der strukturellen Aufwände durch Einfügen weiterer Filterzweitere gegen die stromrichterseitige Induktivität.

Für Pulsfrequenzen unter 20 kHz liegen die drei Oberflächen aufeinander, da die stromrichterseitige Induktivität die Gesamtinduktivität L_{ges} dominiert.

6.4 Vergleich der Eingangsfilter beider Stromrichter basierend auf Pseudospektren

Wie eingangs in Abschnitt 6.2 und Abschnitt 6.3 anhand der Gestalt der Pseudospektren bereits erörtert, weichen die erforderlichen Filteraufwände gegenüber den anhand des fiktiven Spektrums berechneten Filteraufwänden erheblich ab.

Der Filteraufwand des Matrixumrichters ist bei höheren Pulsfrequenzen über 150 kHz für das Pseudospektrum größer als der Filteraufwand bei Heranziehung des fiktiven Spektrums. Wie in Abschnitt 6.2 eingangs bereits festgestellt, ist speziell in der ersten Spektralgruppe eine

höchste Schwingungsamplitude von 11,7 A statt 9 A, wie beim fiktiven Spektrum, vorhanden. Folglich muss bei hohen Pulsfrequenzen mehr Filteraufwand betrieben werden, da die erste Spektralgruppe dann gerade im normativ regulierten Frequenzbereich liegt; weshalb sich eine Filterzeitkonstante von $\tau_F = 56,6 \mu\text{s}$ bei Verwendung eines Filterzweitores bei Heranziehung des Pseudospektrums ergibt, während bei Verwendung des fiktiven Spektrums lediglich eine Zweitorzeitkonstante von $45,5 \mu\text{s}$ errechnet wurde.

Für kleine Pulsfrequenzen, im Beispiel $f_{PWM} = 16 \text{ kHz}$, ist die benötigte Zweitorzeitkonstante beim Pseudospektrum geringer als bei dem zuvor verwendeten, fiktiven Spektrum. Während beim fiktiven Spektrum eine Zweitorzeitkonstante von $18,9 \mu\text{s}$ erforderlich war, so wird beim Pseudospektrum lediglich eine Zweitorzeitkonstante von $18,1 \mu\text{s}$ gefordert.

Beim Spannungszwischenkreisumrichter ist bei der Verwendung eines Filterzweitores für die Pulsfrequenz $f_{PWM} = 16 \text{ kHz}$ lediglich eine Zweitorzeitkonstante von $\tau_F = 5,81 \mu\text{s}$ notwendig, während beim fiktiven Spektrum eine Zweitorzeitkonstante in Höhe von $14,97 \mu\text{s}$ notwendig ist. Ebenso kann bei einer hohen Pulsfrequenz von $f_{PWM} = 1 \text{ MHz}$ die Zweitorzeitkonstante von $45,47 \mu\text{s}$ auf $22,6 \mu\text{s}$ reduziert werden.

Anhand der vorigen Ausführungen bezüglich des Bildungsgesetzes der Pseudospektren in Verbindung mit der Eigenschaft der Filterberechnungsalgorithmik bleiben die in Abschnitt 5.3 beschriebenen Ausführungen unberührt: Aus dem Pseudospektrum wird anhand der Filterberechnungsalgorithmik gerade diejenige Spektrallinie herausgegriffen, welche den höchsten Filteraufwand bedingt. Dieser Spektrallinie ist genau ein Spektrum zugeordnet, welchem die erläuterten Konvergenzeigenschaften innewohnen. Somit erfolgt die Filterberechnung letztlich anhand *eines bestimmten Spektrums*, welches die Konvergenzeigenschaften erfüllt — das erzeugte Pseudospektrum dient lediglich zur komfortablen Identifikation des *einen bestimmten Spektrums*, für welche die Filteraufwände maximal werden und somit auch die Filterauslegung zu erfolgen hat.

Tabelle 6.1: Filterparameter für verschiedene Pulsfrequenzen f_{PWM} und Anzahl Zweitore ν für einen Spannungszwischenkreisumrichter und einen Matrixumrichter unter der Annahme des Pseudospektrums aus Abschnitt 6.1.

Auslegungsparameter	Pulsfrequenz f_{PWM}	16	16	1000	1000	kHz
	Anzahl der Filterzweitore ν	1	2	1	2	-
Matrixumrichter	Stromrichterseitige Kapazität C_{SR}	6,8	6,8	0,1	0,1	μF
	Zweitorzeitkonstante τ_F	18,1	4,36	56,6	2,92	μs
	Zweitorkapazität C_Z	2,8	1,4	2,1	1,05	μF
	Zweitorinduktivität L_Z	118	13,6	1525	8,1	μH
	Gesamtkapazität C_{ges}	9,6	9,6	2,2	2,2	μF
	Gesamtinduktivität L_{ges}	118	27,2	1525	16,2	μH
Spannungszwischenkreisumrichter	Stromrichterseitige Induktivität L_{SR}	18152	18152	291	291	μH
	Zweitorzeitkonstante τ_F	5,81	2,40	22,6	1,84	μs
	Zweitorkapazität C_Z	2,8	1,4	2,1	1,05	μF
	Zweitorinduktivität L_Z	12,1	4,11	244	3,24	μH
	Gesamtkapazität C_{ges}	2,8	2,8	2,1	2,1	μF
	Gesamtinduktivität L_{ges}	18164	18160	535	297	μH

KAPITEL 7

Spannungszwischenkreisumrichter mit weichem Zwischenkreis

In den vorangegangenen Kapiteln wurde der Spannungszwischenkreisumrichter unter der Randbedingung, er habe einen unendlich steifen Zwischenkreis, modelliert. In der Realität wird jedoch nur eine endliche Zwischenkreiskapazität C_{ZK} verwendet werden, welche überdies in aller Regel mit einem parasitären Serienwiderstand R_{ZK} beaufschlagt ist. Der Spannungszwischenkreisumrichter mit weichem Zwischenkreis ist in Abbildung 7.1 dargestellt.

Am Zwischenkreis sind der last- und der netzseitige Stromrichter angeschlossen, welche den Energietransfer nach dem in Kapitel 5 beschriebenen Schema bewerkstelligen. Da sowohl die Last als auch das stromrichterseitig induktiv abgeschlossene Netzfilter stromeinprägenden Charakter haben, werden beide mittels Stromquellen modelliert, welche ideal sinusförmige Ströme speisen.

Für einen sinnvollen Betrieb des Spannungszwischenkreisumrichters müssen die eingepprägten Netzströme, sowie der last- und der netzseitige Stromrichter bezüglich ihres Modulationsgrades so aufeinander abgestimmt sein, dass die Amplitude der Grundschiwingung des Zwischenkreiskondensatorstroms Null ist und somit die Zwischenkreisspannung im Mittel konstant bleibt.

Somit muss der netzseitige Eingangsstrom $I_{i,ZKUR}$ bei Variation der Modulationsamplituden des last- und netzseitigen Stromrichters \hat{x}_L und \hat{x}_N bei gegebenem Ausgangsstrom $I_{o,ZKUR}$

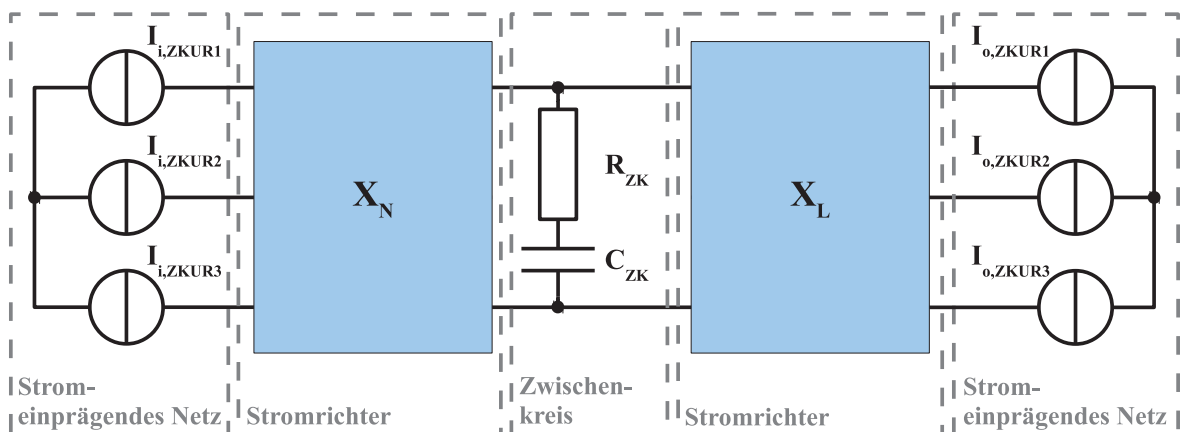


Abbildung 7.1: Spannungszwischenkreisumrichter mit weichem Zwischenkreis. Da sowohl die Last als auch das stromrichterseitig induktiv abgeschlossene Eingangsfilter stromeinprägend wirken, werden die beidseitig eingepprägten Ströme durch Stromquellen modelliert. Die eingepprägten Netzströme sowie die Aussteuergrade des last- und netzseitigen Stromrichters werden jeweils so aufeinander abgestimmt, dass die Amplitude der Grundschiwingung des Zwischenkreiskondensatorstroms Null ist und somit die Zwischenkreisspannung im Mittel konstant bleibt.

(7.1) genügen.

$$I_{i,ZKUR} = \frac{\hat{x}_L}{\hat{x}_N} \cdot I_{o,ZKUR} \quad (7.1)$$

Obschon die Netzurückwirkungen analog zur Vorgehensweise aus Kapitel 5 analytisch beschreibbar sind, ist die anschließende Berechnung der Spektren dennoch nicht geschlossen möglich, da sich die Gewichte der Dirac-Distributionen δ über unendliche Reihen berechnen, zu deren Konvergenzeigenschaften bisher keine Aussagen getroffen werden konnte. Daher wird es im Rahmen dieser Arbeit vorgezogen, die Spektren mittels Zeitbereichssimulationen und anschließender Fast-Fourier-Transformation zu ermitteln. Wird die Ausgangsfrequenz und die Pulsfrequenz in Kombination mit der gegebenen Netzfrequenz so gewählt, dass ein gemeinsames Vielfaches existiert und wird der Abtastzeitraum der Fast-Fourier-Transformation auf dieses gemeinsame Vielfache abgestellt, so ist die Transformation exakt [Mey02].

Das Verfahren zur Ermittlung der minimal benötigten Zwischenkreiskapazität wird gemäß dem in Abbildung B.1 dargestellten Programmablaufplan wie folgt durchgeführt:

- **Ermittlung des Pseudospektrums des Spannungszwischenkreisumrichters mit steifem Zwischenkreis:** Das in Abbildung 7.1 gezeigte Simulationsmodell wird unter Variation aller Permutationsvarianten der Modulationsamplituden des last- und netzseitigen Stromrichters \hat{x}_L und \hat{x}_N im Zeitbereich durchgerechnet. Hierbei wird der parasitäre Zwischenkreisserienwiderstand auf Null gesetzt; für die Zwischenkreiskapazität wird $C_{ZK} = \infty$ F gesetzt. Die Netzurückwirkungen werden einer Fast-Fourier-Transformation unterworfen. Anschließend wird aus allen Spektren das Pseudospektrum mit den maximalen Amplituden der Schwingungen gebildet.
- **Ermittlung der Pseudospektren des Spannungszwischenkreisumrichters mit weichem Zwischenkreis auf einer Menge vorgegebener Zwischenkreiskapazitäten:** Obiges Simulationsmodell wird wie im vorigen Punkt beschrieben ausgeführt, allerdings wird für die Zwischenkreiskapazität eine Menge an Werten angenommen, für welche die Pseudospektren berechnet werden. Zusätzlich wird der parasitäre Serienwiderstand mit $R_{ZK} = 10$ m Ω angenommen.
- **Ermittlung jenes Pseudospektrums, bei dem die Netzurückwirkungen weniger als 1 % vom Pseudospektrum des Spannungszwischenkreisumrichters mit steifem Zwischenkreis abweichen:** Zur Ermittlung desjenigen Pseudospektrums und der zugehörigen Zwischenkreiskapazität, welches sich hinreichend ähnlich zu dem Pseudospektrum des Spannungszwischenkreisumrichters mit steifem Zwischenkreis verhält, wird eine Grenzgerade aufgestellt. Diese stützt sich auf dem Pseudospektrum des Spannungszwischenkreisumrichters mit steifem Zwischenkreis ab, wobei die Amplituden um 1 % angehoben wurden (siehe Abbildung 7.2). Aus der Menge der Pseudospektren wird durch Vergleich der Amplituden der Einzelschwingungen mit dieser Grenzgeraden jenes ermittelt, welches gerade noch unterhalb der Grenzgeraden liegt. Die zum beschriebenen Pseudospektrum zugehörige Zwischenkreiskapazität wird dann als ausreichend groß erachtet, dass mit hinreichender Genauigkeit der Zwischenkreis als steif betrachtet werden kann und die angewandten Modelle gültig sind.
- **Iteration der beiden vorgenannten Ausführungsschritte, bis eine geeignete Zwischenkreiskapazität gefunden wurde:** Bei Vorgabe der Menge der Zwischenkreiskapazitäten ist a priori nicht bekannt, ob die Diskretisierungsschrittweite klein genug ist. Daher wird eine Anfangsmenge an Zwischenkreiskapazitäten vorgegeben, innerhalb derer die benötigte Zwischenkreiskapazität vermutet wird. Dies wird solange

wiederholt, bis mindestens ein Element ober- und unterhalb der minimal benötigten Zwischenkreiskapazität in der Menge enthalten ist. Danach wird, da nun eine Schätzung der benötigten Zwischenkreiskapazität vorliegt, die vorgegebenen Zwischenkreiskapazitäten so gestaltet, dass letztlich die minimal benötigte Zwischenkreiskapazität in der Menge enthalten ist und die nächstkleinere Zwischenkreiskapazität, welche das oben genannte Kriterium der Grenzgeraden nicht mehr erfüllt, weniger als 10 % von der minimal benötigten Zwischenkreiskapazität abweicht.

Für die Ermittlung des Pseudospektrums des Spannungszwischenkreisumrichters mit steifem Zwischenkreis wird in dem Simulationsmodell aus Abbildung 7.1 für die Zwischenkreiskapazität $C_{ZK} = \infty \mu\text{F}$ und für den parasitären Serienwiderstand $R_{ZK} = 0 \Omega$ gesetzt. Gemäß der oben beschriebenen Vorgehensweise wird das Pseudospektrum, wie in Abbildung 7.2 dargestellt um 1 % erhöht. Die rot eingezeichnete Grenzgerade ergibt sich durch lineare Inter- und Extrapolation der im Frequenzbereich oberhalb von 150 kHz liegenden, maximal auftretenden Schwingungen, weshalb alle anderen Schwingungsamplituden unterhalb der Grenzgerade liegen.

Das Simulationsmodell aus Abbildung 7.1 wird nun für verschiedene Zwischenkreiskapazitäten C_{ZK} , jedoch für einen festen Serienwiderstand $R_{ZK} = 10 \text{ m}\Omega$ ausgeführt. Die Simulationsparameter sind in Tabelle 7.1 aufgeführt.

In Abbildung 7.3 ist das Pseudospektrum für einen Spannungszwischenkreisumrichter mit einer Ausgangsscheinleistung von $S_o = 3 \text{ kVA}$ für die minimal benötigte Zwischenkreiskapazität, welche sich nach oben beschriebenen Verfahren ergibt, dargestellt.

Ein weiteres Auslegungskriterium für die Dimensionierung der Zwischenkreiskapazität ist die Spannungsänderung der Zwischenkreisspannung ΔU_{ZK} bei einem Lastwechsel mit maximal

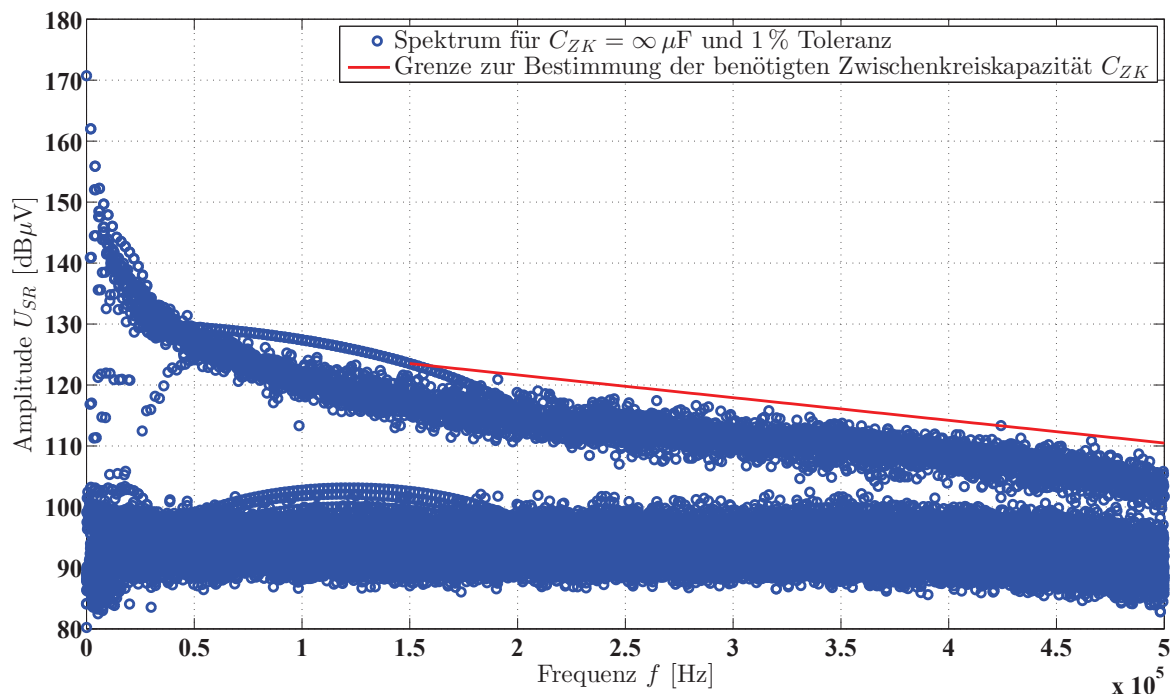


Abbildung 7.2: Festlegung der Grenzgeraden im Frequenzbereich oberhalb von 150 kHz mittels des Pseudospektrums eines Spannungszwischenkreisumrichters mit steifem Zwischenkreis. Die Kapazität des Zwischenkreiskondensators C_{ZK} wurde unendlich groß gewählt, während der parasitäre Serienwiderstand R_{ZK} zu Null angenommen wurde. Die Grenzgerade wird erst für Frequenzen oberhalb von 150 kHz angelegt, da dieser Frequenzbereich normrelevant ist.

Tabelle 7.1: Simulationsparameter für die Ermittlung der minimal erforderlichen Zwischenkreiskapazität C_{ZK} bei jener der Zwischenkreis als steif angenommen werden kann.

Parameter	Formelzeichen	Wert	Einheit
Ausgangsscheinleistung	S_o	[3 - 150]	kVA
Leiter-Leiter-Spannung Versorgungsnetz	U_{LL}	400	V
Pulsfrequenz der Stromrichter	f_{PWM}	2	kHz
Eingangsfrequenz	$f_{i,ZKUR}$	50	Hz
Ausgangsfrequenz	$f_{o,ZKUR}$	$66\frac{2}{3}$	Hz
Abtastfrequenz	f_{FFT}	2	MHz
Simulierte Zeit	T_{Sim}	60	ms
Zwischenkreisspannung	U_{ZK}	566	V
Ausgangsstrom des Spannungszwischenkreisumrichters ^a	$I_{o,ZKUR}$	$[4,33 - 216,5] \cdot \frac{2}{\sqrt{3}}$	A
Prozentualer Toleranzfaktor	k_{tol}	1	%

- ^a Im vorliegenden Fall wird auf eine Aufmodulierung der dritten Harmonischen verzichtet, um den ungünstigsten Betriebsfall zu simulieren. Aus diesem Grund werden die Ausgangsströme angepasst um den nicht erzielbaren Stellgewinn von $\frac{2}{\sqrt{3}}$ auszugleichen.

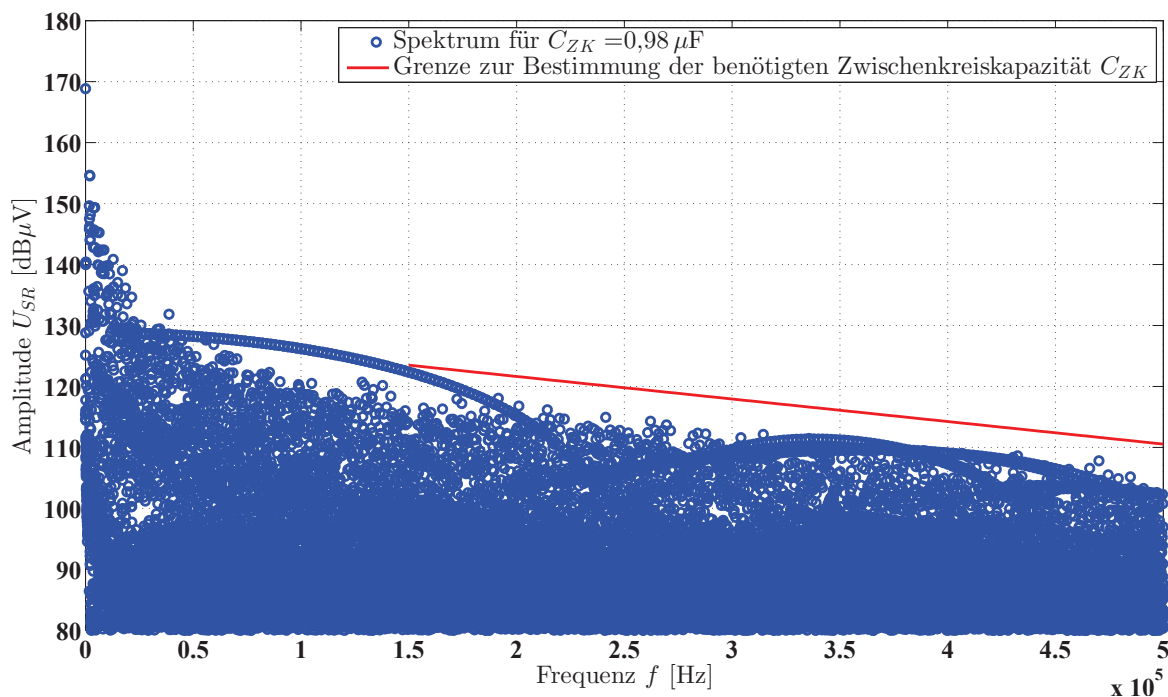


Abbildung 7.3: Pseudospektrum der minimal benötigten Zwischenkreiskapazität für $C_{ZK} = 0,98 \mu\text{F}$ zur Erfüllung der Toleranzgrenze für einen Spannungszwischenkreisumrichter mit einer Ausgangsleistung von $S_o = 3 \text{ kVA}$.

auftretender Leistung. Ausgehend von einer endlich kurzen Ausregelzeit T_A des netzseitigen Stromrichters samt zugehörigem Regelkreis muss der Zwischenkreiskondensator in der Lage sein, die zwischenzeitlich benötigte oder rückgespeiste Energiemenge bei einer definierten Spannungsänderung zur Verfügung zu stellen beziehungsweise aufzunehmen. Nach [Mal95] berechnet sich die für dieses Kriterium benötigte, minimale Zwischenkreiskapazität C_{ZK} gemäß (7.2).

$$C_{ZK} \geq \frac{\Delta P \cdot T_A}{2 \cdot U_{ZK} \cdot \Delta U_{ZK}} \quad (7.2)$$

Die maximale Leistungsänderung ΔP ergibt sich bei einem Ausgangsphasenwinkel $\cos \varphi = 1$, also gerade dann, wenn die Ausgangsscheinleistung S_o vollständig aus der Wirkleistungskomponente P besteht. Die Ausregelzeit T_A ist relativ zur Pulsperiodendauer T_{PWM} abgestellt; es wird angenommen, dass die Ausregelzeit des Stroms fünf Pulsperioden dauert. Während der Ausregelzeit T_A wird eine relative Änderung der Zwischenkreisspannung ΔU_{ZK} von 10% bezogen auf den Gleichspannungswert der Zwischenkreisspannung U_{ZK} zugelassen.

Die benötigten Zwischenkreiskapazitäten nach [Mal95] übertreffen für die betrachteten Ausgangsleistungen die benötigten Zwischenkreiskapazitäten, welche den Spannungszwischenkreis nach obigem Kriterium als hinreichend steif gelten lassen. Die Werte beider Kriterien sind in Tabelle 7.2 gegeben.

Folglich kann davon ausgegangen werden, dass die Modellierung der Spannungszwischenkreisumrichter mit steifem Zwischenkreis, wie sie in den vorangegangenen Kapiteln erfolgt ist, für die untersuchten Parameter hinreichend genau ist. Die Netzurückwirkungen nicht steifer Spannungszwischenkreisumrichter mit niedrigeren Zwischenkreiskapazitätswerten als in Tabelle 7.2 angegeben oder mit anderen Parametern als in Tabelle 7.1 bedürfen demnach jedoch einer gesonderten Betrachtung; jene wird im Rahmen dieser Arbeit jedoch nicht weiter vertieft.

Tabelle 7.2: Gemäß den oben genannten Kriterien bezüglich der hinreichenden Steifigkeit des Zwischenkreises ermittelten Zwischenkreiskapazitäten für Spannungszwischenkreisumrichter sowie der aufgrund des diskretisierten Parametervektors möglichen Abweichungen (Kriterium „Steifer Zwischenkreis“). Als Vergleichsangabe dienen die benötigten Zwischenkreiskapazitäten, welche für einen vollständigen Lastwechsel und eine Ausregelzeit von fünf Abtastintervallen nach [Mal95] benötigt werden (Kriterium „Energiemenge Lastwechsel“).

Ausgangs-		Benötigte Zwischenkreiskapazität für Kriterium	
scheinleistung	strom	Steifer Zwischenkreis ^a	Energiemenge Lastwechsel
S_o	$I_{o,ZKUR}$	C_{ZK}	C_{ZK}
[kVA]	[A]	[µF]	[µF]
3	$4,33 \cdot \frac{2}{\sqrt{3}}$	0,965±0,015	234
10	$14,4 \cdot \frac{2}{\sqrt{3}}$	4,65±0,15	780
30	$43,3 \cdot \frac{2}{\sqrt{3}}$	14,85±0,55	2340
100	$144 \cdot \frac{2}{\sqrt{3}}$	53,0±1,0	7800
150	$217 \cdot \frac{2}{\sqrt{3}}$	69,0±1,0	11700

^a Aufgrund des für die Simulation verwendeten, diskreten Zwischenkreiskapazitätsvektors werden an dieser Stelle Intervalle angegeben. Hierbei ist der im angegebenen Intervall liegende, höchste Wert als derjenige Kapazitätswert zu betrachten, für welchen das obige Kriterium des steifen Zwischenkreises **gerade noch erfüllt** ist; der im angegebenen Intervall liegende, niedrigste Wert als derjenige Kapazitätswert zu betrachten, für welchen das obige Kriterium des steifen Zwischenkreises **gerade nicht mehr erfüllt** ist.

KAPITEL 8

Vergleich der baugrößenoptimalen Filter hinsichtlich des benötigten Bauvolumens

Wie bereits zuvor ausgeführt, werden im Folgenden die Eingangfilter sowohl des Spannungszwischenkreisumrichters als auch des Matrixumrichters hinsichtlich ihres jeweils benötigten Bauraums verglichen, weshalb in diesem Fall abschließend das Bauvolumen als quantifizierende Größe für die erforderlichen Filteraufwände gewählt wird [Sch12b].

Für die Berechnung der Filterbauvolumina werden Interpolationskennlinien herangezogen, welche mittels der Bauvolumina realer Bauelemente ermittelt wurden. Die Bauvolumina der Kapazitäten sind in Abbildung 8.1 dargestellt. Für alle Kapazitätswerte $C \leq 150 \text{ nF}$ wird

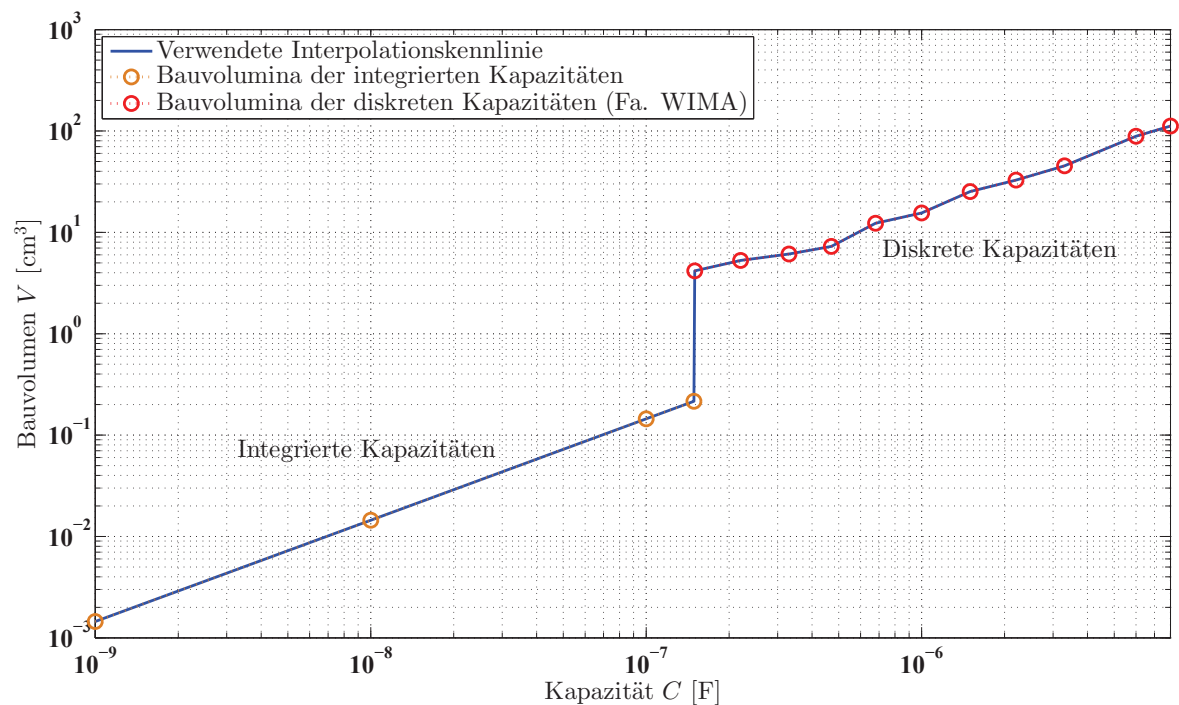


Abbildung 8.1: Bauvolumina der integrierten und diskreten Kapazitäten zur Bewertung des Gesamtfilterbauvolumens. Die Bauvolumina für Kapazitäten $C \leq 150 \text{ nF}$ werden nach (8.1) berechnet, die Bauvolumina für Kapazitätswerte über 150 nF wurden [WIM11] entnommen.

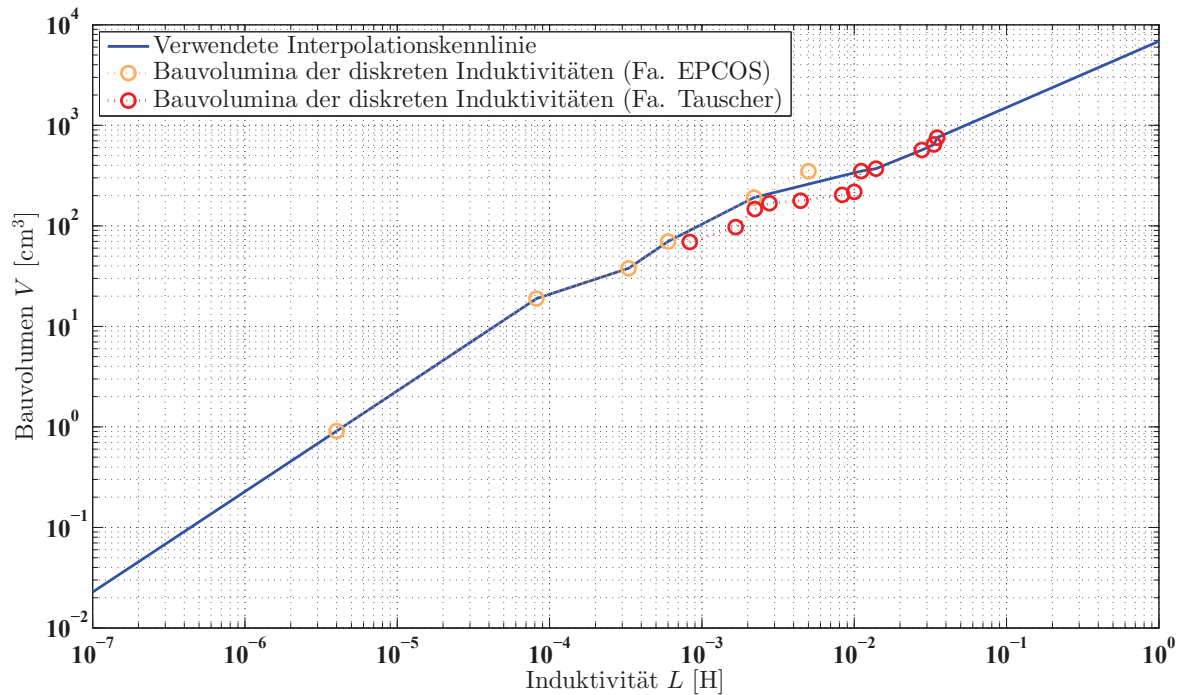


Abbildung 8.2: Bauvolumina der Induktivitäten zur Bewertung des Filterbauvolumens. Die orange dargestellten Werte wurden [Epc09] entnommen, während für größere Induktivitätswerte die Baugrößen nach [Tau08] verwendet wurden.

angenommen, dass diese direkt in Silizium als integrierte Kondensatoren¹ realisiert sind; deren Bauvolumen V_C berechnet sich nach (8.1).

$$V_C = \frac{C \cdot \zeta_{Si} \cdot \zeta_{SiO_2}}{\varepsilon_0 \cdot \varepsilon_{SiO_2} \cdot k_{eff}} \quad (8.1)$$

Hierbei ist C die benötigte Kapazität, ζ_{Si} die Stärke des Siliziumwafers sowie ζ_{SiO_2} die Stärke des Siliziumdioxids, welches als Dielektrikum fungiert. Im Nenner werden die allgemeine Permittivität ε_0 sowie die spezifische Permittivität des Siliziumdioxids ε_{SiO_2} als auch die effektive Flächenvergrößerung k_{eff} benötigt. Die effektive Flächenvergrößerung k_{eff} resultiert aus der Verwendung von Gräben innerhalb der auf dem Siliziumwafer aufbrachten Struktur.

Die Berechnungsparameter, welche im vorliegenden Fall herangezogen wurden, sind in Tabelle 8.1 zusammengefasst.

Die Stützstellen der Interpolationskennlinie für das Bauvolumen der Kapazitäten in Abbildung 8.1, welche größer als 150 nF sind, wurden anhand [WIM11] ermittelt und mit einer linearen Interpolationsfunktion verbunden.

Die Bauvolumina der Induktivitäten sind in Abbildung 8.2 dargestellt und wurden für Induktivitätswerte von 4 µH bis 5 mH aus [Epc09] entnommen, während die Bauvolumina für die Induktivitätswerte von 833 µH bis 35 mH nach [Tau08] berechnet wurden. Die Interpolation der vorhandenen Bauvolumenwerte wurde so gestaltet, dass jeweils fünf Bauvolumina der beiden Hersteller herangezogen wurden, so dass die Interpolationskennlinie monoton steigend verläuft.

¹ Wie bereits zuvor in Abschnitt 4.1.1 sind die nachfolgenden Zusammenhänge aus einer Kooperation mit dem Fraunhofer Institut für integrierte Systeme und Bauelementetechnologie in Erlangen bekannt.

Tabelle 8.1: Berechnungsparameter der integrierten Kapazitäten nach (6.1).

Parameter	Formelzeichen	Verwendeter Wert	Einheit
Stärke des Si Wafers	ζ_{Si}	450	[μm]
Stärke des SiO_2 Dielektrikums	ζ_{SiO_2}	1	[μm]
Permittivität	ε_0	$8,85 \cdot 10^{-12}$	[$\frac{\text{As}}{\text{Vm}}$]
Spezifische Permittivität SiO_2	$\varepsilon_{\text{SiO}_2}$	3,9	[1]
Effektive Flächenvergrößerung	k_{eff}	10	[1]

Zur Vermeidung von Singularitäten außerhalb der vorhandenen Bauelementwerte wurden die Kennlinien bezüglich der Bauvolumina gemäß des Energieinhalts über die zur Verfügung stehenden Stützstellen extrapoliert. Im Falle der Kapazitäten wird folgerichtig als Ansatz für die Extrapolation $V = k_x \cdot \frac{1}{2}CU^2$ gewählt, für die Induktivität wird $V = k_x \cdot \frac{1}{2}LI^2$ verwendet; jeweils mit k_x als Proportionalitätsfaktor, welcher sich aus der reziproken Energiedichte des Bauelements der letzten Stützstelle ableitet.

8.1 Bauvolumina der Eingangfilter des Matrixumrichters

In Abbildung 8.3 ist das benötigte Bauvolumen für das Eingangfilter des Matrixumrichters für $\nu = 1, 2, 3$ Filterzweitere in Abhängigkeit der Pulsfrequenz f_{PWM} und der gewählten Zweitor­kapazität C_Z dargestellt¹. Offensichtlich bedingen im vorliegenden Fall strukturelle Aufwände nicht für alle Wertetupel, bestehend aus der Pulsfrequenz f_{PWM} und der Zweitor-

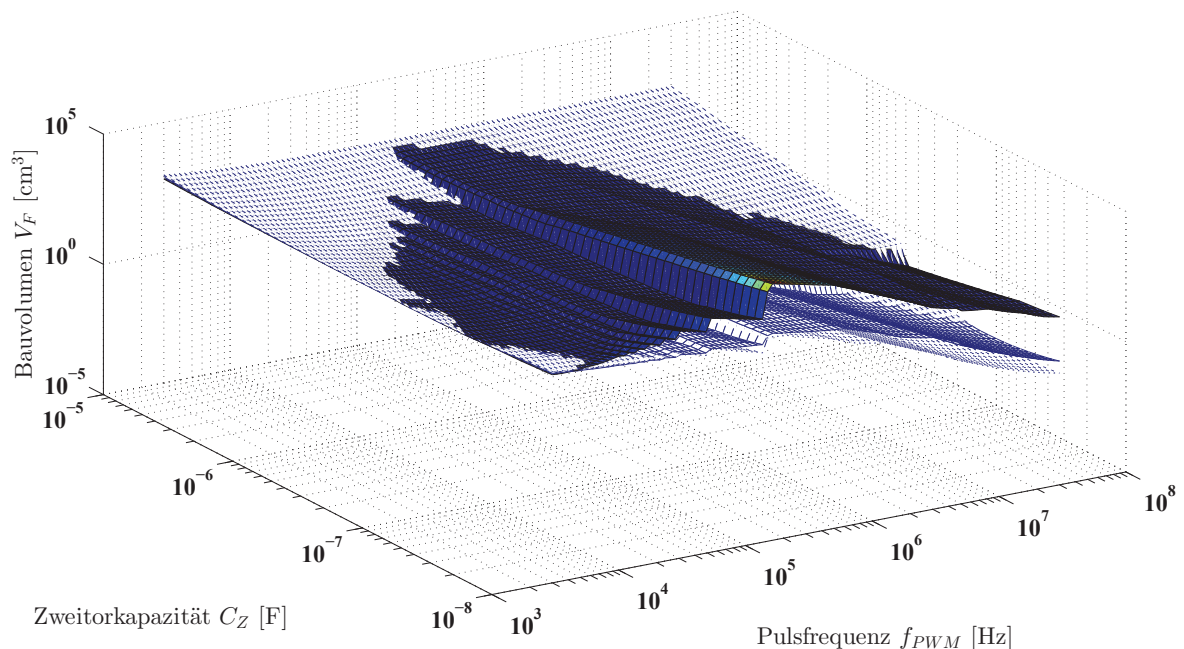


Abbildung 8.3: Benötigte Bauvolumina für den Eingangfilter des Matrixumrichters für $\nu = 1, 2, 3$ Filterzweitere in Abhängigkeit von der gewählten Zweitor­kapazität C_Z und der Pulsfrequenz f_{PWM} .

¹ Wie zuvor dient die Darstellung des Oberflächendiagramms nur zur Diskussion der Oberflächencharakteristik.

kapazität C_Z eine Reduktion des Filterbauvolumens, was an dem „Abtauchen“ der Oberfläche für ein Filterzweitor im Bereich hoher Zweitorkapazitäten C_Z zu beobachten ist.

Für eine gegebene Pulsfrequenz f_{PWM} gibt es offenbar Optima in Abhängigkeit der gewählten Filterzweitorkapazität C_Z , weshalb im Weiteren die Kombination aus Filterzweitorkapazität und -induktivität zu wählen ist, welche das minimale Bauvolumen benötigt.

In Abbildung 8.4 ist das Bauvolumen der jeweils bauvolumenoptimalen Eingangfilter sowie der benötigten Teilbauvolumina der zugehörigen stromrichterseitigen Reaktanz und der Filterzweitorkapazität und -induktivität für einen Eingangfilter mit $\nu = 1$ Filterzweitor dargestellt.

Während das Gesamtfilterbauvolumen unterhalb einer Pulsfrequenz von 45 kHz hauptsächlich von dem Bauvolumen der stromrichterseitigen Reaktanz dominiert wird, ist für hohe Pulsfrequenzen oberhalb von 45 kHz und im Speziellen für Pulsfrequenzen oberhalb von 150 kHz die Filterzweitorinduktivität das bauvolumenbestimmende Bauteil.

Die Sprünge der Bauvolumina der stromrichterseitigen Kapazität sowie der Filterzweitorkapazität werden durch den Übergang von diskreten auf integrierte Kapazitäten hervorgerufen. Für Pulsfrequenzen oberhalb von 7,4 MHz sind die Kennlinien des Gesamtbauvolumens und die des Filterzweitorinduktivitätsvolumens nahezu identisch, da sowohl die stromrichterseitige als auch die Filterzweitorkapazität in diesem Frequenzbereich als integrierte Kapazität realisiert werden können und daher praktisch keinen Beitrag zum Gesamtbauvolumen des Eingangfilters leisten.

In Abbildung 8.5 sind die Gesamtbauvolumina für Eingangfilter mit $\nu = 1, 2, 3$ Filterzweitor sowie das Bauvolumen der stromrichterseitigen Kapazität aufgetragen.

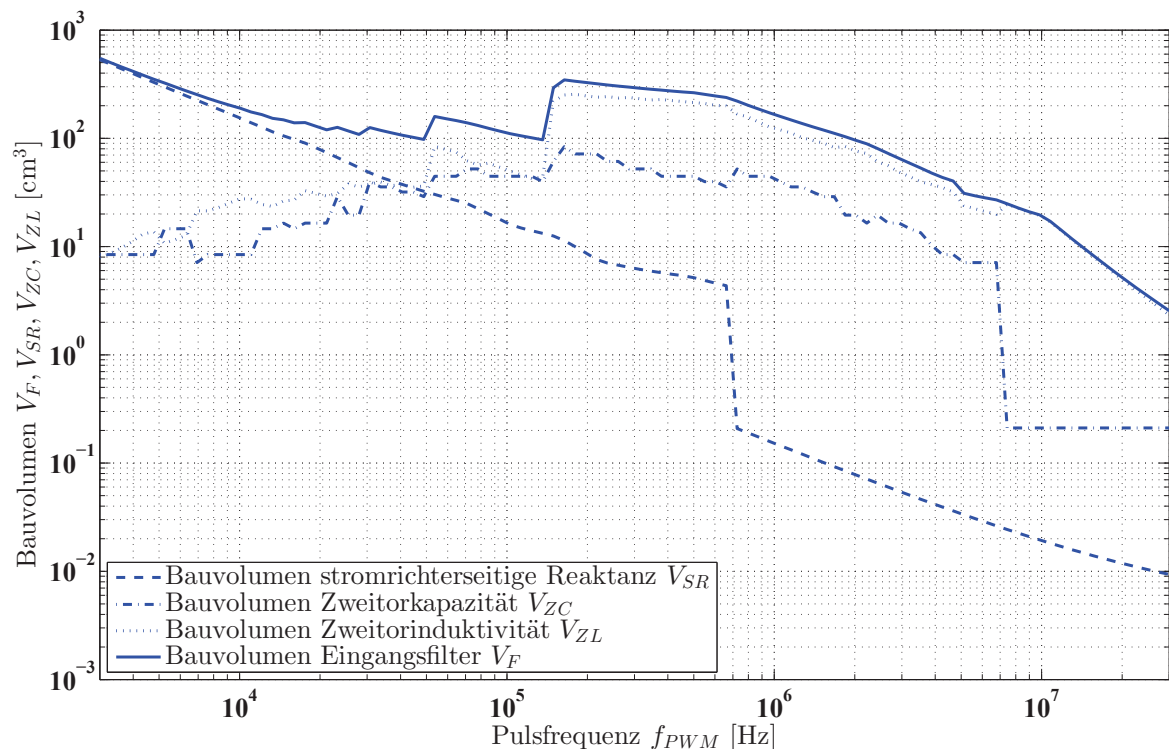


Abbildung 8.4: Bauvolumen des bauvolumenoptimalen Filters für den Matrixumrichter bei Verwendung eines Filterzweitores.

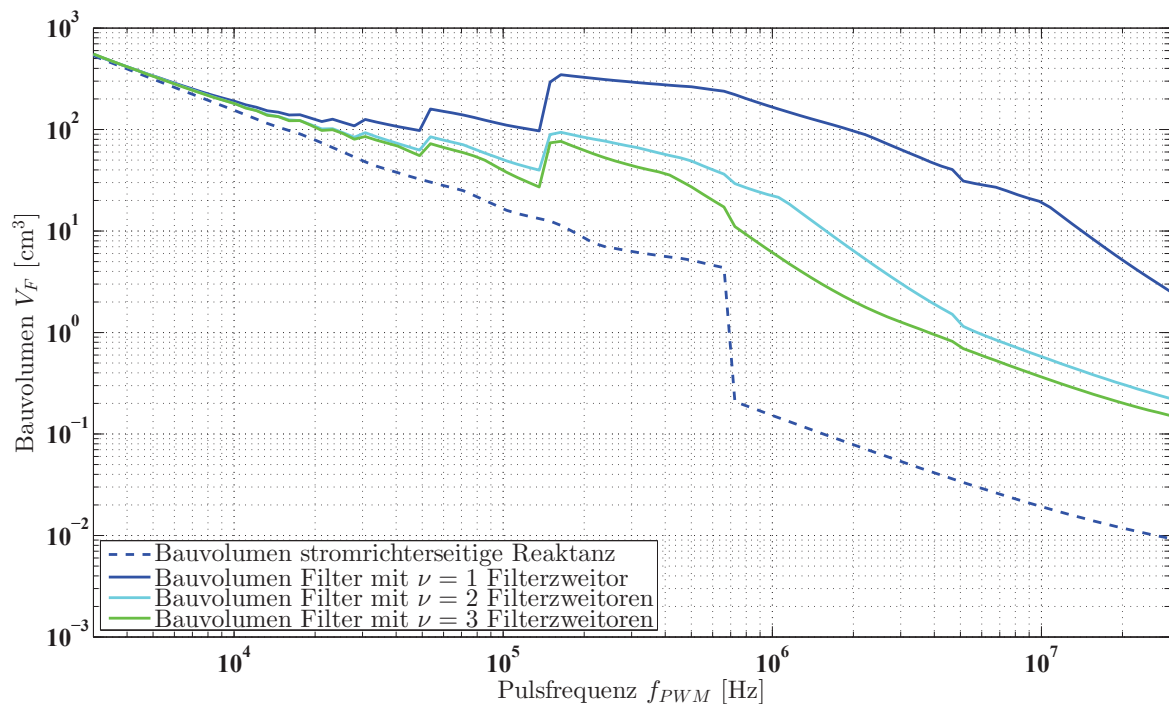


Abbildung 8.5: Darstellung der benötigten Filterbauvolumina des Matrixumrichters für $\nu = 1, 2, 3$ Filterzweitere mit dem Bauvolumen der stromrichterseitigen Reaktanz als Referenzwert.

Im unteren Pulsfrequenzbereich sind alle vier Kennlinien nahezu identisch, da, wie bereits in Abbildung 8.4 gezeigt und erörtert, die stromrichterseitige Kapazität maßgebend für das Filterbauvolumen ist. Demgemäß bewirken strukturelle Aufwände wie die Erhöhung der Anzahl der Filterzweitere in diesem Bereich keine nennenswerte Verringerung des Gesamtfilterbauvolumens.

Da bei hohen Pulsfrequenzen f_{PWM} die stromrichterseitige Kapazität C_{SR} in den Hintergrund tritt, wirken sich strukturelle Aufwände folgerichtig bei hohen Pulsfrequenzen f_{PWM} stark auf das Gesamtfilterbauvolumen aus, da jenes in diesem Bereich von dem Bauvolumen der Filterzweitorinduktivität vorgegeben wird, wie bereits in Abbildung 8.4 gezeigt wurde. Allerdings ist bereits zwischen einem Filter mit zwei Filterzweitere und einem zweiten Filter mit drei Filterzweitere ein Sättigungsverhalten hinsichtlich des benötigten Bauraums festzustellen. So wird beispielsweise bei einer Pulsfrequenz von $f_{PWM} = 1 \text{ MHz}$ für ein Filter mit einem Filterzweitor ein Bauraum von 159 cm^3 benötigt, welcher um $137,5 \text{ cm}^3$ auf $21,5 \text{ cm}^3$ verringert werden kann.

Ein weiteres Filterzweitor reduziert den Bauraum auf $5,6 \text{ cm}^3$, jedoch fällt die Bauraumreduktion geringer aus als beim Übergang von einem auf zwei Filterzweitere, weshalb bei einem realen System weitere Optimierungskriterien hinzugezogen werden müssen, um eine systemoptimale Anzahl Filterzweitere ν zu bestimmen.

8.2 Bauvolumina der Eingangfilter des Spannungszwischenkreisumrichters

In Abbildung 8.6 sind die benötigten Filterbauvolumina für die verschiedenen Realisierungsvarianten für die Anzahl der Filterzweitere $\nu = 1, 2, 3$ in Abhängigkeit der Zweitorkapazität C_Z und der Pulsfrequenz f_{PWM} dargestellt. Wie bereits beim Matrixumrichter gezeigt, be-

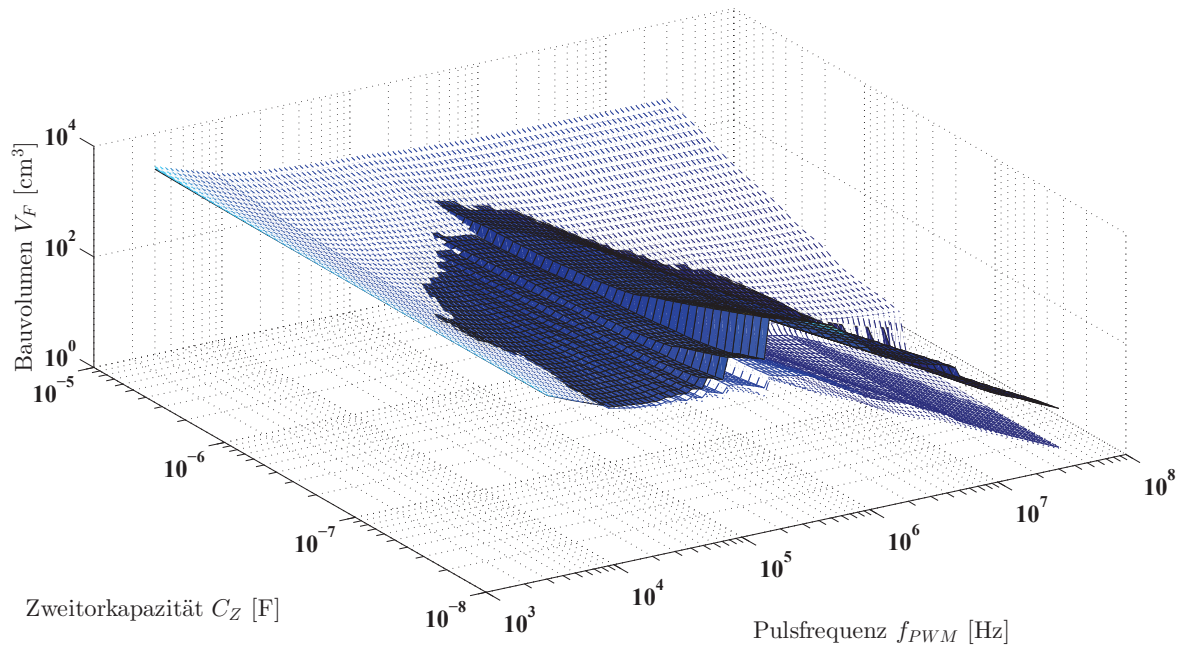


Abbildung 8.6: Benötigte Bauvolumina für den Eingangsfilter des Spannungszwischenkreisumrichters für $\nu = 1, 2, 3$ Filterzweitere in Abhängigkeit von der gewählten Zweitorkapazität C_Z und der Pulsfrequenz f_{PWM} .

dingen mehrstufige Filter bei ungünstiger Wahl der Filterzweitorkapazität C_Z nicht stets das geringste Bauvolumen. Abhängig von der Wahl der Filterzweitorkapazität gibt es bei einer bestimmten Anzahl Filterzweitere ν und einer gegebenen Pulsfrequenz f_{PWM} Minima für das Filterbauvolumen.

Wie in Abbildung 8.7 gezeigt, wird das Gesamtbauvolumen des Eingangsfilters V_F für einen Spannungszwischenkreisumrichter nahezu über den gesamten Frequenzbereich von dem Teilbauvolumen der stromrichterseitigen Reaktanz V_{SR} dominiert. Im mittleren bis höheren Frequenzbereich bei Pulsfrequenzen zwischen 150 kHz und 6 MHz nehmen die Filterzweitorinduktivität und die stromrichterseitige Reaktanz nahezu denselben Bauraum ein.

Sowohl für niedrige Pulsfrequenzen bis 7 kHz als auch für sehr hohe Pulsfrequenzen ab 6 MHz werden die Filterzweitorkapazitäten integriert ausgeführt. Im Frequenzbereich zwischen den beiden vorgenannten Werten werden die Filterzweitorkapazitäten diskret ausgeführt.

Aufgrund des geringen Einflusses des Bauvolumens der verwendeten Filterzweitere und der daraus resultierenden Dominanz der stromrichterseitigen Induktivität bezüglich des Gesamtfilterbauvolumens bedingen strukturelle Aufwände deutlich geringere Bauvolumenreduktionen als beim Matrixumrichter: Im unteren Pulsfrequenzbereich bis 100 kHz bewirkt die Erhöhung strukturelle Aufwände — die Erhöhung der Anzahl der Filterzweitere ν — nahezu keine Bauvolumenreduktion, wie in Abbildung 8.8 veranschaulicht.

Im Frequenzbereich oberhalb von 3 MHz wird die stromrichterseitige Reaktanz, im Gegensatz zum Matrixumrichter, nicht integriert ausgeführt, weshalb in diesem Frequenzbereich analog zum zuvor genannten unteren Frequenzbereich ebenfalls nur marginale Bauraumreduktionen möglich sind. Wurde beim Matrixumrichter durch die Erhöhung der Anzahl der Filterzweitere ν von zwei auf drei noch eine deutlich erkennbare Volumenreduktion erzielt, so sind die Kennlinien des Bauraums für die Filter mit zwei und drei Filterzweitere praktisch identisch.

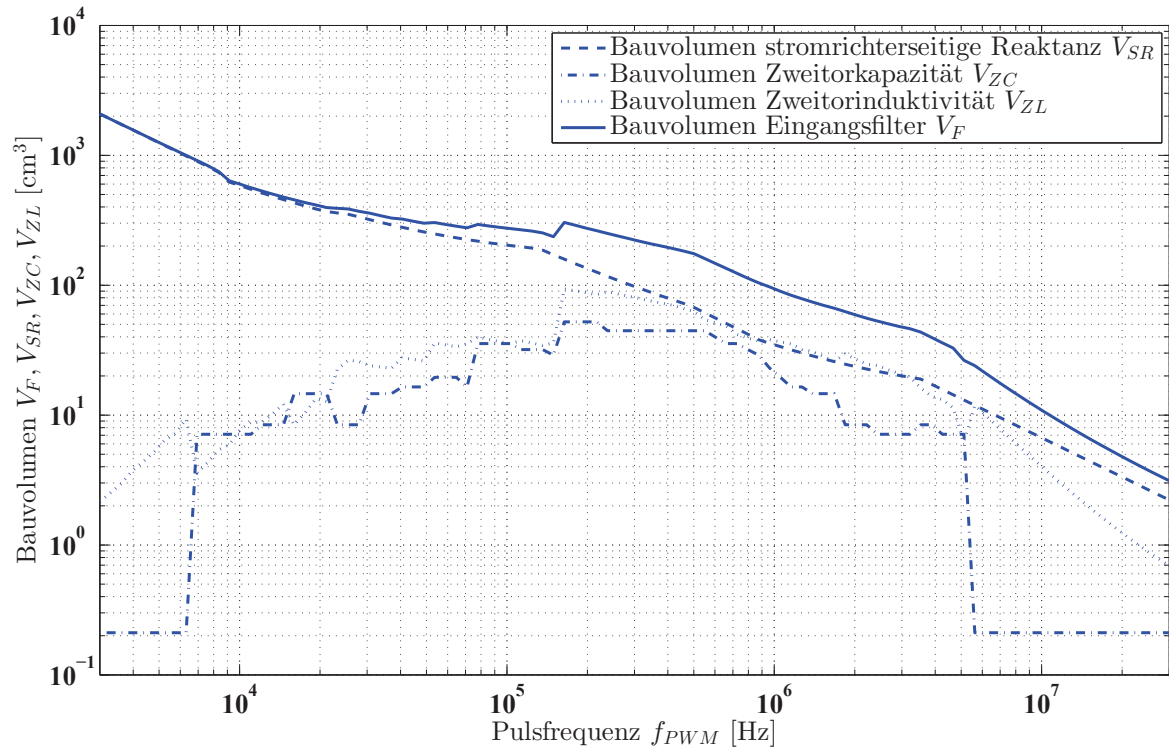


Abbildung 8.7: Bauvolumen und Teilbauvolumen des bauvolumenoptimalen Filters für den Spannungszwischenkreisumrichter bei Verwendung eines Filterzweitores.

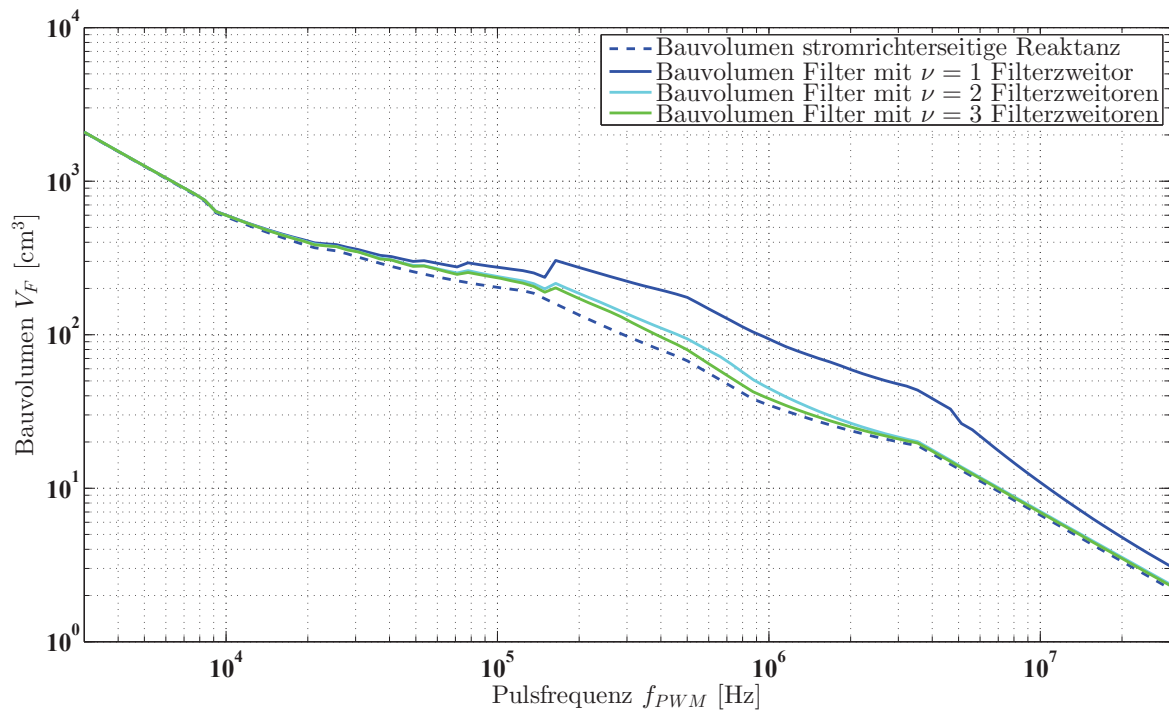


Abbildung 8.8: Filterbauvolumen des Spannungszwischenkreisumrichters für $\nu = 1, 2, 3$ Filterzweitore mit dem Bauvolumen der stromrichterseitigen Reaktanz als Vergleichswert.

8.3 Vergleichende Betrachtung der EingangsfILTERBAUVOLUMINA

In Abbildung 8.9 sind die Filterbauvolumina für EingangsfILTER mit einem, zwei und drei Filterzweigen dargestellt.

Der technisch relevante Pulsfrequenzbereich für Umrichter liegt derzeit bei 10 kHz bis 20 kHz; in diesem Bereich bauen die EingangsfILTER des Matrixumrichters unter Berücksichtigung der Spezifikation aus Tabelle 4.3 kleiner als die EingangsfILTER des Spannungszwischenkreisumrichters. Diese Aussage ist in der Tat bis zu einer Pulsfrequenz von 150 kHz uneingeschränkt gültig. Oberhalb von 150 kHz bauen die EingangsfILTER des Matrixumrichters bei Erhöhung der strukturellen Aufwände kleiner als die des Spannungszwischenkreisumrichters.

Wie bereits in Abschnitt 8.1 und Abschnitt 8.2 erörtert, bedingen strukturelle Aufwände bei den EingangsfILTERn des Matrixumrichters deutliche Bauraumreduzierungen, während das Bauvolumen des EingangsfILTERs für den Spannungszwischenkreisumrichter durch strukturelle Aufwände lediglich marginal verringert werden kann.

In Abbildung 8.10 sind die Filterbauvolumina für verschiedene Pulsfrequenzen f_{PWM} unter Variation des Rippfaktors k_{ripp} , welcher gemäß Abschnitt 3.2.2 zur Auslegung der stromrichterseitigen Reaktanz herangezogen wird, abgebildet.

Da bei beiden Umrichtern im niedrigen Pulsfrequenzbereich bis 150 kHz die stromrichterseitige Reaktanz das Gesamtfilterbauvolumen dominiert, hat die Wahl des Rippfaktors k_{ripp} einen erheblichen Einfluss in diesem Bereich. Aufgrund des höheren Bauvolumenaufwands zur Reduzierung des Ripples der integralen Größe, herrscht eine Antiproportionalität zwischen dem gewählten Rippfaktor und des Gesamtbauvolumens des EingangsfILTERs.

Folgerichtig verhalten sich die Bauvolumina der EingangsfILTER beider Umrichter unterschiedlich im Pulsfrequenzbereich oberhalb von 150 kHz.

Während beim Spannungszwischenkreisumrichter aufgrund des dominanten Einflusses der

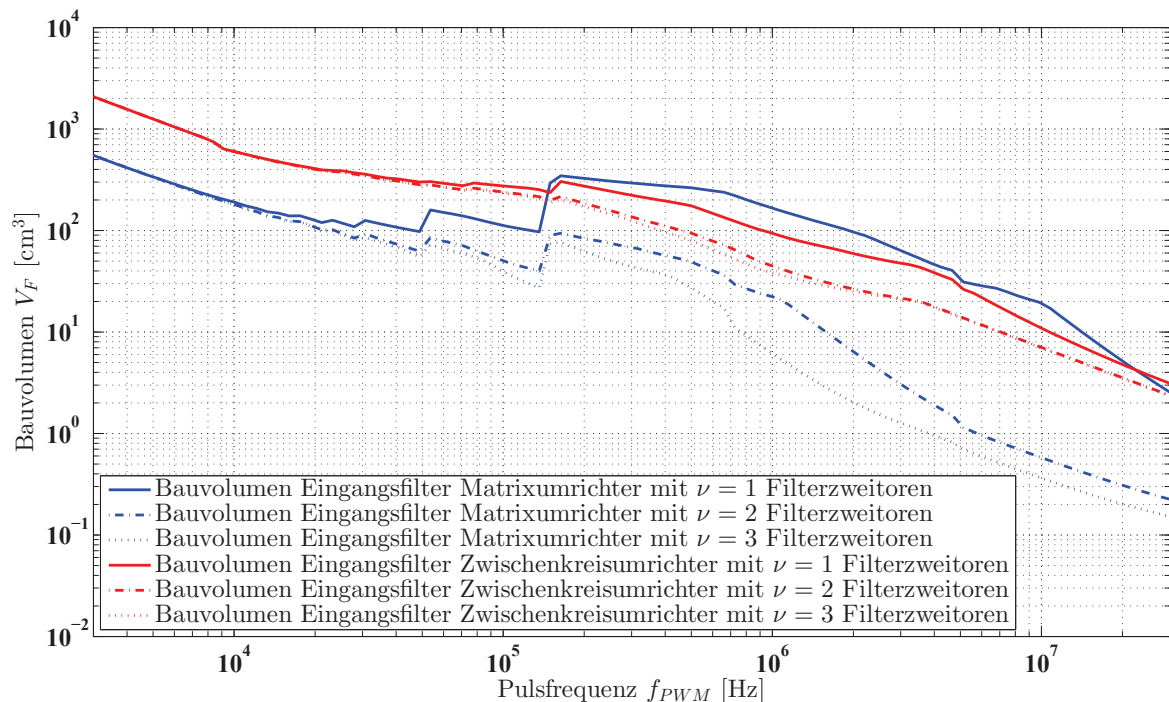


Abbildung 8.9: EingangsfILTERbauvolumina des Matrixumrichters und des Spannungszwischenkreisumrichters, welche den Spezifikationen nach Tabelle 4.3 genügen.

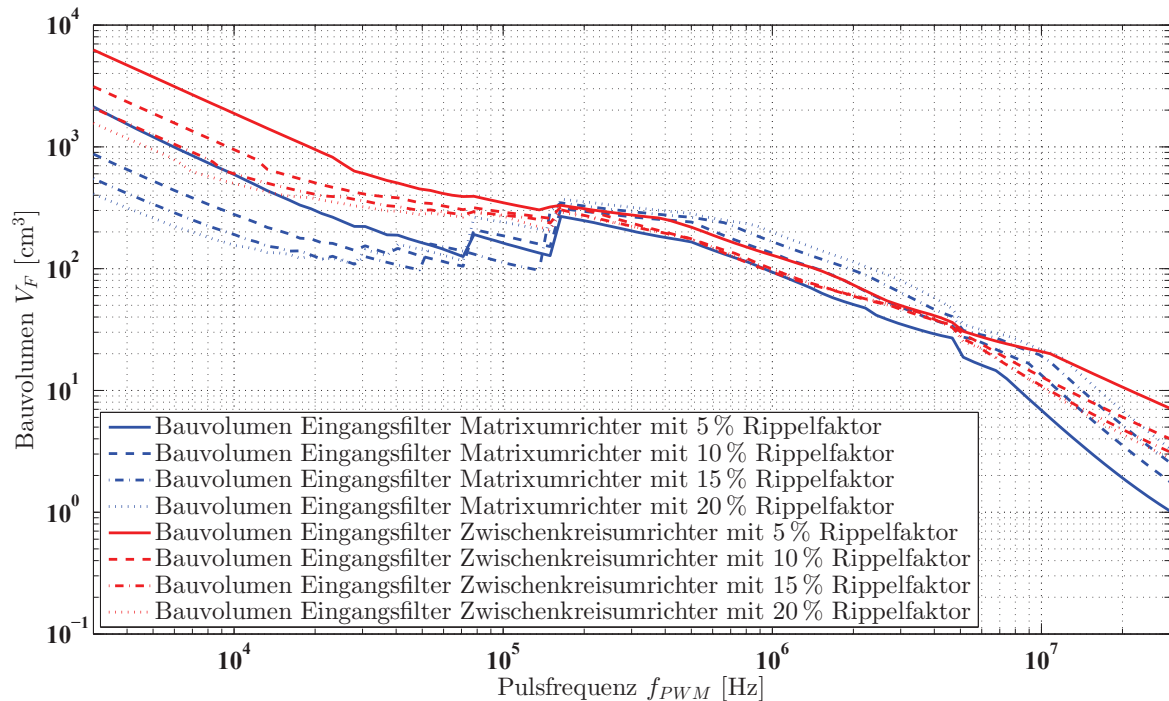


Abbildung 8.10: Eingangsfilterbauvolumina unter Variation des Rippelfaktors k_{ripp} , welcher gemäß Abschnitt 3.2.2 zur Auslegung der stromrichterseitigen Reaktanz herangezogen wird.

stromrichterseitigen Reaktanz auf das Bauvolumen die Antiproportionalität erhalten bleibt, erhöht sich das Filterbauvolumen beim Matrixumrichter in diesem Frequenzbereich mit Zunahme des Rippelfaktors; dies resultiert aus einem erhöhten Filteraufwand zur Einhaltung der normativ reglementierten Störspannungsgrenzwerte.

Wie bereits in Abbildung 8.4 dargestellt wurde, tritt in dem erörterten Frequenzbereich das Teilbauvolumen der stromrichterseitigen Reaktanz in den Hintergrund; es dominiert das Bauvolumen der Zweitorinduktivität sowie, wenn auch in geringerem Maße, das Bauvolumen der Zweitorkapazität.

Wird nun der Rippelfaktor erhöht, so bewirkt dies zwar eine Abnahme des Teilbauvolumens der stromrichterseitigen Reaktanz, jedoch muss ein höherer Filteraufwand zur Einhaltung der normativ festgelegten Störspannungsgrenzwerte in Kauf genommen werden. Da das Bauvolumen jedoch bereits durch diesen Filteraufwand bestimmt wird, bewirkt die Erhöhung des Rippelfaktors beim Matrixumrichters im oberen Frequenzbereich eine Erhöhung des Gesamtfilterbauvolumens.

Die Filterbauvolumina sowie die zugehörigen Teilbauvolumina sind für den derzeit technisch relevanten Frequenzbereich für ausgewählte Pulsfrequenzen in Tabelle 8.2 zusammengefasst.

Wie Tabelle 8.2 entnommen werden kann, benötigen die Eingangsfiler des Matrixumrichters im betrachteten Leistungsbereich einen mindestens um den Faktor drei kleineren Bauraum als die Eingangsfiler des Spannungszwischenkreisumrichters.

Die stromrichterseitige Reaktanz des Matrixumrichters bedingt, je nach Anzahl der Filterzweitere ν , zwischen 60 % und 80 % des Filtergesamtbauvolumens V_F . Beim Spannungszwischenkreisumrichter wird das Filtergesamtbauvolumen in dem in Tabelle 8.2 angegebenen Pulsfrequenzbereich über 90 % vom Bauvolumen der stromrichterseitigen Reaktanz V_{SR} bestimmt.

Tabelle 8.2: Benötigte Bauvolumina der Eingangfilter des Matrixumrichters und des Spannungszwischenkreisumrichters, welche den Spezifikationen nach Tabelle 4.3 genügen, für ausgewählte und im derzeit technisch relevanten Frequenzbereich liegenden Pulsfrequenzen.

Auslegungsparameter	Pulsfrequenz f_{PWM}	16	16	16	20	20	20	[kHz]
	Anzahl der Filterzweitere ν	1	2	3	1	2	3	-
Bauvolumen Eingangfilter Matrixumrichter	Stromrichterseitige Reaktanz V_{SR}	97,6	97,6	97,6	82,0	82,0	82,0	[cm ³]
	Zweitorkapazität V_{ZC}	14,6	14,2	0,63	16,5	14,2	0,63	[cm ³]
	Zweitorinduktivität V_{ZL}	26,9	12,6	23,7	31,0	15,4	27,3	[cm ³]
	Gesamtfilter V_F	139	125	122	130	112	110	[cm ³]
Bauvolumen Eingangfilter Spannungszwischenkreisumrichter	Stromrichterseitige Reaktanz V_{SR}	431	431	431	387	387	387	[cm ³]
	Zweitorkapazität V_{ZC}	14,6	0,42	0,63	14,6	14,2	0,63	[cm ³]
	Zweitorinduktivität V_{ZL}	8,38	18,1	15,1	13,4	7,65	18,5	[cm ³]
	Gesamtfilter V_F	454	449	447	415	409	406	[cm ³]

Strukturelle Aufwände wirken sich bei den angegebenen Pulsfrequenzen kaum aus. Beim Matrixumrichter bewirkt eine Erhöhung der Filterzweitere lediglich eine Reduktion des Filterbauvolumens um 15 %; beim Spannungszwischenkreisumrichter kann eine Reduktion um 2,2 % erzielt werden.

Zur Berücksichtigung künftiger Entwicklungen in der Halbleitertechnik und im Speziellen bei den Halbleitermaterialien wie Siliziumcarbid und Galliumnitrid, durch die unter Umständen auch sehr hohe Pulsfrequenzen für die Anwendung in Stromrichtern der elektrischen Antriebstechnik ermöglicht werden, sind für ausgewählte Pulsfrequenzen oberhalb des derzeit technisch relevanten Frequenzbereichs die Gesamtfilterbauvolumina sowie die zugehörigen Filterelementteilvervolumina in Tabelle 8.3 zusammengefasst.

Im Gegensatz zu den Pulsfrequenzen in Tabelle 8.2 wirkt sich das Teilbauvolumen der stromrichterseitigen Reaktanz auf das Gesamtbauvolumen des Eingangsfilters für den Matrixumrichter bei den Pulsfrequenzen in Tabelle 8.3 mit einem Anteil von kleiner 4 % aus. Beim Spannungszwischenkreisumrichter ist dieses Verhältnis sehr stark von den strukturellen

Tabelle 8.3: Benötigte Bauvolumina der Eingangfilter des Matrixumrichters und des Spannungszwischenkreisumrichters, die den Spezifikationen nach Tabelle 4.3 genügen, für ausgewählte Pulsfrequenzen, welche oberhalb des derzeit technisch relevanten Pulsfrequenzbereichs liegen.

Auslegungsparameter	Pulsfrequenz f_{PWM}	1	1	1	3	3	3	[MHz]
	Anzahl der Filterzweitere ν	1	2	3	1	2	3	-
Bauvolumen Eingangfilter Matrixumrichter	Stromrichterseitige Reaktanz V_{SR}	0,14	0,14	0,14	0,05	0,05	0,05	[cm ³]
	Zweitorkapazität V_{ZC}	39,8	14,2	0,63	16,5	0,42	0,63	[cm ³]
	Zweitorinduktivität V_{ZL}	119	7,10	4,82	48,7	2,71	0,61	[cm ³]
	Gesamtfilter V_F	159	21,5	5,60	65,3	3,19	1,30	[cm ³]
Bauvolumen Eingangfilter Spannungszwischenkreisumrichter	Stromrichterseitige Reaktanz V_{SR}	33,7	33,7	33,7	20,2	20,2	20,2	[cm ³]
	Zweitorkapazität V_{ZC}	19,5	0,42	0,63	7,11	0,42	0,48	[cm ³]
	Zweitorinduktivität V_{ZL}	36,7	8,61	2,60	20,8	1,12	0,45	[cm ³]
	Gesamtfilter V_F	89,9	42,7	36,9	48,1	21,7	21,1	[cm ³]

Aufwänden abhängig; so wirkt sich das Teilbauvolumen der stromrichterseitigen Reaktanz bei drei Filterzweitereilen mit 95 % aus, während sie sich bei der Verwendung eines Filterzweitereiles mit 37 % auswirkt.

Im betrachteten Frequenzbereich wirken sich strukturelle Aufwände stark aus. So kann beim Matrixumrichter durch die Erhöhung der Anzahl der Filterzweitereile das Filterbauvolumen um 96 % bei einer Pulsfrequenz von 1 MHz, beziehungsweise bei der Pulsfrequenz $f_{PWM} = 3$ MHz um 98 % reduziert werden; beim Spannungszwischenkreisumrichter können die Filterbauvolumen um 56 % bei der Pulsfrequenz von 1 MHz und bei Pulsung mit 3 MHz um 59 % verringert werden.

KAPITEL 9

Zusammenfassung, Diskussion und Ausblick

9.1 Zusammenfassung

Unter der getroffenen Annahme symmetrischer Netze und Dreileiteranordnung wurde zunächst in Kapitel 2 eine einphasige Beschreibung der Netzurückwirkungen angegeben.

Der in [Nag98] dokumentierte Filterauslegungsalgorithmus für spannungseinprägende Störer wurde in Kapitel 3 zum einen für stromeinprägende Störer erweitert und zum anderen so angepasst, dass parasitäre Serienwiderstände der Filterreaktanzen bei der Filterauslegung berücksichtigt werden. Parasitäre Reaktanzen wurden allerdings nicht berücksichtigt; es wurde angenommen, dass die Filterelemente derart gewählt werden, dass die parasitären Reaktanzen die Filterdämpfung erst oberhalb des normativ geregelten Frequenzbereichs beeinflussen.

Anhand der sich ergebenden Gleichungen ergab sich, dass die parasitären Serienwiderstände der Induktivitäten keinen Einfluss auf die Hochfrequenzabschätzung und somit auch nicht auf die Filterauslegung haben. Anders verhält es sich bei den parasitären Serienwiderständen der Kapazitäten.

Um zu aussagekräftigen Ergebnissen zu gelangen, muss die Allgemeingültigkeit an dieser Stelle eingeschränkt werden. Die folgenden Untersuchungen werden exemplarisch anhand eines Spannungszwischenkreisumrichter und eines Matrixumrichter für eine Ausgangsleistung von $S_o = 3 \text{ kVA}$ exerziert.

Die Filterauslegung wurde in Kapitel 4 zunächst für ein fiktives Spektrum, welches sich aus einer Rechteckfunktion mit 50 % Modulationsgrad ergibt, durchgeführt. Aufgrund der Trivialität des Spektrums konnten die Einflussparameter, welche sich aufgrund der gültigen Normen und der parasitären Serienwiderständen einstellen, diskutiert werden. Speziell bei hohen Pulsfrequenzen im MHz-Bereich sind die Einflüsse der parasitären Serienwiderstände bei Verwendung integrierter Kapazitäten verdeutlicht worden.

In Kapitel 5 wurden die Netzurückwirkungen des Spannungszwischenkreisumrichters mit steifem Zwischenkreis und des Matrixumrichters analytisch mit Hilfe der Doppelfourierreihen aus [Tol76] für ein bestimmtes Trägersignal, welches sich aus Schaltverlustleistungsüberlegungen ergab, beschrieben und die Einflussparameter auf die Netzurückwirkungsspektren diskutiert. Weiters wurde eine Permutationsvorschrift für die Anordnung der Schaltfunktionen angegeben, um die Symmetrie des Netzurückwirkungsspektrums, welches vom Matrixumrichter eingespeist wird, in allen drei Eingangsphasen zu gewährleisten.

Da die Filterberechnung für alle Betriebspunkte hinreichend sein muss, wurde in Kapi-

tel 6 basierend auf der analytischen Beschreibung der Netzurückwirkungsspektren so genannte Pseudospektren eingeführt, welche die maximal auftretenden Schwingungsamplituden unter Variation der Einflussparameter enthalten. mittels dieser Pseudospektren konnten die benötigten Eingangsfiler berechnet werden.

Bevor ein abschließender Vergleich der Eingangsfiler durchgeführt werden konnte, wurde in Kapitel 7 untersucht, ab welchen Zwischenkreiskapazitäten die Modellierung des Spannungszwischenkreisumrichters mit steifem Zwischenkreis hinreichend genau ist. Die benötigten minimalen Zwischenkreiskapazitäten sind dabei so gering, dass die Modellierung mit steifem Zwischenkreis als hinreichend angesehen werden kann, da andere Auslegungskriterien hinsichtlich Regelbarkeit oder zu gewährleistende Netzausfallüberbrückungsdauern in der Regel eine höhere Zwischenkreiskapazität erfordern. Im Speziellen wurde das aus [Mal95] bekannte verfahren zur Bestimmung der benötigten Energiemenge während eines Lastwechsels herangezogen.

Für eine abschließende Betrachtung des Filteraufwandes wurden in Kapitel 8 für die gewählten Umrichter mit einer Ausgangsscheinleistung von $S_o = 3 \text{ kVA}$ Kennlinien für die Bauvolumina entsprechender Kapazitäten und Induktivitäten hinterlegt anhand derer das Gesamtfilterbauvolumen für beide Umrichter berechnet und verglichen werden konnte.

Bis zu einer Pulsfrequenz von $f_{PWM} = 150 \text{ kHz}$ sind die Filterbauvolumina des Matrixumrichters für ein- und mehrstufige Filter kleiner als die des Spannungszwischenkreisumrichters.

Für Pulsfrequenzen oberhalb von 150 kHz baut der einstufige Filter des Matrixumrichters größer als die Filter des Spannungszwischenkreisumrichters. Erst durch die Anwendung mehrstufiger Filter kann das Eingangsfilerbauvolumen des Matrixumrichters unter das Eingangsfilerbauvolumen des Spannungszwischenkreisumrichters verringert werden. Unter dem Aspekt der monolithischen Integration der Umrichter wird davon ausgegangen, dass mehrstufige Filter, welche mit geringeren Bauelementwerten auskommen besser integrierbar sind als einstufige Filter mit großen Bauelementwerten. Unter dieser Annahme wird folglich der Matrixumrichter für eine Hochintegration in Silizium besser geeignet sein.

Die Erhöhung der Pulsfrequenz führt nicht in allen Frequenzbereichen zwangsläufig zu einer Verringerung des Eingangsfilerbauvolumens, wie häufig postuliert. Im mittleren Pulsfrequenzbereich zwischen 40 kHz und 150 kHz bleibt das Eingangsfilerbauvolumen des Spannungszwischenkreisumrichters nahezu konstant, wobei das Eingangsfilerbauvolumen des Matrixumrichters starken Schwankungen, abhängig von der Pulsfrequenz, unterliegt, da je nach in den normativen Frequenzbereich eintretende Spektrallinie das Eingangsfiler anders dimensioniert werden muss.

Im Pulsfrequenzbereich oberhalb von 150 kHz steigt das Eingangsfilerbauvolumen beider Umrichter zunächst an, wobei beim matrixumrichter erhebliche Bauvolumenzunahmen zu verzeichnen sind. Je nach Ordnung des Filters wird das Bauvolumen unterhalb von 150 kHz schon bei Pulsfrequenzen im Bereich von 200 kHz unterschritten (mehrstufige Filter des Spannungszwischenkreisumrichters) oder aber erst bei Pulsfrequenzen von 2 MHz (einstufiges Filter Matrixumrichter).

Wie in Kapitel 5 anhand der analytischen Beschreibung der Netzurückwirkungsspektren gezeigt, werden die Spektren in Bezug auf die Leistungsklasse des Umrichters unterschiedlich beeinflusst. Während beim Spannungszwischenkreisumrichter die Höhe der Zwischenkreisspannung die spektrumsbeeinflussende elektrische Größe ist, wird das Netzurückwirkungsspektrum des Matrixumrichters durch dessen Laststrom bestimmt. Demzufolge wird das Netzurückwir-

kungsspektrum des Spannungszwischenkreisumrichters — unter der Annahme gleichbleibender Zwischenkreisspannungen — unabhängig von der gewählten Leistungsebene sein.

Dem steht das laststromabhängige Netzspektrum des Matrixumrichters gegenüber, welches folgerichtig sehr wohl leistungsabhängig ist, da bei gleichbleibender Netzspannung und zunehmender Leistung der Laststrom erhöht werden muss.

9.2 Diskussion

Die Ergebnisse, welche aufgrund theoretischer Untersuchungen gefunden wurden, gelten nur unter den angegebenen Randbedingungen. Speziell im Bereich der hohen Pulsfrequenzen ist jedoch fraglich, ob die Modellgenauigkeit ausreichend ist. Bei Frequenzen im Bereich einiger Megahertz wirken sich parasitäre kapazitive Kopplungen stärker aus als im Bereich niedriger Frequenzen. Die vorliegenden Modelle für die Filter gehen jedoch von Bauelementen aus, welche keine unerwünschten kapazitiven oder induktiven Kopplungen zu benachbarten Bauelementen, Leiterbahnen oder sonstigen Aufbauten haben.

Mit zunehmender Frequenz dürfte diese Annahme zunehmend unzutreffend sein, weshalb die Modellierungsgenauigkeit und auch die getroffenen Aussagen zunehmend unscharf werden. Es muss bei Eintritt in eine mögliche Realisierungsphase geprüft werden, inwieweit sich parasitäre Einflüsse vermeiden oder in die Realisierung von Filterstrukturen miteinbeziehen lassen. So ist beispielsweise denkbar, dass eine parasitär vorhandene kapazitive Kopplung zweier Leiterbahnen auch derart ausgenutzt wird, dass diese als Nutzkapazität im Sinne eines Eingangsfilters wirkt. Schlussendlich wird vor Eintritt in die Realisierungsphase eines hochfrequent gepulsten Umrichters eine feldtheoretische Untersuchung mit zunehmender Tendenz bedeutsam sein, um alle parasitären Einflussfaktoren erfassen zu können.

Desweiteren wird die gestrahlte Störaussendung mit zunehmender Pulsfrequenz eine Rolle spielen, was in der vorliegenden Untersuchung nicht berücksichtigt ist, weshalb die dann zu treffenden Schirmungsmaßnahmen auch nicht in die Untersuchungsergebnisse miteinbezogen sind. Zur Untersuchung der gestrahlten Störungen sind reale Aufbauten zur Messung notwendig oder es müssen feldtheoretische Simulationen durchgeführt werden.

Die durch die Hochfrequenzabschätzung durchgeführte Filterauslegung berücksichtigt keine Resonanzstellen, welche unterhalb der Filtergrenzfrequenz auftreten können. Obwohl diese Resonanzstellen keine Relevanz für die Einhaltung der Normen besitzen, da sie unterhalb des normativ geregelten Frequenzbereichs liegen, können jedoch die auftretenden Resonanzfälle zur Beschädigung der Anordnung führen, weshalb die berechneten Filter vor der Realisierung daraufhin zu überprüfen sind.

Obwohl schon ein gepulster Gleichrichter mit einer Pulsfrequenz $f_{PWM} = 1$ MHz realisiert wurde, ist fraglich, ob das Vordringen in noch höhere Pulsfrequenzen technisch möglich und sinnvoll ist [Har11, Har12].

Zum einen wird die Erhöhung der Pulsfrequenz durch physikalisch vorhandene Limitierungen begrenzt sein. Hierzu gelten wiederum parasitäre Reaktanzen, welche die Leitzustandsänderungen der Ventile verzögern. Dies ist beispielsweise im Lastkreis der Fall, wo parasitäre Induktivitäten von wenigen nH bei ausreichend hoher Schaltgeschwindigkeit zu erheblichen Schaltüberspannungen führen können. Des Weiteren können parasitäre Reaktanzen im Steuerkreis die Schaltpulse der Treiberstufen verzögern. Speziell das Umladen kapazitiver Reaktanzen führen bei hohen Pulsfrequenzen und kurzen Schaltzeiten zu hohen Leistungen und Energien, welche seitens der Treiberschaltungen zur Verfügung gestellt werden müssen. Bipolare

Bauelemente müssen für hohe Schaltfrequenzen aufgrund der unvermeidlichen Rekombinationsvorgänge und der einhergehenden, einzuhaltenden Verzögerungszeiten von vornherein für die Verwendung bei hohen Pulsfrequenzen ausgeschlossen werden.

Zum anderen sind bezüglich der Sinnhaftigkeit der Erhöhung der Pulsfrequenz zur Reduktion der EingangsfILTERBAUVOLUMINA die möglicherweise dabei auftretenden Kannibalisierungseffekte zu berücksichtigen. So stehen mit zunehmender Verfügbarkeit von schaltbaren, unipolaren Ventilen neuartiger Halbleitermaterialien wie Siliciumcarbid und Galliumnitrid prinzipiell die benötigten Bauelemente zur Erhöhung der Pulsfrequenz bei gleichzeitig hohen Sperrspannungen zur Verfügung. Bei diesen Bauelementen ist in der Regel der Driftwiderstand deutlich kleiner als bei vergleichbaren Bauelementen aus Silizium, weshalb die eingesparten Leitungsverluste zugunsten höherer Pulsfrequenzen verwendet werden können. Allerdings muss die anfallende Verlustleistung auch hier durch entsprechende Kühlmechanismen abgeführt werden. Wie bereits in Abschnitt 1.1 geschildert, ist gerade der für den Kühlaufwand verwendete Bauraum mitentscheidend für das Umrichtergerätesgesamt volumen. Aus diesem Grund besteht die Möglichkeit, dass durch die Erhöhung der Pulsfrequenz zwar das EingangsfILTERBAUVOLUMEN gesenkt werden kann, dies aber zu Lasten einer größer zu dimensionierenden Kühlung geht und somit das Gesamtbauvolumen des Umrichters nicht verringert werden kann oder gar zunimmt.

In der vorliegenden Arbeit wurde darauf verzichtet, den Messempfänger zu modellieren. Der Messempfänger, welcher in den Normen festgelegt wird, verfälscht aufgrund seiner Bandbreitencharakteristik und den dynamischen Eigenschaften der verwendeten Detektoren das physikalisch vom Stromrichter emittierte Spektrum; weshalb sich das vom Messempfänger gemessene Spektrum von dem physikalisch vom Stromrichter emittierte Spektrum unterscheidet. Für die Filterauslegung wurde das physikalische Spektrum verwendet, weshalb ein in dieser Arbeit berechnetes Filter mit hoher Wahrscheinlichkeit die Norm entweder über- oder untererfüllt und daher aus wirtschaftlicher oder (im zweiten Fall) technischer Sicht zunächst nicht geeignet ist.

Der Grund für die Verfälschung des mit dem Messempfänger gemessenen Spektrums gegenüber dem physikalisch vorhandenen Spektrum liegt in der ursprünglichen Zielsetzung und dem sich daraus ergebenden Aufbau der Messempfänger. Die normativ definierten Messempfänger, Messungen und Grenzwerte basieren nach [Smo12] auf der Vorgabe, dass der Empfang der seinerzeit verwendeten Amplitudenmodulation möglichst ungestört sein sollte. Aus diesem Grund besteht der Messempfänger hauptsächlich aus einem seinerzeit üblichen Empfangsgerät, namentlich dem Superheterodynempfänger.

Es stellt sich die Frage, ob der ursprüngliche Zweck zur Einführung der Norm heute noch immer die erforderliche Relevanz besitzt. Durch Übergang zur Frequenzmodulation konnte die Störfestigkeit deutlich erhöht werden [Kar10]. Die Zunahme der Störfestigkeit geht zwar einher mit einer Zunahme der für die Übertragung erforderlichen Bandbreite, allerdings stellt dieser Negativaspekt seit Erschließung des HöchsthFrequenzbereich nach 1945 keine Rolle mehr.

Durch Phasenmodulation oder gar digitale Signalübertragung, welche seit 2012 sogar ausschließlich für satellitenübertragene Fernsehsignale Anwendung findet, wird die Störfestigkeit nochmals erhöht. Gerade die digitale Signalübertragung ist fehlerfrei, solange der Pegel eindeutig zugeordnet werden kann [Wer10]. Ist eine weitere Erhöhung der Störfestigkeit erforderlich, kann die Information durch Zeit- oder Frequenzmultiplex redundant übertragen werden [Kar10].

Obschon die verwendeten Normen Gesetzescharakter besitzen, sollte erwogen werden, ob die enthaltenen Spezifikationen zeitgerecht sind, oder ob eine Neudefinition der zu verwendenden Messgeräte und durchzuführenden Messungen basierend auf zeitgemäßen Betrachtungen nicht

zu Kosteneinsparungen führen würde. Da die dem ursprünglichen Zweck zugrunde liegende Störquelle durch neuartige Übertragungstechniken wesentlich störunanfälliger geworden ist, könnte den Störquellen unter Umständen eine erhöhte Störemission zugestanden werden.

9.3 Ausblick

Ein über den derzeitigen Stand der Arbeit hinausgehender Untersuchungspunkt liegt sicher in der Nachbildung des Messempfängers. Wie bereits zuvor angeführt, wird durch die Messung mit dem Messempfänger eine Manipulation des physikalisch vorhandenen Netzzrückwirkungsspektrums verursacht. Wird an der derzeitigen Fassung der Norm festgehalten, so muss für einen normgerechten Vergleich der beiden Umrichter der Messempfänger vollständig nachgebildet werden.

Neben den in dieser Arbeit untersuchten Gegentaktstörungen existieren zusätzlich die Gleichtaktstörungen, welche sich über parasitärer Impedanzen ausbreiten können. Bei hochfrequent gepulsten Quellen wird vornehmlich die kapazitive Kopplung eine Rolle spielen. Zur Quantifizierung der parasitären Elemente muss jedoch der Aufbau des Umrichters bekannt sein. Für die Spannungszwischenkreisumrichter wurde bereits in [Gut98] eine Untersuchung der Gleich- und Gegentaktstörungen durchgeführt. Für den Matrixumrichter existieren ebenfalls Untersuchungen, welche sich mit den Gleichtaktstörungen und deren Reduzierung beschäftigen [Lee05]. In [Yil01] wurde bereits ein Vergleich zwischen den Gleichtaktstörungen des Matrixumrichters und eines Spannungszwischenkreisumrichters vollzogen. Hierbei schnitt der Matrixumrichter besser ab, wobei der Spannungszwischenkreisumrichter allerdings netzseitig über eine Diodenbrücke gespeist wurde.

Für eine neutrale Beurteilung der Systeme — sofern diese überhaupt möglich ist, da ja der Aufbau der Umrichter für die Quantifizierung der Gleichtaktstörungen bekannt sein muss — müssen in Anlehnung an die vorliegende Arbeit beide Umrichter basierend auf einer einheitlichen Vergleichsbasis bewertet werden.

Bekanntermaßen werden die Netzzrückwirkungen durch den Einsatz von sogenannten Multi-Level-Stromrichter verringert, da durch die feinere Abstufung der eingepprägten Spannungen beziehungsweise Ströme die Sinusform „besser“ angenähert werden kann und somit tendenziell geringere Störungen zu erwarten sind [Tol00]. Daher liegt ein weiterer Untersuchungspunkt darin, die Einflüsse der Multi-Level-Technologie für beide Umrichter zu quantifizieren — basierend auf einer einheitlichen Vergleichsbasis versteht sich.

Wie bereits in Abschnitt 9.2 angeführt, kann zwar das Eingangfilterbauvolumen unter Anwendung sehr hoher Pulsfrequenzen reduziert werden, allerdings bedingen die hohen Pulsfrequenzen eine Zunahme der Verlustleistung in den Halbleitern, weshalb der zweite bauraumkritische Faktor, das Kühlerbauvolumen, zunimmt. Für eine bauraumoptimale Gesamtlösung muss folglich zunächst noch das Kühlerbauvolumen beider Umrichter in Abhängigkeit der Pulsfrequenz betrachtet werden um anschließend das Bauraumoptimum und natürlich die bauraumoptimale Umrichtertopologie zu identifizieren.

Aus technologischer Sicht sind natürlich alle Forschungsfelder, welche die Erhöhung der Energiespeicherdichte innerhalb integrierter Schaltungen thematisieren, für die Bauraumreduktion der Eingangfilter relevant. Für integrierte Energiespeicher spielen die Abscheideprozesse eine erhebliche Rolle, weshalb technologische Fortschritte auf diesem Gebiet die Miniaturisierung der Eingangfilter erheblich beschleunigen könnten.

Symbolverzeichnis

Variablen

a	Amplitude eines Zeitsignals
A_0	Gleichanteil
B	Bandbreite
$B_{6\text{dB}}$	Bandbreite, 6 dB-
c_n	Koeffizient, Fourier-, der n -ten Schwingung
c_{mn}	Koeffizient, Fourier-, der n -ten Schwingung in der m -ten Spektralgruppe
$c_{qr,mn}$	Koeffizient, Fourier-, der n -ten Schwingung in der m -ten Spektralgruppe für die fourierzerlegte Schaltfunktion $x_{q,r}(t)$
C	Kapazität
C_{ges}	Kapazität, Gesamt-
C_{SR}	Kapazität, Stromrichterseitige-
C_Z	Kapazität, Zweitor-
$C_{Z\nu}$	Kapazität, Zweitor-, des ν -ten Zweitores
C_{Zk}	Kapazität, Zweitor-, des k -ten Zweitores
C_{ZK}	Kapazität, Zwischenkreis-
d	Dämpfung
f	Frequenz
f_k	Frequenz, Knick-
f_{FFT}	Frequenz, Abtast-, des Zeitbereichsvektors der Fast-Fourier-Transformation
$f_{i,ZKUR}$	Frequenz der Grundschwingung des Eingangsstroms des Spannungszwischenkreisumrichters
f_i	Frequenz der eingprägten Ströme
$f_{o,ZKUR}$	Frequenz der Grundschwingung des Ausgangsstroms des Spannungszwischenkreisumrichters

f_{PWM}	Frequenz, Puls-, des Stromrichters
f_T	Frequenz, Träger-
f_u	Frequenz der eingepprägten Spannungen
g	Modulationsgrad
G	Verstärkungsmaß
G_{LISN}	Verstärkungsmaß der Spannungsauskopplung an der Netznachbildung
h	Verhältnis Anstiegszeit zur Pulsperiode mit $h = \frac{T_r}{T_{PWM}}$
I	Strom
i	Strom, zeitlicher Verlauf
\hat{I}	Strom, Amplitude
\bar{I}	Strom, Mittelwert
I_1	Strom, Grundschwingung
I_a	Strom, Ersatz-, des stromeinprägenden Stromrichters
I_b	Strom, Ersatz-, des stromeinprägenden Stromrichters
I_c	Strom, Ersatz-, des stromeinprägenden Stromrichters
I_n	Strom, n-te Harmonische
I_i	Strom, Eingangs-, der Stromrichter
$I_{i,MUR}$	Strom, Eingangs-, des Matrixumrichters
$I_{i,ZKUR}$	Strom, Eingangs-, des Spannungszwischenkreisumrichters
I_o	Strom, Ausgangs-, der Stromrichter
$I_{o,MUR}$	Strom, Ausgangs-, des Matrixumrichters
$I_{o,ZKUR}$	Strom, Ausgangs-, des Spannungszwischenkreisumrichters
I_C	Strom durch die Kapazität C
I_{Last}	Strom, Last-
I_L	Strom durch die Induktivität L
I_N	Strom, Nutz-
I_{SR}	Strom, Einphasiger Ersatz-, des stromeinprägenden Stromrichters
\tilde{I}_{SR}	Strom durch die stromrichterseitige Reaktanz beim spannungseinprägenden Stromrichter
I_0	Strom, Neutralleiter-
I_A	Strom, Außenleiter-

I_B	Strom, Bezugsleiter-
I_S	Strom, Stör-
I_T	Strom, Tor-, am Zweitor
I_Z	Strom durch die Impedanz Z
j	Imaginäre Einheit mit $j^2 = -1$
k_{eff}	Faktor der effektiven Flächenvergrößerung
k_{ripp}	Faktor, Prozentualer Rippel-
k_{tol}	Faktor, Prozentualer Toleranz-
k_x	Faktor, Proportionalitäts-
L	Induktivität
L_N	Induktivität der Netzimpedanz
L_{ges}	Induktivität, Gesamt-
L_{SR}	Induktivität, Stromrichterseitige-
L_Z	Induktivität, Zweitor-
$L_{Z\nu}$	Induktivität, Zweitor-, des ν -ten Zweitors
L_{Zk}	Induktivität, Zweitor-, des k -ten Zweitors
M	Verstärkung
M_I	Verstärkung, Strom-
M_U	Verstärkung, Spannungs-
M_{LISN}	Verstärkung der Spannungsauskopplung an der Netznachbildung
P	Wirkleistung
q	stromeinprägende Phase, q -te-
\hat{q}	stromeinprägenden Phasen, Anzahl der-
r	spannungseinprägende Phase, r -te-
\hat{r}	spannungseinprägenden Phasen, Anzahl der-
R	Widerstand, Ohmscher-
R_C	Widerstand, Parasitärer-, einer Kapazität
R_L	Widerstand, Parasitärer-, einer Induktivität
R_N	Widerstand der Netzimpedanz
R_{SR}	Widerstand, Parasitärer-, der stromrichterseitigen Reaktanz

R_{ZK}	Widerstand, Parasitärer-, der Zwischenkreiskapazität
S	Scheinleistung
S_o	Scheinleistung, Ausgangs-
t	Zeit, Zeitpunkt
t_{aus}	Zeitpunkt, Ausschalt-
t_{ein}	Zeitpunkt, Einschalt-
T	Zeit, Zeitdauer
T_A	Zeit, Ausregel-
T_{ein}	Einschaltdauer der Schaltfunktion
T_L	Zeit, Lade-
T_{PWM}	Periodendauer der Pulsweitenmodulation des Stromrichters
T_{ref}	Referenzwert
T_r	Zeit, Anstiegs-
T_{Sim}	Zeit, Simulierte-
THD	Signalverzerrung (Total harmonic distortion)
THD_I	Signalverzerrung des Stroms
THD_U	Signalverzerrung der Spannung
THD_Z	Signalverzerrungszielwert
$\tan \delta$	Verlustfaktor
U	Spannung
u	Spannung, zeitlicher Verlauf
\hat{U}	Spannung, Amplitude
\bar{U}	Spannung, Mittelwert
U_a	Spannung, Ersatz-, des spannungseinprägenden Stromrichters
U_b	Spannung, Ersatz-, des spannungseinprägenden Stromrichters
U_c	Spannung, Ersatz-, des spannungseinprägenden Stromrichters
U_e	Spannung, Quellen-, des Energieversorgungsnetzes
U_i	Spannung, Eingangs-, des Stromrichters
U_n	Spannung, Grundschiwingung
U_n	Spannung, n-te Harmonische

U_C	Spannung an der Kapazität C
U_G	Spannung, Grenzwert der Stör-
U_L	Spannung an der Induktivität L
U_{LISN}	Spannung an der Netznachbildung
$U_{LISN,n}$	Spannung der n -ten Schwingung an der Netznachbildung
U_{LL}	Spannung, Leiter-Leiter-, des Energieversorgungsnetzes
U_{LN}	Spannung, Phasen-, des Energieversorgungsnetzes
U_N	Spannung, Quellen-, des Versorgungsnetzes
U_P	Spannung, Prüflings-, an der Netznachbildung
U_{SR}	Spannung, Einphasige Ersatz-, des spannungseinprägenden Stromrichters
\tilde{U}_{SR}	Spannung an der stromrichterseitigen Reaktanz beim stromeinprägenden Stromrichter
U_S	Spannung, Stör-
U_T	Spannung, Tor-, am Zweitor
U_{vY}	Spannung des virtuellen Sternpunkts bezogen auf den Nullleiter
U_{vY1}	Spannung des virtuellen Sternpunkts der Querimpedanzen bezogen auf den Nullleiter
U_{vY2}	Spannung des virtuellen Sternpunkts der Ersatzspannungsquellen bezogen auf den Neutralleiter
U_{ZK}	Spannung, Zwischenkreis-
U_Z	Spannung an der Impedanz Z
V	Volumen
V_C	Volumen einer Kapazität
V_F	Volumen, Filterbau-
V_{SR}	Volumen der stromrichterseitigen Reaktanz
V_{ZC}	Volumen der zweitorkapazität
V_{ZL}	Volumen der Zweitorinduktivität
\hat{x}	Modulationsamplitude
\hat{x}_L	Modulationsamplitude des lastseitigen Stromrichters
\hat{x}_N	Modulationsamplitude des netzseitigen Stromrichters
\bar{x}	Modulationsgleichanteil

X	Reaktanz
X_{SR}	Reaktanz, Stromrichterseitige-
Z	Impedanz
Z_L	Impedanz, Längs-
Z_Q	Impedanz, Quer-
Z_{LISN}	Impedanz der Netznachbildung
Z_{SR}	Impedanz, Stromrichterseitige-
α	Schaltwinkel
α_{aus}	Schaltwinkel, Aus-
α_{ein}	Schaltwinkel, Ein-
ΔP	Änderung, Leistungs-
ΔU_{ZK}	Schwankung, Spannungs-, im Zwischenkreis
$\Delta \tilde{I}_{SR}$	Schwankung, Strom-, an der stromrichterseitigen Reaktanz
$\Delta \tilde{U}_{SR}$	Schwankung, Spannungs-, an der stromrichterseitigen Reaktanz
λ	Periode
ν	Anzahl der Filterzweitere
ω	Kreisfrequenz
ω_0	Kreisfrequenz der Modulationsfunktion mit $\omega_0 = \omega_u + \omega_i$
ω_1	Kreisfrequenz der Grundschiwingung
ω_i	Kreisfrequenz des stromeinprägenden Netzes
ω_T	Kreisfrequenz des Trägersignals
ω_u	Kreisfrequenz des spannungseinprägenden Netzes
ω_k	Kreisfrequenz, Knick-
ω_{LO}	Kreisfrequenz des Oszillators
φ	Phase
σ	Impulsdauer, mittlere
τ	Zeitkonstante
τ_F	Zeitkonstante, Filterzweitor-
ϑ_i	Grundschiwingungswinkel des stromeinprägenden Netzes
ϑ_u	Grundschiwingungswinkel des spannungseinprägenden Netzes

ξ	Periode
ε_0	Permittivität, Allgemeine-
ε_{SiO_2}	Permittivität, Spezielle-, des Siliziumdioxids
ζ	Stärke
ζ_{SiO_2}	Stärke des Siliziumdioxids
ζ_{Si}	Stärke des Siliziumwafers

Funktionen & Distributionen

$\delta(\omega)$	Dirac-Distribution im Frequenzbereich
$F(\omega)$	Funktion im Frequenzbereich
$f(t)$	Funktion im Zeitbereich
$\Gamma(\omega)$	Spektrum, Strom- oder Spannungs-
$\tilde{\Gamma}(\omega)$	Pseudospektrum, Strom- oder Spannungs-
$O(x^n)$	Polynom vom Grad n in x
$x_{q,r}(t)$	Schaltfunktion der q -ten stromeinprägenden und r -ten spannungseinprägenden Phase
$\tilde{x}_{q,r}(t)$	Modulationsfunktion der q -ten stromeinprägenden und r -ten spannungseinprägenden Phase

Vektoren

\vec{i}_i	Stromvektor des stromeinprägenden Netzes
\vec{i}_u	Stromvektor des spannungseinprägenden Netzes
\vec{u}_i	Spannungsvektor des stromeinprägenden Netzes
\vec{u}_u	Spannungsvektor des spannungseinprägenden Netzes

Matrizen

\mathbf{A}	Kettenmatrix
\mathbf{A}_C	Kettenmatrix Parallelkapazität
\mathbf{A}_F	Kettenmatrix Eingangfilter
\mathbf{A}_L	Kettenmatrix Serieninduktivität
$\mathbf{A}_{FC(LC)^\nu}$	Kettenmatrix $C(LC)^\nu$ -Eingangfilter
$\mathbf{A}_{FL(CL)^\nu}$	Kettenmatrix $L(CL)^\nu$ -Eingangfilter
\mathbf{X}_L	Schaltfunktionsmatrix des lastseitigen Stromrichters
\mathbf{X}_N	Schaltfunktionsmatrix des netzseitigen Stromrichters

X Schaltfunktionsmatrix der Form $q \times r$

Mengen

$[a,b]$ Geschlossenes Intervall von a bis b

$]a,b[$ Rechts- und linksseitig offenes Intervall von a bis b

\mathbb{C} Menge der komplexen Zahlen

\mathbb{N} Menge der natürlichen Zahlen

$\mathbb{N} \setminus \{x\}$ Menge der natürlichen Zahlen ohne das Mengenelement x

\mathbb{N}^* Menge der natürlichen Zahlen ohne 0

Operatoren

$\arg(x)$ Argument von x , wobei $x \in \mathbb{C}$

$\lfloor x \rfloor$ Gaußklammer mit $\lfloor x \rfloor = \max(k); \quad \forall k \in \{k \in \mathbb{Z} | k \leq x\}$

\mathbf{X}^T Transponierte der Matrix \mathbf{X}

$\mathfrak{F}\{f(x)\}$ Fouriertransformierte von $f(x)$

$\max(x)$ Globales Maximum von x

$\max_{\vec{x}} \Gamma(\omega, \vec{x})$ Globales Maximum von $\Gamma(\omega, \vec{x})$ an der Stelle ω bei Variation von \vec{x}

$\min(x)$ Globales Minimum von x

Literaturverzeichnis

- [Alb11] ALBACH, Manfred: Induktive Komponenten in der Leistungselektronik, in: *Bauelemente der Leistungselektronik und ihre Anwendungen*, Bd. 6 (Zitiert auf Seite 4)
- [Ale88] ALESINA, A. und VENTURINI, M.: Intrinsic amplitude limits and optimum design of 9-switches direct PWM AC-AC converters, in: *Power Electronics Specialists Conference, 1988. PESC '88 Record., 19th Annual IEEE*, S. 1284 –1291 vol.2 (Zitiert auf Seite 12)
- [Bat10] BATEN, Tina und BUTTERMANN, Hans-Georg: Die Entwicklung des Energieverbrauchs in Deutschland 2009, Springer Verlag (Zitiert auf Seite 2)
- [Ber02] BERNET, S.; PONNALURI, S. und TEICHMANN, R.: Design and loss comparison of matrix converters and voltage-source converters for modern AC drives. *Industrial Electronics, IEEE Transactions on* (2002), Bd. 49(2):S. 304 –314 (Zitiert auf Seiten 5 und 36)
- [Bin07] BINDER, Andreas; DOPPELBAUER, Martin; GOLD, Peter W. und HOFMANN, Wilfried: *Antriebssysteme: Innovationen - Trends - Mechatronik*, etz - Zeitschrift des VDE Verlags (2007) (Zitiert auf Seite 4)
- [Bla53] BLACK, Harold: *Modulation Theory*, D. Van Nostrand (1953) (Zitiert auf Seiten 63 und 69)
- [Bow75a] BOWES, S.R.: New sinusoidal pulsewidth-modulated inverter. *Electrical Engineers, Proceedings of the Institution of* (1975), Bd. 122(11):S. 1279 –1285 (Zitiert auf Seite 75)
- [Bow75b] BOWES, S.R. und BIRD, B.M.: Novel approach to the analysis and synthesis of modulation processes in power convertors. *Electrical Engineers, Proceedings of the Institution of* (1975), Bd. 122(5):S. 507 –513 (Zitiert auf Seite 75)
- [Bra05a] BRAUN, S.; AIDAM, M. und RUSSEK, P.: Development of a multiresolution time domain EMI measurement system that fulfills CISPR 16-1, in: *Electromagnetic Compatibility, 2005. EMC 2005. 2005 International Symposium on*, Bd. 2, S. 388 –393 Vol. 2 (Zitiert auf Seite 22)
- [Bra05b] BRAUN, S.; ALT, A. und RUSSEK, P.: A novel multiresolution high-dynamic ultra-broadband time-domain EMI measurement system, in: *Microwave Symposium Digest, 2005 IEEE MTT-S International*, S. 4 pp. (Zitiert auf Seite 22)
- [Bra07] BRAUN, Stephan: *Theorie und Anwendung von Zeitbereichsverfahren zur normkonformen EMV-Emissionsmessung*, Dissertation, Technische Universität München (2007) (Zitiert auf Seite 22)

- [Bro88] BRONAUGH, Edwin L. und LAMBDIN, William S.: *A Handbook Series on Electromagnetic Interference and Compatibility – Electromagnetic Interference Test Methodology and Procedures*, Bd. 6, Interference Control Technologies, Inc. (1988) (Zitiert auf Seite 80)
- [Bro06] BRONSTEIN, I. N.; SEMENDJAJEW, K.A.; MUSIOL, G. und MÜHLIG, H.: *Taschenbuch der Mathematik*, Verlag Harri Deutsch, 6. Aufl. (2006) (Zitiert auf Seite 67)
- [Bro07] BROWN, N.R.; JAHNS, T.M. und LORENZ, R.D.: Power Converter Design for an Integrated Modular Motor Drive, in: *Industry Applications Conference, 2007. 42nd IAS Annual Meeting. Conference Record of the 2007 IEEE*, S. 1322 –1328 (Zitiert auf Seite 3)
- [Cas93] CASADEI, D.; GRANDI, G.; SERRA, G. und TANI, A.: Space vector control of matrix converters with unity input power factor and sinusoidal input/output waveforms, in: *Power Electronics and Applications, 1993., Fifth European Conference on*, S. 170 –175 vol.7 (Zitiert auf Seite 36)
- [Cas04] CASADEI, D.; GRANDI, G.; ROSSI, C.; TRENTIN, A. und ZARRI, L.: Comparison between back-to-back and matrix converters based on thermal stress of the switches, in: *Industrial Electronics, 2004 IEEE International Symposium on*, Bd. 2, S. 1081 –1086 vol. 2 (Zitiert auf Seite 5)
- [Cau31] CAUER, W.: *Siebschaltungen*, VDI-verlag g.m.b.h. (1931), URL <http://books.google.de/books?id=uIuTPwAACAAJ> (Zitiert auf Seite 33)
- [Chi10] CHIDA, T.; KUSUNO, N.; MISHIMA, A.; KURITA, M. und IBORI, S.: Filter design technique for inverter complied with European EMC standard, in: *Power Electronics Conference (IPEC), 2010 International*, S. 218 –221 (Zitiert auf Seite 32)
- [Cob05] COBRECES, S.; BUENO, E.; ESPINOSA, F.; RODRIGUEZ, F.J. und MARTIN, C.J.: Contributions to the DC-bus voltage controller of back-to-back voltage source converters, in: *Industrial Electronics Society, 2005. IECON 2005. 31st Annual Conference of IEEE*, S. 6 pp. (Zitiert auf Seite 49)
- [Coh89] COHEN, L.: Time-frequency distributions-a review. *Proceedings of the IEEE* (1989), Bd. 77(7):S. 941 –981 (Zitiert auf Seite 22)
- [Coo09] COOK, Mike: Wide load potential for electric vehicles. *semiconductorTODAY* (2009) (Zitiert auf Seiten 4 und 51)
- [Cru09] CRUZ, S.M.A. und FERREIRA, M.: Comparison between back-to-back and matrix converter drives under faulty conditions, in: *Power Electronics and Applications, 2009. EPE '09. 13th European Conference on*, S. 1 –10 (Zitiert auf Seite 5)
- [dD05] DE DONCKER, Rik W.: *Entwicklungstrends in der Leistungselektronik*, Internationaler ETG Kongress (2005) (Zitiert auf Seite 4)
- [Dom09] DOMES, Daniel: *Untersuchungen zum Einsatz von unipolaren SiC Leistungshalbleiterbauelementen in Antriebsstromrichtern*, Dissertation, Technische Universität Chemnitz (2009) (Zitiert auf Seiten 4 und 51)
- [Dur99] DURCANSKY, Georg: *EMV-gerechtes Gerätedesign*, Franzis' Verlag, 5. Aufl. (1999) (Zitiert auf Seiten v, 15, 16, 17 und 21)

- [Eck09] ECKLEBE, Andreas: *Untersuchung eines Matrixumrichters für kontaktlose Energieübertragungssysteme*, Dissertation, Otto-von-Guericke-Universität Magdeburg (2009) (Zitiert auf Seite 4)
- [Epc09] EPCOS: *Datenblattsammlung Power line chokes – B5204W, B5205W, B5206W & B52503T*E, B52523T*E*, EPCOS AG (2009) (Zitiert auf Seiten vii, x, 46 und 99)
- [Füh03a] FÜHRER, Arnold; HEIDEMANN, Klaus und NERRETER, Wolfgang: *Grundgebiete der Elektrotechnik – Stationäre Vorgänge*, Bd. 1, Hanser Verlag, 7. Aufl. (2003) (Zitiert auf Seiten 40 und 41)
- [Füh03b] FÜHRER, Arnold; HEIDEMANN, Klaus und NERRETER, Wolfgang: *Grundgebiete der Elektrotechnik – Zeitabhängige Vorgänge*, Bd. 2, Hanser Verlag, 7. Aufl. (2003) (Zitiert auf Seiten 16 und 62)
- [Fra05] FRANZ, Joachim: *EMV*, Teubner Verlag, 2. Aufl. (2005) (Zitiert auf Seite 32)
- [Fri10] FRIEDLI, T. und KOLAR, J.W.: Comprehensive comparison of three-phase AC-AC Matrix Converter and Voltage DC-Link Back-to-Back Converter systems, in: *Power Electronics Conference (IPEC), 2010 International*, S. 2789 –2798 (Zitiert auf Seite 5)
- [Fro84] FROHNE, Heinrich und UECKERT, Erwin: *Grundlagen der elektrischen Messtechnik*, VDE Verlag (1984) (Zitiert auf Seiten v und 22)
- [Gut98] GUTTOWSKI, Stephan: *Untersuchungen zur elektromagnetischen Verträglichkeit spannungsgespeister Pulswechselrichter*, Verlag Köster (1998) (Zitiert auf Seite 113)
- [Har10] HARTMANN, M.; ERTL, H. und KOLAR, J.W.: EMI filter design for high switching frequency three-phase/level PWM rectifier systems, in: *Applied Power Electronics Conference and Exposition (APEC), 2010 Twenty-Fifth Annual IEEE*, S. 986 –993 (Zitiert auf Seite 5)
- [Har11] HARTMANN, M.; ERTL, H. und KOLAR, J.W.: EMI Filter Design for a 1 MHz, 10 kW Three-Phase/Level PWM Rectifier. *Power Electronics, IEEE Transactions on* (2011), Bd. 26(4):S. 1192 –1204 (Zitiert auf Seiten 5 und 111)
- [Har12] HARTMANN, M.; ERTL, H. und KOLAR, J.W.: On the Tradeoff Between Input Current Quality and Efficiency of High Switching Frequency PWM Rectifiers. *Power Electronics, IEEE Transactions on* (2012), Bd. 27(7):S. 3137 –3149 (Zitiert auf Seite 111)
- [Häb05] HÄBERLE, Gregor ET AL.: *Tabellenbuch Elektrotechnik*, Europa-Lehrmittel Verlag, 21. Aufl. (2005) (Zitiert auf Seite 39)
- [Hei02] HEINKE, Folco: *Monolithischer bidirektionaler Schalter für Matrixumrichter*, VDI Fortschrittsberichte (2002) (Zitiert auf Seiten iv, 11 und 12)
- [Hel04] HELDWEIN, M.L.; NUSSBAUMER, T. und KOLAR, J.W.: Differential mode EMC input filter design for three-phase AC-DC-AC sparse matrix PWM converters, in: *Power Electronics Specialists Conference, 2004. PESC 04. 2004 IEEE 35th Annual*, Bd. 1, S. 284 – 291 Vol.1 (Zitiert auf Seite 32)

- [Hoe11] HOENE, Eckart: EMV und Systemintegration, in: *Bauelemente der Leistungselektronik und ihre Anwendungen*, Bd. 6 (Zitiert auf Seite 4)
- [Hof02] HOFMANN, Wilfried und ZIEGLER, Marcus: Schaltverhalten und Beanspruchung bidirektionaler Schalter in Matrixumrichtern (Zitiert auf Seiten iv, 9 und 10)
- [Hol98] HOLMES, D.G.: A general analytical method for determining the theoretical harmonic components of carrier based PWM strategies, in: *Industry Applications Conference, 1998. Thirty-Third IAS Annual Meeting. The 1998 IEEE*, Bd. 2, S. 1207 –1214 vol.2 (Zitiert auf Seiten 70 und 75)
- [Hou07] HOU, Chung-Chuan; CHENG, Po-Tai; BHATTACHARYA, S. und LIN, Jarsun: Modeling and Control of Three-Phase Active front-end Converters, in: *Industrial Electronics Society, 2007. IECON 2007. 33rd Annual Conference of the IEEE*, S. 1449 –1454 (Zitiert auf Seiten 29 und 31)
- [Hub93] HUBER, L.; BOROJEVIC, D.; ZHUANG, X.F. und LEE, F.C.: Design and implementation of a three-phase to three-phase matrix converter with input power factor correction, in: *Applied Power Electronics Conference and Exposition, 1993. APEC '93. Conference Proceedings 1993., Eighth Annual*, S. 860 –865 (Zitiert auf Seiten iv und 10)
- [Huc06] HUCKLE, Thomas und SCHNEIDER, Stefan: *Numerische Methoden*, Springer Verlag, 2 Aufl. (2006) (Zitiert auf Seite 4)
- [IW11] IW: *Deutschland in Zahlen 2011*, Institut der deutschen Wirtschaft Köln (2011) (Zitiert auf Seite 2)
- [IXY07] IXYS: IXRP 15N120 - IGBT with Reverse Blocking capability (Zitiert auf Seite 10)
- [Jal09] JALILI, K. und BERNET, S.: Design of *LCL* Filters of Active-Front-End Two-Level Voltage-Source Converters. *Industrial Electronics, IEEE Transactions on* (2009), Bd. 56(5):S. 1674 –1689 (Zitiert auf Seite 36)
- [Kar10] KARRENBERG, Ulrich: *Signale - Prozesse - Systeme: Eine multimediale und interaktive Einführung in die Signalverarbeitung*, Springer-Verlag Berlin Heidelberg, Berlin, Heidelberg (2010), URL <http://dx.doi.org/10.1007/978-3-642-01864-0> (Zitiert auf Seite 112)
- [Kaw09] KAWADA, Yasuyuki; TAWARA, Takeshi und NAKAMURA, Shun-ichi: Technology for Controlling Trench Shape in SiC Power MOSFETs. *Technischer Bericht auf www.fujielectric.com* (2009) (Zitiert auf Seiten 4 und 51)
- [Kin06] KINOCHI, Shin-ichi und MASAYUKI, Imaizumi: SiC Devices and Their Application technologies. *Technischer Bericht auf www.global.mitsubishielectric.com* (2006) (Zitiert auf Seiten 4 und 51)
- [Klo97] KLOTZ, Frank: *Leitungsgebundene elektromagnetische Störemissionen von Leistungshalbleitertopologien*, Verlag ISLE (1997) (Zitiert auf Seite 17)
- [Klu05] KLUG, Bernhard: *Untersuchung der Steuerung für Matrixrichter und Entwicklung eines neuen Verfahrens zur Reduzierung der Gleichkomponente mit der Raumvektormodulation*, Dissertation, Technische Universität Cottbus (2005) (Zitiert auf Seiten iv, 9 und 10)

- [Kra08] KRAUSE, Joachim: *Leistungselektronik steigert Prozesssicherheit und bietet Kostenvorteile*, etz - Zeitschrift des VDE Verlags (2008) (Zitiert auf Seite 4)
- [Kru03a] KRUG, F.; BRAUN, S.; KISHIDA, Y. und RUSSE, P.: A novel digital quasi-peak detector for time-domain measurements, in: *Microwave Conference, 2003. 33rd European*, Bd. 3, S. 1027 – 1030 Vol.3 (Zitiert auf Seiten v, 22 und 23)
- [Kru03b] KRUG, F. und RUSSE, P.: Signal processing methods for time domain EMI measurements, in: *Electromagnetic Compatibility, 2003. EMC '03. 2003 IEEE International Symposium on*, Bd. 2, S. 1289 – 1292 Vol.2 (Zitiert auf Seite 22)
- [Lam08] LAMSAHEL, Hassan: *Steuerung und Regelung von Zwischenkreisspannungs-Umrichtern mit sehr kleinem Energiespeicher für ein- und dreiphasige Netzanschlüsse*, Shaker Verlag (2008) (Zitiert auf Seite 7)
- [Lee05] LEE, Hong-Hee; NGUYEN, H.M. und JUNG, Eui-Heon: A study on reduction of common-mode voltage in matrix converter with unity input power factor and sinusoidal input/output waveforms, in: *Industrial Electronics Society, 2005. IECON 2005. 31st Annual Conference of IEEE*, S. 7 pp. (Zitiert auf Seite 113)
- [Liu07] LIU, Xun; LEE, C.K. und HUI, S.Y.: An Integrated Planar EMI Filter for Ultra-high Frequency Power Converters, in: *Power Electronics Specialists Conference, 2007. PESC 2007. IEEE*, S. 1528 –1534 (Zitiert auf Seite 5)
- [Lu10] LU, Xi; ROGERS, C. und PENG, Fang Zheng: A double Fourier analysis development of THD for PWM inverters: A theoretical method for motor loss minimization, in: *Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE), 2010 IEEE*, S. 1505 –1510 (Zitiert auf Seite 75)
- [Mah00] MAHLEIN, J. und BRAUN, M.: A matrix converter without diode clamped over-voltage protection, in: *Power Electronics and Motion Control Conference, 2000. Proceedings. IPEMC 2000. The Third International*, Bd. 2, S. 817 –822 vol.2 (Zitiert auf Seite 12)
- [Mal95] MALESANI, L.; ROSSETTO, L.; TENTI, P. und TOMASIN, P.: AC/DC/AC PWM converter with reduced energy storage in the DC link. *Industry Applications, IEEE Transactions on* (1995), Bd. 31(2):S. 287 –292 (Zitiert auf Seiten xi, 97 und 110)
- [McD09] MCDONALD, Tim: GaN based Power Device Platform. *Bodo's Power Systems* (2009) (Zitiert auf Seite 51)
- [McG08] MCGRATH, B.P. und HOLMES, D.G.: A General Analytical Method for Calculating Inverter DC-Link Current Harmonics, in: *Industry Applications Society Annual Meeting, 2008. IAS '08. IEEE*, S. 1 –8 (Zitiert auf Seite 75)
- [Mey02] MEYER, Martin: *Grundlagen der Informationstechnik: Signale, Systeme und Filter; mit 33 Tabellen*, Vieweg Verlag, 1. Aufl. (2002), URL <http://www.gbv.de/dms/bs/toc/35051528x.pdf> (Zitiert auf Seiten 66 und 94)
- [Moo99] MOODY, Patricia E. und MORLEY, Richard E.: *The Technology Machine - How manufacturing will work in the year 2020*, The free press, New York (1999) (Zitiert auf Seite 4)

- [Moy98] MOYNIHAN, J.F.; EGAN, M.G. und MURPHY, J.M.D.: Theoretical spectra of space-vector-modulated waveforms. *Electric Power Applications, IEE Proceedings - (1998)*, Bd. 145(1):S. 17 –24 (Zitiert auf Seite 63)
- [Nag98] NAGEL, Andreas: *Leitungsgebundene Störungen in der Leistungselektronik: Entstehung, Ausbreitung und Filterung*, Dissertation, Rheinisch-Westfälische Technische Hochschule Aachen (1998) (Zitiert auf Seiten 6, 32, 33, 35, 40, 41 und 109)
- [Ned04] NEDTWIG, Joachim und LUTZ, Martin: *Elektromagnetische Verträglichkeit: EMV-Anforderungen zuverlässig und kostengünstig umsetzen*, WEKA Media (2004) (Zitiert auf Seite 25)
- [Nie97] NIELSEN, P.; BLAABJERG, F. und PEDERSEN, J.K.: Novel solutions for protection of matrix converter to three phase induction machine, in: *Industry Applications Conference, 1997. Thirty-Second IAS Annual Meeting, IAS '97., Conference Record of the 1997 IEEE*, Bd. 2, S. 1447 –1454 vol.2 (Zitiert auf Seite 12)
- [Nus04] NUSSBAUMER, T.; HELDWEIN, M.L. und KOLAR, J.W.: Differential mode EMC input filter design for a three-phase buck-type unity power factor PWM rectifier, in: *Power Electronics and Motion Control Conference, 2004. IPEMC 2004. The 4th International*, Bd. 3, S. 1521 –1526 Vol.3 (Zitiert auf Seite 32)
- [Pap06] PAPULA, Lothar: *Mathematische Formelsammlung*, Vieweg Verlag, 9. Aufl. (2006) (Zitiert auf Seiten 47, 48, 49 und 67)
- [Pfe99] PFEIFFER, Wolfgang: *Elektrische Messtechnik*, VDE Verlag, 5. Aufl. (1999) (Zitiert auf Seite 21)
- [Pfe08] PFEIFER, M. und SCHRODER, G.: Protection circuit for the matrix converter, in: *Industrial Electronics, 2008. IECON 2008. 34th Annual Conference of IEEE*, S. 899 –902 (Zitiert auf Seite 12)
- [Pol06] POLL, Dietmar: Matrix-Umrichter vor Markteinführung, in: *Produktion Technik* (Zitiert auf Seite 8)
- [Rag08] RAGGL, K.; NUSSBAUMER, T. und KOLAR, J.W.: Model based optimization of EMC input filters, in: *Control and Modeling for Power Electronics, 2008. COMPEL 2008. 11th Workshop on*, S. 1 –6 (Zitiert auf Seite 32)
- [Rau07] RAUSCHER, Christoph: *Grundlagen der Spektrumanalyse*, Rohde & Schwarz, 3. Aufl. (2007) (Zitiert auf Seiten 21 und 23)
- [Reh59] REHWALD, Walther: *Elementare Einführung in die Bessel-, Neumann- und Hankel-Funktionen*, S. Hirzel Verlag Stuttgart (1959) (Zitiert auf Seite 70)
- [Rei07] REISCH, Michael: *Halbleiter-Bauelemente*, Springer Verlag, 2. Aufl. (2007) (Zitiert auf Seiten 83 und 84)
- [Saw08] SAWADA, M.; YAMAJI, M.; MATSUNAGA, S.; IWAYA, M.; TAKAHASHI, H.; YOSHIKI, T.; JONISHI, A.; KITAMURA, A. und FUJISHIMA, N.: High side n-channel and bidirectional Trench Lateral Power MOSFETs on one chip for DCDC converter ICs, in: *Power Semiconductor Devices and IC's, 2008. ISPSD '08. 20th International Symposium on*, S. 107 –110 (Zitiert auf Seiten iv und 11)

- [Sch04] SCHULZ, Detlef: *Netzrückwirkungen - Theorie, Simulation, Messung und Bewertung*, VDE Verlag GmbH (2004) (Zitiert auf Seiten 2, 19 und 36)
- [Sch05] SCHUFFENHAUER, Uwe; KUSS, Hans; URBANSKI, Wojciech; GÜLDNER, Henry und BERNHARDT, Gerd: *Neuartiges elektrisches Antriebskonzept mit integrierter Leistungselektronik für mobile Arbeitsmaschinen*, Internationaler ETG Kongress (2005) (Zitiert auf Seite 4)
- [Sch08] SCHRÖDER, Dierk: *Leistungselektronische Schaltungen – Funktion, Auslegung und Anwendung*, Springer Verlag, 2. Aufl. (2008) (Zitiert auf Seite 63)
- [Sch09a] SCHINKEL, Marcus: *Entwurf und Simulation aktiver EMV-Filter für dreiphasige drehzahlveränderbare Antriebe*, Dissertation, Technische Universität Berlin (2009) (Zitiert auf Seiten v, 19, 20 und 21)
- [Sch09b] SCHLIENZ, Ulrich: *Schaltnetzteile und ihre Peripherie: Dimensionierung, Einsatz, EMV*, Vieweg + Teubner Verlag, 4. Aufl. (2009) (Zitiert auf Seite 45)
- [Sch11a] SCHRAMM, A.; LANFER, H. und PETZOLDT, J.: A Hard- and Software Co-simulation Model of a Matrix Converter, in: *UKSim 13th International Conference on Computer Modelling and Simulation (UKSim2011)*, Cambridge, United Kingdom (Zitiert auf Seite 12)
- [Sch11b] SCHWAB, Adolf J. und KÜRNER, Wolfgang: *Elektromagnetische Verträglichkeit*, Springer Berlin Heidelberg, 6 Aufl. (2011) (Zitiert auf Seiten 14 und 15)
- [Sch12a] SCHRAMM, A.; LANFER, H.; PETZOLDT, J. und RÄDEL, U.: Comparative investigation on power grid perturbations caused by DC-link converters and matrix converters, in: *Systems, Signals and Devices (SSD), 2012 9th International Multi-Conference on*, S. 1 –8 (Zitiert auf Seite 67)
- [Sch12b] SCHRAMM, A.; LANFER, H.; PETZOLDT, J.; RÄDEL, U.; SCHWARZMANN, H. und ERLBACHER, T.: Comparative Investigation on Installation Space Requirements for Input Filters of DC-Link- and Matrix Converters based on Amplitude Pseudo-Spectra, in: *Power Electronics for Distributed Generation Systems (PEDG 2012), The 3rd International Symposium on* (Zitiert auf Seite 98)
- [Sch12c] SCHRAMM, A.; LANFER, H.; PETZOLDT, J.; RÄDEL, U.; SCHWARZMANN, H. und ERLBACHER, T.: A Generic Approach for Comparing Input Filter Efforts of Voltage- and Current Source Converters, in: *21st International Symposium on Power Electronics, Industrial Drives, Automation and Motion (SPEEDAM 2012)*, Sorrent, Italy (Zitiert auf Seite 36)
- [Sch12d] SCHWAB, Adolf J.: *Elektroenergiesysteme: Erzeugung, Transport, Übertragung und Verteilung elektrischer Energie*, Springer Berlin Heidelberg, 3 Aufl. (2012) (Zitiert auf Seite 1)
- [Sei00] SEIP, Günter G.: *Elektrische Installationstechnik: Energieversorgung und -verteilung; Schutzmaßnahmen; elektromagnetische Verträglichkeit; elektrische Installationsgeräte und -systeme; Anwendungsbeispiele für elektrische Installationsanlagen; Gebäudesystemtechnik*, Publicis-MCD-Verlag Erlangen, 4 Aufl. (2000) (Zitiert auf Seiten iv, 14 und 15)

- [Sem11] SEMISOUTH: *Datenblatt SJDP120R085*, Semisouth Laboratories Inc. (2011) (Zitiert auf Seite 51)
- [Sie06] SIENK, Thorsten: *Geregelte Antriebe braucht das Land*, Chemie Technik (2006) (Zitiert auf Seite 2)
- [Sie11] SIEMENS: *Energiemanagement und Energieoptimierung in der Prozessindustrie*, Siemens AG, Sector Industry (2011) (Zitiert auf Seiten iv, 2 und 3)
- [Sit04] SITTIG, R.; KRYSIAK, A. und CHMIELUS, St.: Monolithic bidirectional switches promise superior characteristics, in: *Power Electronics Specialists Conference, 2004. PESC 04. 2004 IEEE 35th Annual*, Bd. 4, S. 2977 – 2982 Vol.4 (Zitiert auf Seite 11)
- [Smo12] SMOLENSKI, Robert: *Conducted Electromagnetic Interference (EMI) in Smart Grids*, Springer London, London (2012), URL <http://nbn-resolving.de/urn/resolver.pl?urn=10.1007/978-1-4471-2960-8> (Zitiert auf Seite 112)
- [Spe11] SPECIOVIUS, Joachim: *Grundkurs Leistungselektronik*, Vieweg + Teubner Verlag, 5. Aufl. (2011) (Zitiert auf Seiten ix, 38, 80 und 83)
- [Süs11] SÜSSE, Roland; PETZOLDT, Jürgen und ELLINGER, Thomas: *Theoretische Elektrotechnik: Elektrische Netzwerke – Leistungselektronik, Systembeschreibung, Berechnung und Synthese*, Bd. 6, Wissenschaftsverlag Thüringen (2011) (Zitiert auf Seiten 6, 61 und 62)
- [Tau08] TAUSCHER: *Datenblatt Einphasen Netzdrossel*, Tauscher Transformatorenfabrik (2008) (Zitiert auf Seiten x und 99)
- [Tel06] TELFORD, Mark: SiC driving interest for power semiconductors. *semiconductor-TODAY* (2006) (Zitiert auf Seiten 4 und 51)
- [Tol76] TOLSTOV, Georgi: *Fourier series*, Dover Publications (1976) (Zitiert auf Seiten 6, 67, 79 und 109)
- [Tol00] TOLBERT, L.M. und PENG, F.Z.: Multilevel converters as a utility interface for renewable energy systems, in: *Power Engineering Society Summer Meeting, 2000. IEEE*, Bd. 2, S. 1271 –1274 vol. 2 (Zitiert auf Seite 113)
- [Tom96] TOMAZIC, S. und ZNIDAR, S.: A fast recursive STFT algorithm, in: *Electrotechnical Conference, 1996. MELECON '96., 8th Mediterranean*, Bd. 2, S. 1025 –1028 vol.2 (Zitiert auf Seite 23)
- [Uen98] UENO, K.; KONISHI, Y.; FUJISAWA, N.; SAKAI, K.; RYOKAI, Y. und SEKI, Y.: The bi-directional switching device without p-n junctions, in: *Power Semiconductor Devices and ICs, 1998. ISPSD 98. Proceedings of the 10th International Symposium on*, S. 325 –328 (Zitiert auf Seite 11)
- [Unb88] UNBEHAUEN, Rolf: *Synthese elektrischer Netzwerke und Filter*, Oldenbourg Verlag, 3. Aufl. (1988) (Zitiert auf Seite 33)
- [VDE05] VDE: *VDE0160-103 - Drehzahlveränderbare elektrische Antriebe - Teil 3: EMV-Anforderungen einschließlich spezieller Prüfverfahren*, VDE Verlag GmbH (2005) (Zitiert auf Seiten vi, xi, 17, 24, 25 und 26)

- [VDE07a] VDE: *VDE0839-6-3 - Elektromagnetische Verträglichkeit (EMV) - Teil 6-3: Fachgrundnormen - Störaussendung für Wohnbereich, Geschäfts- und Gewerbebereiche sowie Kleinbetriebe*, VDE Verlag GmbH (2007) (Zitiert auf Seite 25)
- [VDE07b] VDE: *VDE0839-6-4 - Elektromagnetische Verträglichkeit (EMV) - Teil 6-3: Fachgrundnormen - Störaussendung für Industriebereiche*, VDE Verlag GmbH (2007) (Zitiert auf Seite 25)
- [VDE07c] VDE: *VDE0876-16-1-2 - Anforderungen an Geräte und Einrichtungen sowie Festlegung der Verfahren zur Messung der hochfrequenten Störaussendung (Funkstörungen) und Störfestigkeit - Teil 1-2: Geräte und Einrichtungen zur Messung der hochfrequenten Störaussendung (Funkstörungen) und Störfestigkeit - Leitunggeführte Störaussendung*, VDE Verlag GmbH (2007) (Zitiert auf Seiten v, 19 und 20)
- [VDE09a] VDE: *VDE0530-30 - Drehende elektrische Maschinen - Teil 30: Wirkungsgrad - Wirkungsgrad-Klassifizierung von Drehstrommotoren mit Käfigläufern, ausgenommen polumschaltbare Motoren*, VDE Verlag GmbH (2009) (Zitiert auf Seiten 1, 2 und 7)
- [VDE09b] VDE: *VDE0877-16-2-1 - Anforderungen an Geräte und Einrichtungen sowie Festlegung der Verfahren zur Messung der hochfrequenten Störaussendung (Funkstörungen) und Störfestigkeit - Teil 2-1: Verfahren zur Messung der hochfrequenten Störaussendung (Funkstörungen) und Störfestigkeit - Messung der leitunggeführten Störaussendung*, VDE Verlag GmbH (2009) (Zitiert auf Seiten v, 18 und 19)
- [VDE10a] VDE: *VDE0838-2 - Elektromagnetische Verträglichkeit (EMV) - Teil 3-2: Grenzwerte - Grenzwerte für Oberschwingungsströme (Geräte-Eingangstrom ≤ 16 A je Leiter)*, VDE Verlag GmbH (2010) (Zitiert auf Seiten xi, 17, 18 und 36)
- [VDE10b] VDE: *VDE0876-16-1-1 - Anforderungen an Geräte und Einrichtungen sowie Festlegung der Verfahren zur Messung der hochfrequenten Störaussendung (Funkstörungen) und Störfestigkeit - Teil 1-1: Geräte und Einrichtungen zur Messung der hochfrequenten Störaussendung (Funkstörungen) und Störfestigkeit - Messgeräte*, VDE Verlag GmbH (2010) (Zitiert auf Seiten 21 und 23)
- [Wei11] WEIDAUER, Jens: *Elektrische Antriebstechnik*, Publicis Publishing, 2. Aufl. (2011) (Zitiert auf Seite 12)
- [Wer10] WERNER, Martin: *Nachrichtentechnik: Eine Einführung für alle Studiengänge*, Vieweg+Teubner Verlag / Springer Fachmedien Wiesbaden GmbH, Wiesbaden, Wiesbaden, 7., erweiterte und aktualisierte Auflage Aufl. (2010), URL <http://dx.doi.org/10.1007/978-3-8348-9742-8> (Zitiert auf Seite 112)
- [Whe97] WHEELER, P. und GRANT, D.: Optimised input filter design and low-loss switching techniques for a practical matrix converter. *Electric Power Applications, IEE Proceedings* - (1997), Bd. 144(1):S. 53 –60 (Zitiert auf Seite 4)
- [Whe06] WHEELER, P W; KEARNS, P; BRADLEY, K J; DE LILO, L; ROBSON, P; WHITLEY, C; CLARE, J C; EMPRINGHAM, L; PICKERING, S; LAMPARD, D und TOWERS, G: An Integrated Machine and Matrix Converter based High Power Rudder EMA, in: *Power Electronics, Machines and Drives, 2006. The 3rd IET International Conference on*, S. 167 –171 (Zitiert auf Seite 3)

- [WIM11] WIMA: *Datenblatt WIMA Snubber MKP*, WIMA Spezialvertrieb elektronischer Bauelemente GmbH & CO.KG (2011) (Zitiert auf Seiten x, 45, 98 und 99)
- [Win05] WINKELNKEMPER, Manfred: *Reduzierung von Zwischenkreiskapazitäten in Frequenzumrichtern für Niederspannungsantriebe*, Dissertation, Technische Universität Berlin (2005) (Zitiert auf Seite 21)
- [Yas11] YASKAWA: *Produktübersicht Frequenzumrichter* (2011) (Zitiert auf Seite 8)
- [Yil01] YILONG, Cao; XIJUN, Yang; FANGPING, Zhao und YOUMIN, Gong: Common-mode conduction in matrix-converter-fed motor drive system, in: *Electrical Machines and Systems, 2001. ICEMS 2001. Proceedings of the Fifth International Conference on*, Bd. 1, S. 526 –529 vol.1 (Zitiert auf Seite 113)
- [Zha09] ZHANG, Xi; DOMES, Daniel und RUPP, Roland: Efficiency Improvement with Silicon Carbide Based Power Modules. *Power Electronics Europe* (2009), Bd. 6 (Zitiert auf Seiten 4 und 51)
- [ZVE08] ZVEI: *Motoren und geregelte Antriebe – Normen und gesetzliche Anforderungen an die Energieeffizienz von Niederspannungs-Drehstrommotoren*, 2. Aufl. (2008) (Zitiert auf Seiten xi, 1 und 2)
- [Zwi02] ZWIMPFER, Patrick Michel: *Modulationsverfahren für einen zweistufigen Matrixkonverter zur Speisung von Drehstromantrieben*, Dissertation, Eidgenössische Technische Hochschule Zürich (2002) (Zitiert auf Seite 4)

ANHANG A

Berechnungen

A.1 Spannungsübertragungsfunktion der verwendeten Messschaltung

Durch die mathematische Beschreibung der Auskoppelschaltung innerhalb der Netznachbildung ergibt sich ein Hochpassverhalten nach (A.1).

$$U_S = \frac{R_2}{R_2 - jX_{C,3}} U_P \quad (\text{A.1})$$

A.2 Verhalten des virtuellen Sternpunkts der Querimpedanzen beim spannungseinprägenden Stromrichter

Zur Berechnung des linearen Gleichungssystems wird das Ersatzschaltbild nach Abbildung A.1 herangezogen. Die Längsimpedanzen des Filters sowie die parasitären Impedanzen des Netzes werden zu allgemeinen Impedanzen Z_1 bis Z_3 zusammengefasst, wobei keine Spezifikation über die Gestalt der Impedanzen getroffen wird.

Die Querimpedanzen des Filters werden zu allgemeinen Impedanzen Z_4 bis Z_6 zusammengefasst, wobei hier ebenfalls keine Spezifikation über die Gestalt der Impedanzen getroffen wird.

Weitere Längsimpedanzen des Filters, welche sich auf der dem Netzwechselrichter zugewandten Seite befinden, werden zu allgemeinen Impedanzen Z_7 bis Z_9 zusammengefasst, wobei hier ebenfalls keine Spezifikation über die Gestalt der Impedanzen getroffen wird.

Ferner wird das virtuelle Sternpunktpotential U_{vY1} eingeführt, welches das Potential des gemeinsamen Anschlusses der Querimpedanzen bezogen auf den Netzsternpunkt beschreibt.

Die Impedanzen Z_1 bis Z_3 seien gleich beschaffen und werden durch die Längsimpedanz Z_{L1} nach (A.2) beschrieben.

$$Z_1 \stackrel{!}{=} Z_2 \stackrel{!}{=} Z_3 \stackrel{!}{=} Z_{L1} \quad (\text{A.2})$$

Die Impedanzen Z_4 bis Z_6 seien gleich beschaffen und werden durch die Querimpedanz Z_Q nach (A.3) beschrieben.

$$Z_4 \stackrel{!}{=} Z_5 \stackrel{!}{=} Z_6 \stackrel{!}{=} Z_Q \quad (\text{A.3})$$

Die Impedanzen Z_7 bis Z_9 seien gleich beschaffen und werden durch die Längsimpedanz Z_{L2} nach (A.4) beschrieben.

$$Z_7 \stackrel{!}{=} Z_8 \stackrel{!}{=} Z_9 \stackrel{!}{=} Z_{L2} \quad (\text{A.4})$$

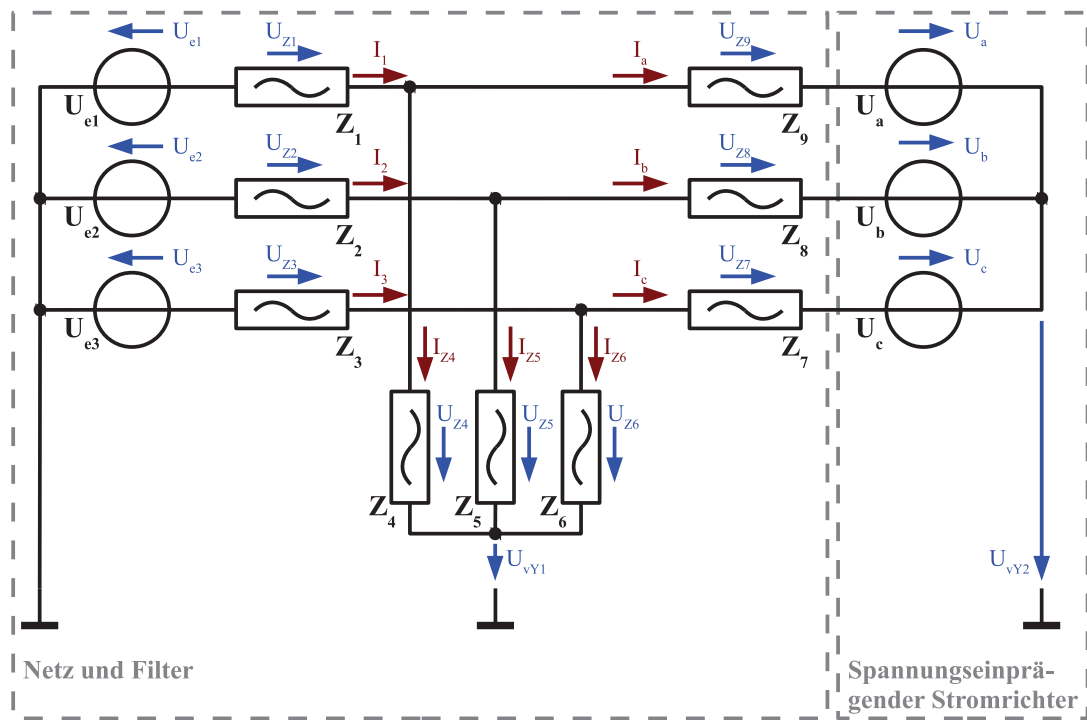


Abbildung A.1: Ersatzschaltbild des dreiphasigen Spannungswischenkreisumrichters zur Ermittlung des virtuellen Sternpunktentials der Querimpedanzen U_{vY1} und des virtuellen Sternpunktentials der Ersatzspannungsquellen U_{vY2} .

Unter den Annahmen (A.2) und (A.4) und mittels Anwendung der Maschen- und Knotensätze sowie des OHMschen Gesetzes ergibt sich das lineare Gleichungssystem der Form $\mathbf{A} \cdot \vec{x} = \vec{b}$ nach (A.5) mit der Koeffizientenmatrix \mathbf{A} , dem Lösungsvektor \vec{x} und dem Absolutvektor \vec{b} . Die Koeffizientenmatrix \mathbf{A} ist aus Gründen der Darstellung in (A.6) wiedergegeben.

Hierbei ist zu bemerken, dass weder über die Beschaffenheit der Impedanzen, wie bereits oben angeführt, noch über die Gestalt der Eingangsspannungen U_{e1} bis U_{e3} eine Einschränkung getroffen wurde.

$$\mathbf{A} \cdot \begin{bmatrix} U_{e1} \\ U_{e2} \\ U_{e3} \\ U_{z1} \\ U_{z2} \\ U_{z3} \\ U_{z4} \\ U_{z5} \\ U_{z6} \\ U_{z7} \\ U_{z8} \\ U_{z9} \\ I_1 \\ I_2 \\ I_3 \\ I_4 \\ I_5 \\ I_6 \\ I_7 \\ I_8 \\ I_9 \\ U_a \\ U_b \\ U_c \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 \\ U_{e1} \\ U_{e2} \\ U_{e3} \\ U_a \\ U_b \\ U_c \end{bmatrix} \quad (\text{A.5})$$

Die allgemeine Lösung des Gleichungssystems (A.6) ist in (A.7) aufgeführt.

$$\vec{x} = \begin{bmatrix} U_{e1} \\ U_{e2} \\ U_{e3} \\ -1/3 \frac{Z_{L1}(-2Z_{L2}U_{e1}+Z_{L2}U_{e3}+Z_{L2}U_{e2}+2Z_Q U_a-Z_Q U_b-Z_Q U_c-2U_{e1}Z_Q+U_{e2}Z_Q+U_{e3}Z_Q)}{Z_{L1}Z_Q+Z_{L2}Z_{L1}+Z_{L2}Z_Q} \\ 1/3 \frac{Z_{L1}(-Z_{L2}U_{e1}-Z_{L2}U_{e3}+2Z_{L2}U_{e2}+Z_Q U_a-2Z_Q U_b+Z_Q U_c-U_{e1}Z_Q+2U_{e2}Z_Q-U_{e3}Z_Q)}{Z_{L1}Z_Q+Z_{L2}Z_{L1}+Z_{L2}Z_Q} \\ 1/3 \frac{Z_{L1}(-Z_{L2}U_{e1}+2Z_{L2}U_{e3}-Z_{L2}U_{e2}+Z_Q U_a+Z_Q U_b-2Z_Q U_c-U_{e1}Z_Q-U_{e2}Z_Q+2U_{e3}Z_Q)}{Z_{L1}Z_Q+Z_{L2}Z_{L1}+Z_{L2}Z_Q} \\ 1/3 \frac{Z_Q(2Z_{L1}U_a-Z_{L1}U_b+2Z_{L2}U_{e1}-Z_{L1}U_c-Z_{L2}U_{e3}-Z_{L2}U_{e2})}{Z_{L1}Z_Q+Z_{L2}Z_{L1}+Z_{L2}Z_Q} \\ -1/3 \frac{Z_Q(Z_{L1}U_a-2Z_{L1}U_b+Z_{L2}U_{e1}+Z_{L1}U_c+Z_{L2}U_{e3}-2Z_{L2}U_{e2})}{Z_{L1}Z_Q+Z_{L2}Z_{L1}+Z_{L2}Z_Q} \\ -1/3 \frac{Z_Q(Z_{L1}U_a+Z_{L1}U_b+Z_{L2}U_{e1}-2Z_{L1}U_c-2Z_{L2}U_{e3}+Z_{L2}U_{e2})}{Z_{L1}Z_Q+Z_{L2}Z_{L1}+Z_{L2}Z_Q} \\ 1/3 \frac{Z_{L2}(Z_{L1}U_a+Z_{L1}U_b-2Z_{L1}U_c+Z_Q U_a+Z_Q U_b-2Z_Q U_c-U_{e1}Z_Q-U_{e2}Z_Q+2U_{e3}Z_Q)}{Z_{L1}Z_Q+Z_{L2}Z_{L1}+Z_{L2}Z_Q} \\ 1/3 \frac{Z_{L2}(Z_{L1}U_a-2Z_{L1}U_b+Z_{L1}U_c+Z_Q U_a-2Z_Q U_b+Z_Q U_c-U_{e1}Z_Q+2U_{e2}Z_Q-U_{e3}Z_Q)}{Z_{L1}Z_Q+Z_{L2}Z_{L1}+Z_{L2}Z_Q} \\ -1/3 \frac{Z_{L2}(2Z_{L1}U_a-Z_{L1}U_b-Z_{L1}U_c-Z_Q U_c-Z_Q U_b+2Z_Q U_a+U_{e3}Z_Q+U_{e2}Z_Q-2U_{e1}Z_Q)}{Z_{L1}Z_Q+Z_{L2}Z_{L1}+Z_{L2}Z_Q} \\ -1/3 \frac{-2Z_{L2}U_{e1}+Z_{L2}U_{e3}+Z_{L2}U_{e2}+2Z_Q U_a-Z_Q U_b-Z_Q U_c-2U_{e1}Z_Q+U_{e2}Z_Q+U_{e3}Z_Q}{Z_{L1}Z_Q+Z_{L2}Z_{L1}+Z_{L2}Z_Q} \\ 1/3 \frac{-Z_{L2}U_{e1}-Z_{L2}U_{e3}+2Z_{L2}U_{e2}+Z_Q U_a-2Z_Q U_b+Z_Q U_c-U_{e1}Z_Q+2U_{e2}Z_Q-U_{e3}Z_Q}{Z_{L1}Z_Q+Z_{L2}Z_{L1}+Z_{L2}Z_Q} \\ 1/3 \frac{-Z_{L2}U_{e1}+2Z_{L2}U_{e3}-Z_{L2}U_{e2}+Z_Q U_a+Z_Q U_b-2Z_Q U_c-U_{e1}Z_Q-U_{e2}Z_Q+2U_{e3}Z_Q}{Z_{L1}Z_Q+Z_{L2}Z_{L1}+Z_{L2}Z_Q} \\ 1/3 \frac{2Z_{L1}U_a-Z_{L1}U_b+2Z_{L2}U_{e1}-Z_{L1}U_c-Z_{L2}U_{e3}-Z_{L2}U_{e2}}{Z_{L1}Z_Q+Z_{L2}Z_{L1}+Z_{L2}Z_Q} \\ -1/3 \frac{Z_{L1}U_a-2Z_{L1}U_b+Z_{L2}U_{e1}+Z_{L1}U_c+Z_{L2}U_{e3}-2Z_{L2}U_{e2}}{Z_{L1}Z_Q+Z_{L2}Z_{L1}+Z_{L2}Z_Q} \\ -1/3 \frac{Z_{L1}U_a+Z_{L1}U_b+Z_{L2}U_{e1}-2Z_{L1}U_c-2Z_{L2}U_{e3}+Z_{L2}U_{e2}}{Z_{L1}Z_Q+Z_{L2}Z_{L1}+Z_{L2}Z_Q} \\ 1/3 \frac{Z_{L1}U_a+Z_{L1}U_b-2Z_{L1}U_c+Z_Q U_a+Z_Q U_b-2Z_Q U_c-U_{e1}Z_Q-U_{e2}Z_Q+2U_{e3}Z_Q}{Z_{L1}Z_Q+Z_{L2}Z_{L1}+Z_{L2}Z_Q} \\ 1/3 \frac{Z_{L1}U_a-2Z_{L1}U_b+Z_{L1}U_c+Z_Q U_a-2Z_Q U_b+Z_Q U_c-U_{e1}Z_Q+2U_{e2}Z_Q-U_{e3}Z_Q}{Z_{L1}Z_Q+Z_{L2}Z_{L1}+Z_{L2}Z_Q} \\ -1/3 \frac{2Z_{L1}U_a-Z_{L1}U_b-Z_{L1}U_c-Z_Q U_c-Z_Q U_b+2Z_Q U_a+U_{e3}Z_Q+U_{e2}Z_Q-2U_{e1}Z_Q}{Z_{L1}Z_Q+Z_{L2}Z_{L1}+Z_{L2}Z_Q} \\ U_a \\ U_b \\ U_c \end{bmatrix} \quad (\text{A.7})$$

Anhand des Maschensatzes kann für das virtuelle Sternpunktpotential der Querimpedanzen U_{vY1} (A.8) gefunden werden.

$$U_{vY1} = +U_{e1} - U_{Z1} - U_{Z4} = \frac{1}{3} \sum_{i=1}^3 U_{ei} \quad (\text{A.8})$$

Im symmetrischen Drehstromnetz mit $\sum_{i=1}^3 U_{ei} = 0$ ergibt sich somit das virtuelle Sternpunktpotential der Querimpedanzen U_{vY1} zu Null — unabhängig von der Gestalt der vom Spannungszwischenkreisumrichter eingprägten Spannungen U_a bis U_c .

A.3 Verhalten des virtuellen Sternpunkts der Ersatzspannungsquellen beim spannungseinprägenden Stromrichter

Zur Überführung des dreiphasigen Ersatzschaltbilds in ein einphasiges Ersatzschaltbild muss nun noch untersucht werden, wie sich das Potential des virtuellen Sternpunkts der Ersatz-

spannungsquellen U_{vY2} des Spannungszwischenkreisumrichters U_a bis U_c aus Abbildung 2.3 verhält. Anhand des Maschensatzes wird das Potential des virtuellen Sternpunkts der Ersatzspannungsquellen U_{vY2} anhand (A.9) berechnet.

$$U_{vY2} = U_{e1} - U_{Z1} - U_{Z9} - U_a = \frac{1}{3} \sum_{i=1}^3 U_{ei} - \frac{1}{3} \cdot (U_a + U_b + U_c) \quad (\text{A.9})$$

Im symmetrischen Drehstromnetz mit $\sum_{i=1}^3 U_{ei} = 0$ ist das virtuelle Sternpunktpotential der Ersatzspannungsquellen U_{vY2} somit unabhängig von den Quellenspannungen U_{e1} bis U_{e3} des Netzes.

A.4 Verhalten des virtuellen Sternpunkts des stromeinprägenden Stromrichters

Zur Berechnung des linearen Gleichungssystems wird das Ersatzschaltbild nach Abbildung A.2 herangezogen. Die Längsimpedanzen des Filters sowie die parasitären Impedanzen des Netzes werden zu allgemeinen Impedanzen Z_1 bis Z_3 zusammengefasst, wobei keine Spezifikation über die Gestalt der Impedanzen getroffen wird. Da der Stromrichter stromeinprägender Natur ist, kann auf die Modellierung der stromrichterseitigen Impedanzen verzichtet werden.

Die Querimpedanzen des Filters werden zu allgemeinen Impedanzen Z_4 bis Z_6 zusammengefasst, wobei hier ebenfalls keine Spezifikation über die Gestalt der Impedanzen getroffen wird.

Ferner wird das virtuelle Sternpunktpotential U_{vY} eingeführt, welches das Potential des gemeinsamen Anschluss der Querimpedanzen bezogen auf den Netzsternpunkt beschreibt.

Die Impedanzen Z_1 bis Z_3 seien gleich beschaffen und werden durch die Längsimpedanz Z_L beschrieben.

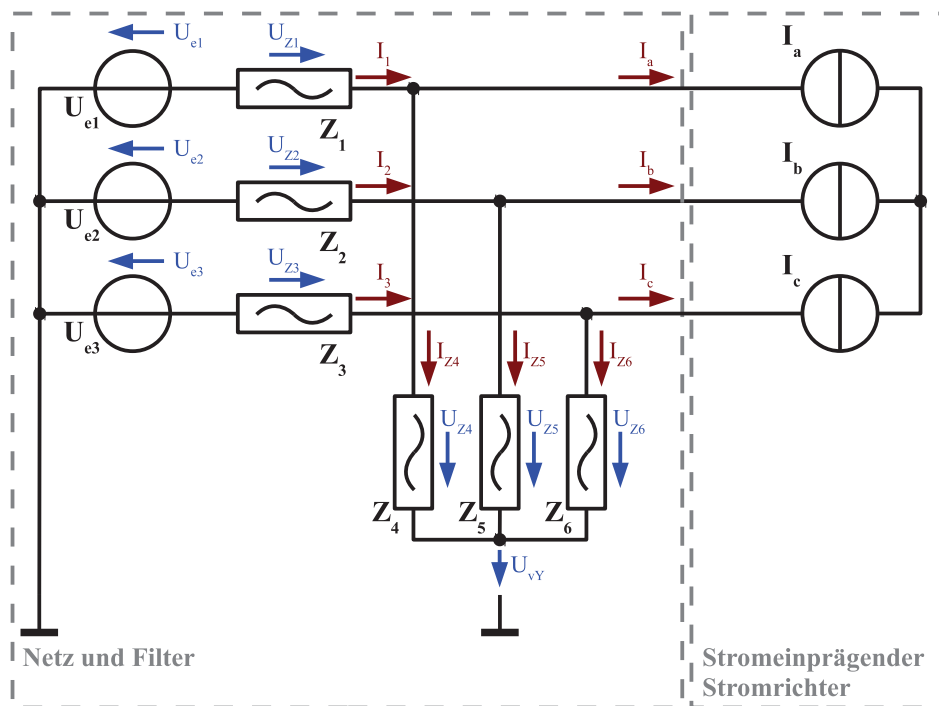


Abbildung A.2: Ersatzschaltbild des Matrixumrichters zur Untersuchung des virtuellen Sternpunktentials.

$$Z_1 \stackrel{!}{=} Z_2 \stackrel{!}{=} Z_3 \stackrel{!}{=} Z_L \quad (\text{A.10})$$

Die Impedanzen Z_4 bis Z_6 seien gleich beschaffen und werden durch die Querimpedanz Z_Q beschrieben.

$$Z_4 \stackrel{!}{=} Z_5 \stackrel{!}{=} Z_6 \stackrel{!}{=} Z_Q \quad (\text{A.11})$$

Unter den Annahmen (A.10) und (A.11) und mittels Anwendung der Maschen- und Knotensätze sowie des OHMschen Gesetzes ergibt sich das lineare Gleichungssystem nach (A.13).

Hierbei ist zu bemerken, dass weder über die Beschaffenheit der Impedanzen, wie bereits oben angeführt, noch über die Gestalt der Eingangsspannungen U_{e1} bis U_{e3} eine Einschränkung getroffen wurde.

Dasselbe gilt nahezu für die Matrixumrichterströme I_a bis I_c , wobei hier (A.12) zu fordern ist.

$$I_a + I_b + I_c \stackrel{!}{=} 0 \quad (\text{A.12})$$

Die allgemeine Lösung des Gleichungssystems (A.13) ist in (A.14) aufgeführt.

$$\begin{bmatrix} U_{e1} \\ U_{e2} \\ U_{e3} \\ U_{Z1} \\ U_{Z2} \\ U_{Z3} \\ U_{Z4} \\ U_{Z5} \\ U_{Z6} \\ I_1 \\ I_2 \\ I_3 \\ I_{Z4} \\ I_{Z5} \\ I_{Z6} \\ I_a \\ I_b \\ I_c \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} U_1 \\ U_2 \\ U_3 \\ 1/3 \frac{Z_L(2U_1 - U_2 - U_3 + 3I_a Z_Q)}{Z_L + Z_Q} \\ -1/3 \frac{Z_L(U_1 - 2U_2 + U_3 + 3I_a Z_Q + 3I_c Z_Q)}{Z_L + Z_Q} \\ 1/3 \frac{Z_L(-U_1 - U_2 + 2U_3 + 3I_c Z_Q)}{Z_L + Z_Q} \\ -1/3 \frac{Z_Q(-2U_1 + U_2 + U_3 + 3Z_L I_a)}{Z_L + Z_Q} \\ 1/3 \frac{Z_Q(-U_1 + 2U_2 + 3Z_L I_c - U_3 + 3Z_L I_a)}{Z_L + Z_Q} \\ -1/3 \frac{Z_Q(U_1 + U_2 + 3Z_L I_c - 2U_3)}{Z_L + Z_Q} \\ 1/3 \frac{2U_1 - U_2 - U_3 + 3I_a Z_Q}{Z_L + Z_Q} \\ -1/3 \frac{U_1 - 2U_2 + U_3 + 3I_a Z_Q + 3I_c Z_Q}{Z_L + Z_Q} \\ 1/3 \frac{-U_1 - U_2 + 2U_3 + 3I_c Z_Q}{Z_L + Z_Q} \\ -1/3 \frac{-2U_1 + U_2 + U_3 + 3Z_L I_a}{Z_L + Z_Q} \\ 1/3 \frac{-U_1 + 2U_2 + 3Z_L I_c - U_3 + 3Z_L I_a}{Z_L + Z_Q} \\ -1/3 \frac{U_1 + U_2 + 3Z_L I_c - 2U_3}{Z_L + Z_Q} \\ I_a \\ -I_a - I_c \\ I_c \end{bmatrix} \quad (\text{A.14})$$

Anhand des Maschensatzes kann für das virtuelle Sternpunktpotential U_{vY} (A.15) gefunden werden.

$$U_{vY} = U_{e1} - U_{Z1} - U_{Z4} = \frac{1}{3} \sum_{i=1}^3 U_{ei} \quad (\text{A.15})$$

Im symmetrischen Drehstromnetz mit $\sum_{i=1}^3 U_{ei} = 0$ ergibt sich somit das virtuelle Sternpunktpotential U_{vY} zu Null — unabhängig von der Gestalt der vom Matrixumrichter angeforderten Ströme I_a bis I_c solange diese (A.12) genügen.

A.5 Berechnung des zeitlichen Verlaufs der Kondensatorspannung an der stromrichterseitigen Reaktanz eines stromeinprägenden Störers

Ausgehend vom Ersatzschaltbild in Abbildung A.3, welches bereits in Abschnitt 3.2.2.1 gezeigt wurde, werden zunächst zwei Fälle unterschieden. Der erste Fall bezeichne das Aufladen des Kondensators C_{SR} , während $I_{SR} > 0$ ist; der zweite Fall tritt ein, wenn $I_{SR} < 0$ ist, der Kondensator C_{SR} also entladen wird. Der erste Fall wird durch Anwendung des Maschensatzes gemäß (A.16) für alle Zeitpunkte zwischen Null und der Ladezeit T_L für den durch die stromrichterseitige Reaktanz fließenden Strom I_C beschrieben.

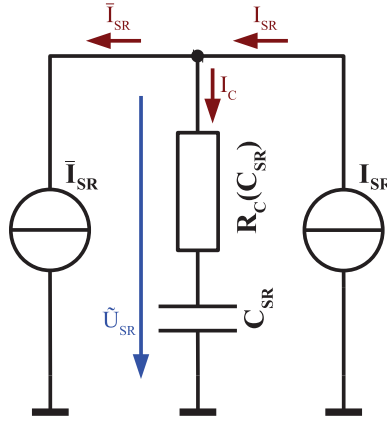


Abbildung A.3: Ersatzschaltbild der stromrichterseitigen Reaktanz beim stromeinprägenden Stromrichter. Rechts im Bild befindet sich die einphasige Ersatzstromquelle I_{SR} , welche die einphasige Netzurückwirkung des Stromrichters modelliert. Links im Bild befindet sich die Stromquelle \bar{I}_{SR} , welche das übrige Filter idealisiert dahingehend modelliert, dass das linksseitige Filter gerade den mittleren Strom der einphasigen Ersatzstromquelle I_{SR} abfließen lässt. Zwischen beiden Ersatzstromquellen befindet sich die stromrichterseitige Reaktanz, welche im vorliegenden Fall als Kapazität C_{SR} ausgeführt ist. Die Kapazität C_{SR} weist einen parasitären, seriellen Widerstand R_C auf.

$$\tilde{u}_{SR}(t) = R_C \cdot i_C(t) + \frac{1}{C_{SR}} \int_0^t i_C(t) dt + u_C(0); \forall t \in [0, T_L[\quad (\text{A.16})$$

Unter Anwendung des Knotensatzes wird der Kondensatorstrom I_C ersetzt durch den Strom der Ersatzstromquelle I_{SR} und den abfließenden Strom \bar{I}_{SR} , welcher sich aus der Mittelwertbildung $\bar{I}_{SR} = \frac{1}{T} \int_T i_{SR}(t) dt$ ergibt.

$$\tilde{u}_{SR}(t) = R_C \cdot (i_{SR}(t) - \bar{I}_{SR}) + \frac{1}{C_{SR}} \int_0^t i_{SR}(t) - \bar{I}_{SR} dt + u_C(0); \forall t \in [0, T_L[\quad (\text{A.17})$$

Für einen gerade mit 50% Tastgrad rechteckförmig gepulsten und bipolaren Strom (siehe Abbildung 3.4), welcher den maximalen Laststrom \hat{I}_{Last} als Amplitude aufweist, ergibt sich der mittlere Strom \bar{I}_{SR} zu Null. Die Ladezeit entspricht hierbei der halben Pulsperiodendauer. Folglich ergibt sich die Gesamtspannung \tilde{U}_{SR} an der stromrichterseitigen Reaktanz, bestehend aus der stromrichterseitigen Kapazität C_{SR} und dem parasitären Widerstand R_C nach (A.18).

$$\tilde{u}_{SR}(t) = R_C \cdot \hat{I}_{Last} + \frac{1}{C_{SR}} \int_0^t \hat{I}_{Last} dt + u_C(0); \forall t \in \left[0, \frac{T_{PWM}}{2}\right[\quad (\text{A.18})$$

Aus der äquivalenten Überlegung für den zweiten Fall, bei dem der Strom I_{SR} gerade dem maximalen, negativen Laststrom entspricht, folgt (A.19).

$$\tilde{u}_{SR}(t) = -R_C \cdot \hat{I}_{Last} - \frac{1}{C_{SR}} \int_{\frac{T_{PWM}}{2}}^t \hat{I}_{Last} dt + u_C\left(\frac{T_{PWM}}{2}\right); \forall t \in \left[\frac{T_{PWM}}{2}, T_{PWM}\right[\quad (\text{A.19})$$

Für den Verlauf der Spannung an der stromrichterseitigen Reaktanz $\tilde{u}_{SR}(t)$ folgt daher (A.20).

$$\tilde{u}_{SR}(t) = \begin{cases} R_C \cdot \hat{I}_{Last} + \frac{1}{C_{SR}} \int_0^t \hat{I}_{Last} dt + u_C(0); & \forall t \in \left[0, \frac{T_{PWM}}{2} \right[\\ -R_C \cdot \hat{I}_{Last} - \frac{1}{C_{SR}} \int_{\frac{T_{PWM}}{2}}^t \hat{I}_{Last} dt + u_C\left(\frac{T_{PWM}}{2}\right); & \forall t \in \left[\frac{T_{PWM}}{2}, T_{PWM} \right[\end{cases} \quad (\text{A.20})$$

mit $u_C\left(\frac{T_{PWM}}{2}\right) = \frac{1}{C_{SR}} \hat{I}_{Last} \cdot \frac{T_{PWM}}{2} + u_C(0)$

Nach der Berechnung der Integrale in (A.20) folgt (A.21) für den Verlauf der Spannung an der stromrichterseitigen Reaktanz $\tilde{u}_{SR}(t)$.

$$\tilde{u}_{SR}(t) = \begin{cases} R_C \cdot \hat{I}_{Last} + \frac{1}{C_{SR}} \hat{I}_{Last} \cdot t + u_C(0); & \forall t \in \left[0, \frac{T_{PWM}}{2} \right[\\ -R_C \cdot \hat{I}_{Last} - \frac{1}{C_{SR}} \hat{I}_{Last} \cdot (t - T_{PWM}) + u_C(0); & \forall t \in \left[\frac{T_{PWM}}{2}, T_{PWM} \right[\end{cases} \quad (\text{A.21})$$

Für die Spannungsschwankung $\Delta\tilde{U}_{SR}$ wird nun die Differenz zwischen der maximal an der stromrichterseitigen Reaktanz auftretenden Spannung und der minimal auftretenden Spannung nach (A.22) berechnet.

$$\Delta\tilde{U}_{SR} = \max(\tilde{u}_{SR}) - \min(\tilde{u}_{SR}) \quad (\text{A.22})$$

Unter der Annahme, im Intervall $t \in \left[0, \frac{T_{PWM}}{2} \right[$ wird der Kondensator aufgeladen und im Intervall $t \in \left[\frac{T_{PWM}}{2}, T_{PWM} \right[$ wird der Kondensator entladen, wie es bereits in (A.20) formuliert wurde, ergibt sich $\max(\tilde{u}_{SR}) = \tilde{u}_{SR}\left(\frac{T_{PWM}}{2}\right)$ sowie $\min(\tilde{u}_{SR}) = \tilde{u}_{SR}(T_{PWM})$. Folglich berechnet sich $\Delta\tilde{U}_{SR}$ nach (A.23).

$$\begin{aligned} \Delta\tilde{U}_{SR} &= \max(\tilde{u}_{SR}) - \min(\tilde{u}_{SR}) \\ &= R_C \cdot \hat{I}_{Last} + \frac{1}{C_{SR}} \frac{T_{PWM}}{2} + u_C(0) - \\ &\quad \left[-R_C \cdot \hat{I}_{Last} - \frac{1}{C_{SR}} \hat{I}_{Last} \cdot T_{PWM} + \frac{1}{C_{SR}} \hat{I}_{Last} \cdot T_{PWM} + u_C(0) \right] \\ &= 2R_C \cdot \hat{I}_{Last} + \frac{1}{C_{SR}} \hat{I}_{Last} \frac{T_{PWM}}{2} \end{aligned} \quad (\text{A.23})$$

Für die stromrichterseitige Kapazität eines stromeinprägenden Stromrichters ergibt sich (A.24) durch elementare Umformungen aus (A.23).

$$C_{SR} = \frac{\hat{I}_{Last} \cdot T_{PWM}}{2\Delta\tilde{U}_{SR} - 4R_c(C_{SR}) \cdot \hat{I}_{Last}} \quad (\text{A.24})$$

ANHANG B

Programmablaufpläne

B.1 Ermittlung der minimal benötigten Zwischenkreiskapazität

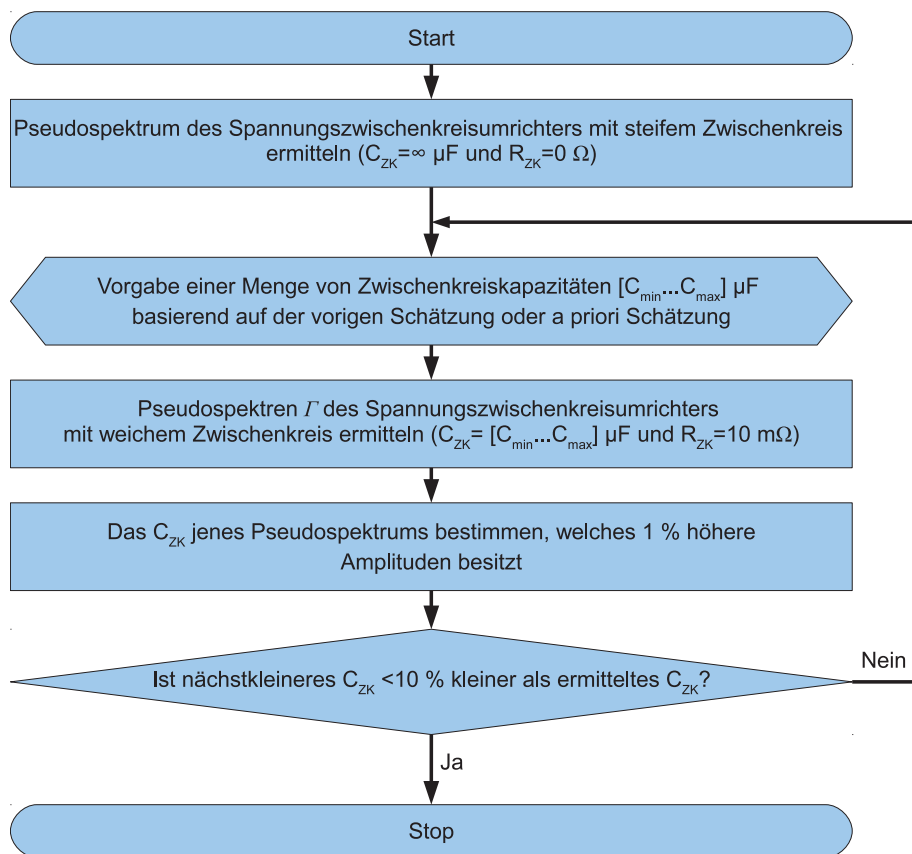


Abbildung B.1: Programmablaufplan zur Ermittlung der minimal erforderlichen Zwischenkreiskapazität

Index

A

Abbildungsverzeichnis.....	x
Amplitudengang	
Netzfilter.....	33
Ausblick.....	113

B

Bauvolumen	
Eingangsfiler	105 ff.
Eingangsfiler Matrixumrichter ...	100
Eingangsfiler Spannungszwischenkreis-	
umrichter	102
Filterelemente	99
Begriffsklärung	
Spektrum	7
Termini	15
Berechnungsparameter	50
Betriebskosten	2
Bruttoenergieverbrauch	
elektrischer	1

D

Dämpfungsmaß.....	40
Degradation	79
Dimensionierung	
Eingangsfiler	32
Filterzweitore	40
stromrichterseitige Reaktanz	36
Dirac-Distribution	73
Dirichletsche Bedingungen	67, 79
Diskussion	111
Doppelfourierintegral	67
Doppelfourierreihe	68
Drehoperator	47
Driftwiderstand	51

E

Einflussfaktoren	
------------------	--

systeminhärente	44
Eingangsfiler	
Dimensionierung.....	32
Eingansfilter	
bei fiktiven Spektren.....	44
Einleitung	1
Einschaltdauer.....	63
Elektromagnetische	
Beeinflussung	14
Störaussendung.....	14
Verträglichkeit	14
Elemente	
parasitäre	17
Emitter-Anordnung.....	9
Energieeinsparung	2
Energietransfer	12
Entstörung	3
Ersatzschaltbild.....	27
einsträngig	27
spannungseinprägender Stromrichter	29
stromeinprägender Stromrichter....	27
Ersatzspannungsquelle	29
Ersatzstrom	48
Ersatzstromquelle.....	28

F

Faltungs	
-operator	71
-produkt	71
Faltungsintegral.....	71
Filter	
$(CL)^\nu -$	34
$(LC)^\nu -$	34
$C(LC)^\nu -$	33
$L(CL)^\nu -$	33
-längsimpedanz	27
-querimpedanz.....	27
-zweiter	33
kanonisches.....	33

- Filteraufwand 50, 55 f.
 Filterauslegungsalgorithmus 5
 Filterbauvolumen 4, 98
 Filterdämpfungsmaß 42
 Filterfrequenzgang 32
 Filterparameter
 fiktives Spektrum 59
 Pseudospektrum 92
 Filterstruktur 33
 Filterzeitkonstante 42, 57
 Flankenmodulation
 einseitige 65
 zweiseitige 65
 Flankensteilheit 40
 Fourierreihe
 Schaltfunktion 70
 Freilaufpfad 62
- G**
- Galliumnitrid 4, 51
 Gegentaktstörung 16 f.
 Gesamt
 -induktivität 91
 Gesamtinduktivität 57
 Gesamtkapazität 52
 Gleichtaktstörung 17
 Grenzwerte 2
 überschwingungsströme 18
 Störspannung 25
- H**
- Heaviside-Funktion 79
 Hochfrequenzabschätzung 32, 41
 Hochfrequenzverhalten 42
- I**
- Impedanzmatrix 33
 Impulsbreite 80
 Inhaltsverzeichnis iii
 Integrationsgrad
 Hauptinflussfaktoren 4
- K**
- Kettenmatrix 40
 Knickkreisfrequenz 83
 Knotensatz 37
 Kollektor-Anordnung 9
 Kommutierung 10
- Kondensatoren
 diskrete 44
 integrierte 44
 Konvergenzeigenschaft
 der Fourier-Koeffizienten 79
 partielle 74
 Konvergenzhyperbel 80
- L**
- Längsimpedanz 27
 Lösungsweg 6
 Leistungsdichte 4
 Leitzustand
 stromrichtungsabhängiger 9
 Linienspektrum 47
- M**
- Maßnahmen
 strukturelle 54
 Marktdurchdringung 13
 Marktsegment 7
 Maschensatz 37
 Matrixumrichter 4, 8
 Messempfänger 21
 Mindestkonvergenzgrenze 80
 Mittelwert 25
 Modellbildung 27
 Modulation
 asymmetrische 63
 symmetrische 63
 Modulationsalgorithmus 5
 Modulationsamplitude 63
 Modulationsfunktion 62
 Modulationsgrad 38, 47, 63
 Motivation 3
- N**
- Netzfilter 3
 Netzipedanz 27
 Netznachbildung 19
 Netzurückwirkungen 2
 Netzwechselrichter 49
 Neutralleiterpotential 28
- P**
- Periodizität
 doppelte 67
 Permutation 65

- Permutationsvorschrift 66
 Prüfaufbau 33
 Primärenergiebedarf 1
 Produktnorm 24
 Pseudospektrum 85
- Q**
- Quasispitzenwert 25
 Quellenspannung 29
 Querimpedanz 27
- R**
- Rückwärtssperrfähigkeit 10
 Raumzeiger 62
 -argumente 62
 Reaktanz
 stromrichterseitige 33
 Rechteckfunktion
 bipolare 38, 47
 Referenzsignal 63
 Referenzwert 63
 Rippelfaktor 55
 prozentualer 38
- S**
- Schaltbedingungen 61
 Schalter
 bidirektional 9
 rückwärtssperrfähig 10
 Schaltermatrix 9
 Schaltfunktion 62
 -smatrix 61 f.
 Schaltimpuls 80
 Schaltpulse 63
 Schaltverlustleistung 64
 Schwingkreis
 Parallel- 32
 Schwinkreis
 Reihen- 32
 Seitenband 66, 72
 Silizium
 intrinsisches 12
 Siliziumcarbid 4, 51
 Spannung
 Leiter-Leiter- 49
 Spannungsverstärkung 42
 Spannungszwischenkreisumrichter ... 4, 12
 Spektralgruppe 72
- Spektrum
 fiktives 44
 Matrixumrichter 71
 reales 61
 Schaltfunktionen 68
 Spannungszwischenkreisumrichter .. 76
 Strom-
 mit Permutation 66
 ohne Permutation 66
 Variationsparameter 74
 Störaussendung
 Anforderungen 17
 Störspannung 21
 Störspannungsgrenzwert 52
 Stand der Technik 8
 Sternpunktpotential
 virtuelles 27
 Stromrichter
 -spektrum 68
 spannungseinprägend 29
 stromeinprägend 27
 Stromrichterseitige Reaktanz
 Dimensionierung 36 f.
 Stromschleife
 asymmetrisch 17
 symmetrisch 17
 Stromverstärkung 42
- T**
- Tabellenverzeichnis xii
 Teillastbereich 2
 Trägersignal
 dreieckförmig 63
 sägezahnförmig 63
 Trench-Aufbau 11
- V**
- Ventilbeanspruchung 52
 Verlustfaktor 44
 Verringerung Rechenaufwand 79
- W**
- Widerstand
 parasitärer 32, 45
 Wirtschaftlichkeit 2
- Z**
- Zeitkonstante 52, 56, 87, 89

Zielsetzung	5
Zusammenfassung	109
Zweitor	
-induktivität	54, 57, 87, 89
-kapazität	52
Zweitortheorie	41
Zwischenkreis	
steifer	7, 76, 93 ff., 97
weicher	7, 93 f.
Zwischenkreisspannung	29