Elektrotechnik

Johann Austermann

# Rückspeisestromrichter mit geregeltem Zwischenkreisstrom





# Rückspeisestromrichter mit geregeltem Stromzwischenkreis

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

zur Erlangung des Grades eines Doktors

der Ingenieurswissenschaften (Dr.-Ing.)

genehmigte Dissertation

von Johann Austermann M.Sc. aus Steinheim/Westfalen

eingereicht am: 18.10.2017

mündliche Prüfung am: 13.02.2018

Referentinnen oder Referenten: 1. Referentin: Prof. Dr.-Ing. Regine Mallwitz 2. Referent: Prof. Dr.-Ing. Holger Borcherding

Druckjahr: 2018

Berichte aus der Elektrotechnik

Johann Austermann

Rückspeisestromrichter mit geregeltem Zwischenkreisstrom

Shaker Verlag Aachen 2018

#### Bibliografische Information der Deutschen Nationalbibliothek

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

Zugl.: Braunschweig, Techn. Univ., Diss., 2018

Dissertation an der Technischen Universität Braunschweig, Fakultät für Elektrotechnik, Informationstechnik, Physik.

Copyright Shaker Verlag 2018 Alle Rechte, auch das des auszugsweisen Nachdruckes, der auszugsweisen oder vollständigen Wiedergabe, der Speicherung in Datenverarbeitungsanlagen und der Übersetzung, vorbehalten.

Printed in Germany.

ISBN 978-3-8440-5885-7 ISSN 0945-0718

Shaker Verlag GmbH • Postfach 101818 • 52018 Aachen Telefon: 02407 / 95 96 - 0 • Telefax: 02407 / 95 96 - 9 Internet: www.shaker.de • E-Mail: info@shaker.de

### Danksagung

An dieser Stelle möchte ich mich ganz herzlich bei denen bedanken, die mich während meines Studiums und der Fertigstellung meiner Dissertation begleitet und auf vielfältige Art und Weise unterstützt haben.

Mein besonderer Dank gilt Herrn Professor Dr.-Ing. Holger Borcherding als Leiter des Labors Leistungselektronik und Elektrische Antriebe (LLA) an der Hochschule OWL. Durch sein persönliches Engagement für das LLA hat er diese Arbeit motiviert und gefördert. Des weiteren danke ich Frau Professorin Dr.-Ing. Regine Mallwitz vom Institut für Elektrische Antriebe und Bahnen an der TU Braunschweig. Sie hat mich mit ihrer Diskussionsbereitschaft und freundlich konstruktiven Art unterstützt und mir wertvolle Impulse für die Erstellung dieser Arbeit gegeben.

Allen aktiven und ehemaligen Kollegen des Labors für Leistungselektronik und Elektrische Antriebe sowie des Labors Thermodynamik und Energietechnik danke ich für das tolle Arbeitsumfeld und die langjährige Unterstützung. Beides hat maßgeblich zum Erfolg dieser Arbeit beigetragen. Von meinen Kollegen möchte ich an dieser Stelle insbesondere Herrn M.Sc. Daniel Struckmeier erwähnen. Er hat meine Arbeit seit Ende des Studiums begleitet und meinen Horizont fachübergreifend erweitert. Ein weiterer Dank gilt den von mir betreuten Abschlussarbeitern, Abschlussarbeiterinnen und studentischen Hilfskräften die mich mit ihren Ergebnissen und fachlichen Diskussionen unterstützt haben.

Weiterhin möchte ich mich bei den Firmen Lenze, MSF-Vathauer und KEB-Antriebstechnik für das fachliche Handwerkszeug bedanken, dass sie mir während meines Studiums und bei der Erstellung dieser Arbeit vermittelt haben.

Schließlich gilt ein ganz spezieller Dank meinen Eltern, die mir immer mit Rat und vielfältiger Unterstützung zur Seite gestanden haben.

Lemgo, den 18. Oktober 2017

Johann Austermann

## Kurzzusammenfassung

Durch steigende Anforderungen bezüglich der Wirkungsgrade von Antriebskomponenten gewinnt die Nutzung von Bremsenergie in den letzten Jahren mehr und mehr an Bedeutung. In dieser Arbeit wird ein Rückspeisestromrichter für Standardspannungszwischenkreisfrequenzumrichter vorgestellt. Hierbei wird der Leistungsbereich bis etwa 5 kW Rückspeiseleistung fokussiert, da ein großer Teil der industriellen Antriebe in diesem Leistungsbereich liegt, aber derzeit hierfür kein kostengünstiges Rückspeisekonzept existiert.

Der erste Abschnitt zeigt mittels energetischer Betrachtungen und Messungen an einem Regalbediengerät das Energieeinsparpotential auf, das die Nutzung von Bremsenergie bietet. Anschließend werden die Anforderungen an einen Rückspeisestromrichter formuliert, die sich durch den Betrieb an einem Standardfrequenzumrichter ergeben. Eine Analyse unterschiedlichster Schaltungstopologien aus dem Bereich der Antriebstechnik und der Photovoltaik zeigt, dass das Konzept eines indirekten Stromzwischenkreiswechselrichters am geeignetsten ist. Diese Schaltungstopologie besteht aus einem hochfrequent getaktetem Tiefsetzsteller zur Entkopplung von Zwischenkreis- und Netzspannung, einem dreiphasigen Wechselrichter, der als Stromverteiler wirkt, und einem kapazitiven Netzfilter. Der Rückspeisestromrichter lässt sich bei dieser Topologie durch die Verwendung von hochfrequent getakteten SiC-Bauelementen und einer auf Spitzenleistung ausgelegten Speicherdrossel mit einer sehr hohen Leistungsdichte und gleichzeitig geringen Kosten aufbauen. Durch die Stromeinprägung des Tiefsetzstellers werden besondere Anforderungen an den Aufbau des Wechselrichters gestellt. In dieser Arbeit werden Konzepte mit IGBTs, Thyristoren und RB-IGBTs miteinander verglichen. Hierbei stellt sich heraus, dass ein asymmetrischer Aufbau des Wechselrichters mit Thyristoren und RB-IGBTs besonders geeignet ist.

Für einen robusten Betrieb sind die Stromregelung und die Synchronisation auf die Netzspannung von besonderer Wichtigkeit, daher wird das Verhalten beider Regelkreise bei nicht ideal sinusförmiger Netzspannung untersucht.

Im letzten Teil dieser Arbeit erfolgt die Konzeptvalidierung. Hierfür wird die Funktion des untersuchten Rückspeisestromrichters in einem Hubwerk betrachtet. Messungen zeigen, dass sich durch die Nutzung von Bremsenergie etwa15- $20\,\%$  der Energie einsparen lassen.

### Abstract

Due to increasing requirements regarding the efficiency of electric drives, the use of braking energy has become more and more important in recent years. This thesis introduces a power regeneration converter for standard industrial frequency inverters. The concept focuses on a power range of approximately 5 kW as a standard range prevalent in many electric drives that is still in need of a cost-effective power regeneration system. The first section demonstrates the energy-saving potential that can be achieved by feeding back braking energy. A representative ratio of absorbed and regenerated energy measured on a rack feeder indicates the practical importance. The next section defines the requirements of a power converter which result from the operation of a standard frequency converter. The analysis and comparison of different circuit topologies from the electrical drive and photovoltaics sector reveals that the concept of an indirect current source inverter is the most suitable. This topology consists of a high frequency buck converter for decoupling the DC link and the mains voltage, a three-phase inverter that switches the regulated current to the phases with the highest instantaneous phase-to-phase voltage, and a capacitive line filter. Thanks to high-frequency switched silicon carbide devices and an optimized iron powder choke, the converter can be built with a high power density and at the same time low costs. Due to the current-source characteristic of the buck converter, special requirements are imposed on the topology of the line-side inverter. This thesis compares concepts with IGBTs, thyristors and RB-IGBTs. An asymmetrical structure of the inverter with thyristors and RB-IGBTs turns out to be particularly suitable. For stable operation, the current control loop and the synchronization of the mains are of particular importance. Therfore, both control loops are investigated with regard to their behavior under the condition of a non-ideal mains voltage. The last section of this thesis validates the concept. For this purpose, the function of the investigated power regeneration converter is observed in a lifting gear. Measurements show that the use of braking energy can save approximately 15 to 20 % of the total energy consumption.

# Inhaltsverzeichnis

Da	anksa	gung	I
Kι	ırzzu	sammenfassung	П
Ał	ostra	ct	ш
Ve	erwen	dete Formelzeichen	IX
1	<b>Einl</b> 1.1 1.2 1.3	<b>eitung</b> Überblick	<b>1</b> 1 2 4
2	Sta	nd der Technik	7
	2.1	Frequenzumrichter in der Antriebstechnik	8
	2.2	Kommerzielle Systeme zur Nutzung von Bremsenergie	10
		2.2.1 Bremsen mit Bremswiderstand	10
		2.2.2 Netzpulsstromrichter	12
		2.2.3 Rückspeisung mit Blockstromtaktung	14
		2.2.4 Fundamental Frequency Front End Converter .	15
		2.2.5 Energiespeicherung $\ldots$ $\ldots$ $\ldots$ $\ldots$	16
		2.2.6 Zusammenfassung	17
	2.3	Energetische Betrachtung	18
		2.3.1 Schwungmassenhochlauf mit ASM	19
		2.3.2 Schwungmassenhochlauf mit PMSM	21
		2.3.3 Hubwerk mit Rückspeisestromrichter	23
	2.4	Messung motorischer und generatorischer Energie	27
	2.5	Fazit	29
3	Gru	ndkonzept des Rückspeisestromrichters	31
	3.1	Anforderungen an einen Rückspeisestromrichter	31
	3.2	Topologieauswahl	33
		3.2.1 Topologien aus der Antriebstechnik	33
		3.2.2 Topologien aus dem Bereich der Photovoltaik .	36

		3.2.3 Bewertung der Topologien	45
	3.3	Grundkonzept Rückspeisestromrichter	47
		3.3.1 Grundfunktion Tiefsetzsteller	48
		3.3.2 Grundfunktion Synchronwechselrichter	49
		3.3.3 Grundfunktion Netzfilter	49
4	Aus	legung des Tiefsetzstellers	51
	4.1	Bemessungsgrößen	51
		4.1.1 Eingangsspannung	51
		4.1.2 Ausgangsspannung	52
		4.1.3 Bemessungsstrom	52
		4.1.4 Beispielauslegung	53
	4.2	Anforderungen an die Halbleiter	54
	4.3	Tiefsetzsteller mit SiC-Bauelementen	55
		4.3.1 Eigenschaften von SiC-Dioden	56
		4.3.2 Eigenschaften von SiC-Schaltern	57
		4.3.3 Praktischer Aufbau eines SiC-Tiefsetzstellers .	58
	4.4	Auslegung der magnetischen Bauteile	62
		4.4.1 Kernmaterialien	62
		4.4.2 Aufbau der Wicklung	67
		4.4.3 Thermodynamisches Verhalten der Speicherdros-	
		sel	69
5	Auf	bau des Wechselrichters	79
	5.1	Wechselrichter mit IGBTs	80
	5.2	Wechselrichter mit Thyristoren	84
	5.3	We chselrichter mit RB-IGBTs und Thyristoren $\ . \ . \ .$	91
6	Bet	rachtung des Netzfilters	95
	6.1	Störaussendungen von drehzahlveränderlichen elektri-	
		schen Antrieben	95
	6.2	Berechnung des Netzfilters	97
	6.3	Gleichtaktstörungen bei Frequenzumrichtern	103
	6.4	Gleichtaktstörungen bei Umrichtern mit Rückspeise-	
		stromrichter	108
7	Reg	elung des Rückspeisestromrichters	113
	7.1	Stromregelung des Tiefsetzstellers	113
		7.1.1 Totzeit des digitalen Regelkreises	115

		7.1.2 Vereinfachtes regelungstechnisches Ersatzschalt- bild	117
		<ul> <li>7.1.3 Führungsübertragungsfunktion der Regelstrecke</li> <li>7.1.4 Gegenüberstellung versch. Entwurfsverfahren .</li> <li>7.1.5 Verhalten der Stromregelung bei Netzstörungen</li> </ul>	117 120 121 126
	7.2	Phasenregelkreis PLL	133
		7.2.1 Filterverhalten des PLL	138
		7.2.2 PLL bei nicht idealem Drehstromsystem	139
		7.2.3 Einrastverhalten des PLL	144
8	Rüc	kspeisestromrichter an Frequenzumrichter	149
	8.1	Intermettierender Betrieb des Rückspeisestromrichters	149
	8.2	Energiebilanz am Beispiel eines Hubwerks	154
9	Zusa	ammenfassung und Ausblick	159
Α	Anh	ang	165
	A.1	Verlustleistung eines Pulswechselrichters	165
	A.2	Grundlagen Tiefsetzsteller	167
	A.3	Hüllkurvennäherung	170
	A.4	Grundlagen zur Auslegung einer Speicherdrossel	172
	A.5	Wärmewiderstand von standardisierten Spulengeome-	
		trien	174
	A.6	Temperaturmessung mittels Thermoelementen	175
	A.7	Phasenregelkreis bei nichtideal sinusformigem Netz	177
	A.8	Geratekategorien	183
В	Mes	stechnik	185
	B.1	Hochspannungstastkopf	185
	B.2	Stromzange	185
	B.3	Oszilloskop	186
	В.4 Д.5	Differenztastkopf	186
	B.5	Leistungsmessgerat	180
	B.0	Datenrekorder	187
	B.(	Netznachbildung	187
	D.8	I-Prober	101
	Б.9	EMV-messemplanger	100
С	Fren	ndquellen	189
D	Eige	ne Veröffentlichungen	205

Е	Normen und Standards	207
F	Abbildungsverzeichnis	211
G	Tabellenverzeichnis	217

# Verwendete Formelzeichen

a	Beschleunigung	$m/s^2$
a	Hilfvariable	[-]
$a_{max,H}$	Beschleunigung Hubwerk horizontal	$m/s^2$
$a_{max,V}$	Beschleunigung Hubwerk vertikal	$m/s^2$
A	Fläche	$m^2$
A	Hilfsvariable für Koeffizientenvergleich	[-]
$A_L$	magnetischer Leitwert	Η
B	magnetische Flussdichte	Т
В	Hilfsvariable für Koeffizientenvergleich	[-]
$B_{max}$	maximale magnetische Flussdichte	T
$c_p$	spezifische Wärmekapazität	J/kgK
$\hat{C}$	Kapazität	F
C	Hilfsvariable für Koeffizientenvergleich	[-]
$C_{para}$	parasitäre Kapazität zwischen Leiter und Schirm	pF/m
$\dot{C_{th}}$	thermische Kapazität	J/K
$C_{th,K}$	thermische Kapazität Kühlkörper	J/K
$C_{th,W}$	thermische Kapazität Wickel	J/K
$C_{ZK}$	Kapazität des Zwischenkreises	F
$C_Y$	Kapazität in Dreieckschaltung	F
d	Durchmesser	m
d	Pulspausenverhältnis	[-]
d	Dämpfung	[-]
f	Frequenz	Hz
$f_s$	Schaltfrequenz	Hz
$f_{Ts}$	Schaltfrequenz Tiefsetzsteller	Hz
F	Kraft	Ν
$g_{Erde}$	Erdbeschleunigung	$m/s^2$
$\overline{i}$	Strom	[A]
i	Laufindex	[-]
$i_G$	Getriebeübersetzung	[1/m]
$i_L$	Strom in Speicherdrossel	Ă
$i_{L1}$	Netzstrom in Phase L1	А

$i_{L2}$	Netzstrom in Phase L2	А
$i_{L3}$	Netzstrom in Phase L3	А
$i_R$	Strom in Bremswiderstand	А
$i_{Stör}$	Störstrom netzseitig	А
$I_M$	Strom in einer Phase des Motors	А
$I_L$	Drosselstrom	А
$I_{L_{ava}}$	mittlerer Drosselstrom	А
$I_{L_{max}}$	maximaler Drosselstrom	А
$\underline{I}_{Fe}$	Strom für Modellierung von Eisenverlusten	А
$I_{abw}$	Regelabweichung	А
$I_{L,Soll}$	Sollstrom	А
$I_{S}$	Strangstrom Stator	А
$\overline{I}_{\mu}$	Magnetisierungsstrom	А
$J^{-\mu}$	Massenträgheitsmoment	$\mathrm{kgm}^2$
k	Laufindex	[-]
$k_T$	Maschinenkonstante einer Synchronmaschine	Nm/A
Ŕ	Maschinenkonstante einer Synchronmaschine	[-]
$K_I$	integrale Verstärkung PLL-Regelkreis	1.1
$K_{S}$	Streckenverstärkung	$[1/\Omega]$
$\tilde{K_P}$	Reglerverstärkung	L / J
Ĺ	Induktivität	Η
$L_N$	netzseitige Induktivität	Η
L <sub>T</sub> .	Induktivität des Tiefsetzstellers	Н
LTest	Induktivität Versuchsaufbau	Н
m	Masse	kg
$m_W$	Masse Wickel	kg
m	Modulationsgrad	[-]
M	Drehmoment	Nm
$M_B$	Beschleunigungsmoment	Nm
$M_{Kinn}$	Kippmoment	Nm
$M_N$	Nennmoment	Nm
$M_W$	Drehmoment an der Welle	Nm
nmar	maximale Drehzahl	$1/_{\min}$
ns	Drehzahl des Statorfeldes	$1/_{\rm min}$
N	Windungszahl	[-]
$P_{B}$	Bemessungsleistung	W
$P_{Br}^{D}$	Bremsleistung	W
$P_{B H}$	Bemessungsleistung Hubwerk horizontal	W
$P_{B,V}$	Bemessungsleistung Hubwerk vertikal	W
L., Y		

$P_{Cu}$	ohmsche Verlustleistung	W
$P_{Cu,R}$	ohmsche Verlustleistung Rotor	W
$P_{e,Ts}$	Eingangsleistung Tiefsetzsteller	W
$P_{a,Ts}$	Ausgangsleistung Tiefsetzsteller	W
$P_N$	Netzleistung	W
$P_{N_{ava}}$	mittlere Netzleistung	W
$P_R$	Leistung im Rückspeisebetrieb	W
$P_{V,AFE}$	Verlustleistung von Active Front End	W
$P_{V,DR}$	Verlustleistung von Netzdrossel	W
$P_{V,Fu}$	Verlustleistung von Frequenzumrichter	W
$P_{V,Ges}$	gesamte Verlustleistung	W
$P_{V,M}$	Verlustleistung des Motors	W
$P_{V,SM}$	Verlustleistung Synchronmaschine	W
$P_W$	Wellenleistung des Motors	W
$P_{\delta}$	Luftspaltleistung	W
Q	Wärmemenge	J
$\dot{Q}$	Wärmestrom	W
$\dot{Q}_W$	Wärmestrom in Wickel	W
$\dot{Q}_K$	Wärmestrom in Kern	W
$R_{DS(on)}$	On-Widerstand MOSFET	$\Omega$
$R_{Fe}$	Ersatzwiderstand für Eisenverluste	$\Omega$
$R_i$	Innenwiderstand Netzteil	$\Omega$
$R_L$	Drosselwiderstand	$\Omega$
$R_{m,L}$	magn. Widerstand/Reluktanz	$^{1}/\mathrm{H}$
$R_{m,W}$	magn. Widerstand/Reluktanz	1/H
$R_N$	ohmscher Netzwiderstand	Ω
$R'_R$	auf Statorgrößen bezogener Rotorwiderstand	Ω
$R_S$	Statorwiderstand	Ω
$R_{th}$	thermischer Ersatzwiderstand	K/W
$R_{th,g}$	gesamter thermischer Ersatzwiderstand	K/W
$R_{th,W}$	therm. Ersatzw. Wickel	K/W
$R_{th,\alpha K}$	therm. Ersatzw. Kern, Konvektion	K/W
$R_{th,\alpha W}$	therm. Ersatzw. Wickel, Konvektion	K/W
$R_{th,\epsilon K}$	therm. Ersatzw. Kern, Strahlung	K/W
$R_{th,\epsilon W}$	therm. Ersatzw. Wickel, Strahlung	K/W
$R_{th,\lambda W}$	therm. Ersatzw. Wärmeleitung	K/W
s	Schlupf	[-]
s	Weg	m
$s_B$	Schlupf während des Beschleunigens	[-]

$s_{Kipp}$	Kippschlupf	[-]
$s_N$	Nennschlupf	[-]
t	Zeit	s
$t_{ar}$	Anregelzeit	$\mathbf{S}$
$t_E$	Einrastzeit von PLL	$\mathbf{s}$
$t_L$	Fangzeit von PLL	$\mathbf{S}$
$t_q$	Freiwerdezeit eines Thyristors	$\mathbf{S}$
$t_r$	Anstiegszeit	$\mathbf{S}$
$t_{R,ein}$	Einschaltzeit Rückspeisestromrichter	$\mathbf{S}$
$t_{R,off}$	Ausschaltzeit Rückspeisestromrichter	$\mathbf{S}$
T	Periodendauer	$\mathbf{S}$
$T_{fi}$	Zeitkonstante Vorfilter	$\mathbf{s}$
$T_L$	Zeitkonstante Drossel	$\mathbf{S}$
$T_{mi}$	Zeitkonstante Messglied	$\mathbf{S}$
$T_n$	Nachstellzeit Stromregler	$\mathbf{S}$
$T_S$	Schaltperiodendauer	$\mathbf{S}$
$T_{SR}$	Totzeit des Stromrichters	$\mathbf{S}$
$T_{tot}$	Totzeit des Regelkreises	$\mathbf{S}$
$T_{\sigma}$	Summe kleiner Zeitkonstanten	$\mathbf{S}$
$u_{+DC/Pe}$	Spannung vom pos. Potential des ZK zu PE	V
$u_{-DC/Pe}$	Spannung vom neg. Potential des ZK zu PE	V
$u_{1Pe}$	Spannung der Phase L1 zu PE	V
$u_{2Pe}$	Spannung der Phase L2 zu PE	V
$u_{3Pe}$	Spannung der Phase L3 zu PE	V
$u_{a,R}$	Ausgangsspannung Rückspeiseschaltung	V
$u_{CM}$	Gleichtaktspannung	V
$u_d$	Spannung im $d/q$ -Koordinatensystem	V
$u_F$	Flussspannung einer Diode	V
$u_k$	relative Kurzschlussspannung	%
$u_{N_{LL,rect}}$	gleichgerichtete Netzaußenleiterspannung	V
$\tilde{u}_{N_{LL,rect}}$	geschätzte gleichger. Netzaußenleiterspannung	V
$\tilde{\hat{u}}_N$	geschätzte Netzspannungsamplitude	V
$u_{NT}$	Ausgangsspannung Netzteil	V
$u_a$	Spanning im $d/q$ -Koordinatensystem	V
u <sub>Stör</sub>	Spannung an der Netznachbildung	V
$u_{U-PE}$	Spannung Umrichterausgang U gegen PE	V
$u_{V-PE}$	Spannung Umrichterausgang V gegen PE	V
$u_{W-PE}$	Spannung Umrichterausgang W gegen PE	V
$u_{ZK}$	Zwischenkreisspannung Umrichter	V

$u_{\alpha}$	Spannung im $\alpha/\beta$ -Koordinatensystem	V
$u_{\beta}$	Spannung im $\alpha/\beta$ -Koordinatensystem	V
$U_{B,an}$	Einschaltspannung des Bremswiderstands	V
$U_{a,Ts}$	Ausgangsspannung Tiefsetzsteller	V
$U_{e,R}$	Eingangsspannung Rückspeiseschaltung	V
$U_{e,Ts}$	Eingangsspannung Tiefsetzsteller	V
$U_N$	Netzspannung allgemein	V
$U_{N,LL}$	Netzaußenleiterspannung	V
$U_{N,LL}$	Netzaußenleiterspannung	V
$U_{R,off}$	Ausschaltschwelle Rückspeisestromrichter	V
$U_{R,on}$	Einschaltschwelle Rückspeisestromrichter	V
$U_S$	Störspannung	V
$U_{U0}$	Offset in Netzspannung	V
$U_{V0}$	Offset in Netzspannung	V
$U_{W0}$	Offset in Netzspannung	V
$U_P$	Polradspannung	V
$\overline{U}_{S}$	Strangspannung Stator	V
$\overline{\ddot{u}}$	Überschwingweite	%
$v_{max,H}$	maximale Geschwindigkeit horizontal	m/s
$v_{max,V}$	maximale Geschwindigkeit vertikal	m/s
$v_{Soll}$	Geschwindigkeitssollwert	m/s
$V_K$	Kernvolumen Drossel	$m^3$
$W_{ASM}$	von ASM aufgenommene Energie	J
$W_{Br}$	Bremsenergie	J
$W_{Cu}$	Ohmsche Verlustenergie	J
$W_{Cu,R}$	Ohmsche Verlustenergie Rotor	J
$W_{Cu,S}$	Ohmsche Verlustenergie Stator	J
$W_{kin}$	Kinetische Energie	J
$\underline{Z}$	Impedanz	Ω
$x_h$	Hauptreaktanz	Ω
$x_d$	synchrone Reaktanz	Ω
$x'_{B\sigma}$	bezogene Rotorstreureaktanz	Ω
$x_{s\sigma}$	Statorstreureaktanz	Ω
$\alpha$	Winkelbeschleunigung	$rad/s^2$
$\alpha_k$	Wärmeübergangskoeffizient	$W/m^2 K$
$\beta_L$	Hilfsvariable für Unsymmetrie	[-]
$\gamma$	Hilfsvariable für Unsymmetrie	[-]
$\Delta I_L$	Wechselanteil des Drosselstromes	A
$\Delta \vartheta_L$	Differenztemperatur an Drossel	$^{\circ}\mathrm{C}$

$\epsilon_1$	Emissionsgrad	[-]
$\eta_1$	Wirkungsgrad	[-]
$\theta$	Temperatur	°C
$\vartheta_P$	Polradwinkel	rad
θ	Temperatur	$^{\circ}\mathrm{C}$
$\vartheta_K$	Temperatur Kern	$^{\circ}\mathrm{C}$
$\vartheta_U$	Umgebungstemperatur	$^{\circ}\mathrm{C}$
$\vartheta_W$	Temperatur Wickel	$^{\circ}\mathrm{C}$
ι	Hilfsvariable	[-]
$\kappa$	Hilfsvariable	[-]
$\lambda$	Wärmeleitfähigkeit	W/mK
$\mu_0$	mag. Feldkonstante	Vs/Am
$\mu_r$	Permeabilität	[-]
$\mu_{Reib}$	Reibkoeffizient	$\left[N/m/s\right]$
ν	Hilfsvariable	[-]
ξ	Hilfsvariable	[-]
$\sigma$	Stefan-Bolzmann-Konstante	$W/m^2K^4$
$\varphi$	Phasenverschiebungswinkel	rad
$\varphi_N$	Netzwinkel	rad
$\tilde{\varphi}_N$	geschätzter Netzwinkel	rad
$\Phi$	magnetischer Fluss	Wb
$\Phi_r$	Phasenreserve	rad
ω	Kreisfrequenz	1/s
$\omega_n$	Kennkreisfrequenz Regelkreis	1/s
$\omega_N$	Kreisfrequenz Netzspannung	1/s
$\tilde{\omega}_N$	geschätzte Kreisfrequenz Netzspannung	1/s
$\omega_{max}$	maximale Kreisfrequenz	1/s

## 1 Einleitung

## 1.1 Überblick

Die Steigerung der Energieeffizienz ist seit jeher eins der wichtigsten Ziele bei der Entwicklung von Leistungselektronik. Auch im Bereich der industriellen Antriebstechnik werden Energielabels immer bedeutender, so dass im verstärkten Maße auf Wirkungsgrade der Antriebskomponenten, beispielsweise Energieeffizienzklassen bei Motoren geachtet wird (siehe z.B. [VDE 0160-202] oder [EN 60034-30]). Ein großes, häufig nicht beachtetes Potential steckt in der Nutzung von Energie, die beim Abbremsen von Antrieben freigesetzt wird. Bislang haben mechanische Antriebskomponenten im Vergleich zu elektrischen häufig eher geringe Wirkungsgrade, so dass generatorische Leistung oftmals nur einen geringen Anteil der Antriebsleistung ausmacht. Diese geringe generatorische Leistung wird bei den meisten elektrischen Antrieben daher mit Bremswiderständen in Wärme umgesetzt. Durch den Trend hin zu Antriebskomponenten mit höheren Wirkungsgraden fließt ein größer werdender Teil dieser Energie zurück in den Zwischenkreis des Frequenzumrichters, die im Bremswiderstand umgesetzte Energie steigt also mit den Wirkungsgraden der Antriebskomponenten. Die Verwendung von Bremswiderständen ist nicht jedoch nur aus ökologischen und energetischen Gesichtspunkten fragwürdig, sondern sorgt häufig auch für zusätzlichen Aufwand bei der Entwärmung beispielsweise bei Regalbediengeräten in Kühlhäusern. Durch das steigende Bewusstsein für mechanische Komponenten mit hohen Wirkungsgraden steigt folglich auch der Bedarf an Lösungen, die generatorische Leistung zu nutzen.

Bei Antrieben, die einen hohen Anteil an generatorischer Leistung haben, werden bereits heute rückspeisefähige Frequenzumrichter verwendet, die entweder im Gerät integriert oder als Rückspeiseeinheiten gesondert ausgebildet sind. Im industriellen Bereich werden üblicherweise Frequenzumrichter mit Spannungszwischenkreis eingesetzt, die netzseitig über einen ungesteuerten Brückengleichrichter verfügen. Dieser ermöglicht nur einen Energiefluss in Richtung Antrieb, aber nicht zurück in das Netz. Aber in den meisten Anwendungsfällen, insbesondere bei Antrieben kleiner Leistung oder bei einem geringen Anteil an generatorischem Betrieb, wird diese Energie nicht genutzt, sondern in Bremswiderständen in Wärme umgesetzt.

#### 1.2 Bedeutung für die Antriebstechnik

Aufgrund der Wirkungsgrade der Antriebskomponenten muss die generatorische Energie immer kleiner als die motorische Energie sein. Abb. 1.1 zeigt typische Verhältnisse von generatorischer zu motorischer Energie bei verschiedenen Anwendungsfällen. Die hier dargestellten Daten beruhen auf Anwendungsdaten der Firma Lenze (Stand 2016). Es ist auffällig, dass die generatorische Energie in den meisten Fällen nur einen geringen prozentualen Anteil an der motorischen Energie ausmacht. Prüfstände und Abwickler, welche typischerweise etwa 50...100 % Rückspeiseleistung haben, machen nur einen sehr geringen Anteil der Anwendungen aus. Ein deutlich größeres Potential liegt im Bereich von Hubwerken und Handhabungsmaschinen. Hier liegt das Verhältnis aus generatorischer zu motorischer Energie zwar nur bei 5...50%, dafür sind diese Anwendungen aber deutlich häufiger zu finden. Bei der Mehrzahl der Anwendungen handelt es sich um Bearbeitungsmaschinen, die einen sehr geringen Anteil generatorische Energie haben. Hier ist die Nutzung von Bremsenergie in der Regel unwirtschaftlich. Durch den Trend hin zu wirkungsgradoptimierten Antriebskomponenten wird aber auch bei diesen Anwendungen die generatorische Energie zunehmen, so dass der Bedarf an Rückspeiselösungen insgesamt steigen wird.



Abbildung 1.1: Verhältnis von motorischer und generatorischer Energie bei verschiedenen Anwendungsfällen (Quelle: Lenze)

Abb. 1.2 zeigt die Aufteilung aller im Jahr 2015 in Deutschland produzierten Drehstrommotoren (absolute Summe: 2.959 Mio. Stück), wobei davon ausgegangen werden kann, dass ca. 20% der Antriebe mit Stromrichtern ausgestattet sind (Quelle: [ZVE15] Fig.16). Kleinantriebe im Leistungsbereich P < 0,75 kW haben aufgrund schlechter Wirkungsgrade nur geringe generatorische Leistung (siehe z.B. Motoren aus [VEM12] S.6 oder [Len15]). Daher ist auch unter Berücksichtigung der Investitionskosten eine Nutzung von Bremsenergie in diesem Leistungsbereich unwirtschaftlich. Im höheren Leistungsbereich existieren bereits kommerzielle Lösungen zur Nutzung von Bremsenergie (siehe Kap. 2.2). Hier sind einerseits die Amortisa-



tionszeiten geringer, andererseits müssten für die Entwärmung von Bremswiderständen zusätzliche Maßnahmen getroffen werden.

Abbildung 1.2: Aufteilung aller 2015 in Deutschland produzierten Drehstrommotoren in verschiedene Leistungsklassen (Quelle: [ZVE16] S.9)

Abb. 1.2 zeigt, dass etwa 30% der in Deutschland verkauften Antriebe im Leistungsbereich 0,75 bis 7,5 kW liegen. Somit wird deutlich, dass das größte noch nutzbare Potential in Antrieben mit mittlerem Leistungsbereich bei einem eher geringen Verhältnis aus generatorischer und motorischer Leistung liegt. Daher sollen in dieser Arbeit Rückspeisekonzepte für diesen Anwendungsbereich untersucht werden. Der fokussierte Leistungsbereich soll bei ca. 1...5 kW Rückspeiseleistung liegen, das Verhältnis aus generatorischer und motorischer Leistung bei ca. 5...50 %.

#### 1.3 Aufbau der Arbeit

Nach der thematischen Einordnung aus Kap. 1 wird in Kap. 2 ein Überblick über kommerzielle Rückspeiselösungen gegeben, sowie Konzepte zur Speicherung von Bremsenergie vorgestellt. Weiterhin werden typische Strom- und Spannungsverläufe beim Bremsen mit Bremswiderstand gezeigt. Nach einer Untersuchung des instationären Verhaltens von Synchron- und Asynchronmaschine wird anhand einer Hubwerkssimulation gezeigt, welchen Einfluss die Wirkungsgrade im Antriebsstrang auf das Verhältnis von motorischer zu generatorischer Energie haben. Ausgehend von den Anforderungen an Rückspeisestromrichter erfolgt in Kap. 3 eine Diskussion möglicher Schaltungstopologien sowohl aus dem Bereich der Antriebstechnik, als auch aus dem Bereich der Photovoltaik. Anschließend werden die Grundfunktionen "Tiefsetzsteller", "Synchronwechselrichter" und "Netzfilter" der aus dieser Diskussion hervorgegangenen Topologie als Übersicht dargestellt. In den folgenden Kapiteln 4 bis 7 erfolgt eine detaillierte Betrachtung der einzelnen Schaltungsteile, sowie der notwendigen Regelungstechnik. Abschließend wird in Kap. 8 der Betrieb des beschriebenen Rückspeisestromrichters an einem Frequenzumrichter betrachtet. Anhand von Messungen an einem Hubwerk erfolgt die Validierung des Konzeptes. Hier wird gezeigt, dass sich durch den Einsatz des Rückspeisestromrichters beim Bremsen etwa 15...20%der aufgenommenen Energie in das Stromnetz zurückspeisen lässt.

## 2 Stand der Technik

Drehzahlveränderbare elektrische Antriebe sind bereits seit langer Zeit am Markt erhältlich. Insbesondere seit ab ca. 1958 ([Heu96] S.20) mit dem Thyristor ein steuerbarer kostengünstiger Halbleiterschalter verfügbar war, nahm die Stromrichtertechnik Einzug im Bereich der elektrischen Antriebe. Für Antriebe mit Gleichstrommaschinen wurden seit dieser Zeit zahlreiche Stromrichtertopologien entwickelt (siehe z.B. [Heu96] S.128 ff., [Bro02] S.99 ff., [Vog77] S.203 ff.), die sowohl im Gleichrichter- als auch im Wechselrichterbetrieb eingesetzt werden können. Obwohl im Wechselrichterbetrieb relativ einfach generatorische Leistung in das Stromnetz eingespeist werden kann, werden Gleichstromantriebe heute im industriellen Bereich aufgrund des erhöhten Wartungs- und Kostenaufwands nur noch selten eingesetzt. Für den Betrieb von Drehstrommaschinen können Direktumrichter oder Zwischenkreisumrichter eingesetzt werden. Direktumrichter wie z.B. Trapezumrichter ([Heu96] S.181 ff.) oder Matrixumrichter ([Sch12] S.201 ff.) ermöglichen Vierquadrantenbetrieb und werden ab 2006 in Serie produziert [YAS11]. Sie haben sich aber bisher wegen der notwendigen hohen Anzahl von Leistungshalbleitern nur im Bereich hoher Leistungen durchsetzen können.

Zwischenkreisumrichter können mit Strom- oder Spannungszwischenkreis ausgeführt werden. Rückspeisefähige Stromzwischenkreisumrichter werden in den meisten Fällen mit Thyristoren als Halbleiterschalter aufgebaut. Der Stromrichter kann hierbei als lastgeführter Stromrichtermotor ([Heu96] S.188 ff., [Sch12] S.349 ff.) oder auch als selbstgeführte Schaltung mit Löschkreisen oder mit Phasenfolgelöschung ([Heu96] S.212, [Sch12] S.378 ff.) ausgeführt sein. Im kleinen und mittleren Leistungsbereich haben heute alle drei Varianten ihre Bedeutung wegen der relativ großvolumigen Zwischenkreisdrossel verloren. Aufgrund geringer Bauteilkosten, einer guten Regelbarkeit sowie der Tatsache, dass problemlos einfache Asynchron- oder Synchronmaschinen verwendet werden können, haben sich Spannungszwischenkreisfrequenzumrichter im industriellen Bereich durchgesetzt. Im Folgenden ist daher mit dem Begriff "Frequenzumrichter", wenn nicht explizit anders angegeben, ein Spannungszwischenkreisfrequenzumrichter gemeint.

## 2.1 Frequenzumrichter in der Antriebstechnik

Der Spannungszwischenkreisfrequenzumrichter besteht aus einem netzseitigen Gleichrichter, einem Zwischenkreiskondensator und einem motorseitigen selbstgeführten Wechselrichter. Bei einfachen Spannungszwischenkreisumrichtern, die in der Mehrzahl der Anwendungen eingesetzt werden, ist der netzseitige Gleichrichter als ungesteuerter Gleichrichter B6U ausgeführt (siehe Abb. 2.1), der prinzipbedingt keine Rückspeisung ermöglicht.



Abbildung 2.1: Frequenzumrichter an Netzspannung mit ohmsch - induktiver Netzimpedanz

Abhängig von Netzimpedanz ( $R_N$  und  $L_N$ ), Zwischenkreiskapazität ( $C_{ZK}$ ) und Last stellt sich hierbei ein stark nichtsinusförmiger Netzstrom (siehe Abb. 2.2 unten) und bei hohen Leistungen eine verzerrte Netzspannung (Abb. 2.2 oben) ein.



Abbildung 2.2: Spannungs- und Stromverläufe an Gleichrichter von Frequenzumrichter (KEB 15.F5.G1G-360A) mit Netzdrossel (Lenze ELN3-0120H025) bei einer Wirkleistungsaufnahme von 8 kW (gemessen)

Ein Verfahren zur Ermittlung der Stromverläufe ist in [AKB14] zu finden. Im Bereich industrieller Netze ist eine derartige Stromform zulässig, für öffentliche Netze gelten schärfere Grenzwerte bezüglich Oberschwingungen (siehe [EN 61000-3-2] und [EN 61000-3-12]). Die Oberschwingungen lassen sich durch Einbringen von zusätzlichen passiven oder aktiven Filtern reduzieren (Lösungen siehe z.B. [Sch09a] und [KEB16]). Sind in einer Anlage mehrere Frequenzumrichter vorhanden, so können die DC-Zwischenkreise verbunden werden und die netzseitige Versorgung kann durch eine zentrale Versorgungseinheit erfolgen. Ein Vorteil dieses Konzeptes ist, dass die beim Abbremsen frei werdende Energie einer Antriebsachse von anderen Antriebsachsen genutzt werden kann. Diese Schaltung wird häufig als Zwischenkreisverbund bezeichnet und ist eine einfache Möglichkeit Bremsenergie zu nutzen. Soll der Zwischenkreisverbund mit mehreren parallel betriebenen Gleichrichtern erfolgen, müssen jedoch häufig zusätzlich Netzdrosseln (für definierte Stromaufteilung der parallelgeschalteten Gleichrichter) und Entkopplungsdioden (für definierte Vorladung des Zwischenkreises) eingefügt werden, was den Planungsaufwand deutlich erhöht.

# 2.2 Kommerzielle Systeme zur Nutzung von Bremsenergie

In vielen Anwendungsfällen, insbesondere bei solchen mit kleiner Rückspeiseleistung, wird die beim Abbremsen freiwerdende kinetische Energie in Bremswiderständen in Wärme umgesetzt. In den letzten Jahren (Stand 2017) wurden jedoch aufgrund von steigenden Anforderungen an die Energieeffizienz von verschiedenen Herstellern verstärkt Geräte am Markt angeboten, mit denen Bremsenergie genutzt werden kann. In den folgenden Kapiteln soll daher zunächst der Betrieb eines Frequenzumrichters mit Bremswiderstand beschrieben werden, dann erfolgt ein Überblick über Schaltungstopologien, die Bremsenergie in das Stromnetz rückspeisen können und abschließend werden Systeme zur Speicherung von Bremsenergie vorgestellt.

#### 2.2.1 Bremsen mit Bremswiderstand

Aufgrund geringer Investitionskosten werden bei vielen Frequenzumrichtern Bremswiderstände eingesetzt, in denen die Bremsenergie in Wärme gewandelt wird (siehe Abb. 2.3). Ein im Umrichter implementierter Zweipunktregler steuert den Bremschopper an und schaltet so den Bremswiderstand an den Zwischenkreis. In Abb. 2.4 sind gemessene Strom- und Spannungsverläufe beim Abbremsen einer Schwungmasse mit konstanter (negativer) Beschleunigung dargestellt. Beim Bremsvorgang wird Energie in den Zwischenkreis eingespeist, in Folge dessen steigt die Zwischenkreisspannung an.



Abbildung 2.3: Frequenzumrichter mit Bremswiderstand



Abbildung 2.4: Gemessene Zwischenkreisspannung und Strom durch Bremswiderstand

Beim Erreichen der Einschaltschwelle des Zweipunktreglers wird der Bremschopper eingeschaltet und der Zwischenkreis über den Bremswiderstand entladen. Wenn die Ausschaltschwelle erreicht ist, wird der Bremschopper ausgeschaltet. Es ergibt sich eine nahezu konstante Einschaltzeit des Bremschoppers; die Zeit in welcher der Bremschopper ausgeschaltet ist, ist abhängig von der eingespeisten Leistung.

#### 2.2.2 Netzpulsstromrichter

Der Netzpulsstromrichter (siehe Abb. 2.5), häufig auch als Active-Front-End-Converter (AFE) bezeichnet, hat eingangsseitig steuerbare Leistungshalbleiter  $(S_1$ - $S_6$ ), die in der Regel mit Schaltfrequenzen im Bereich von 2-16 kHz angesteuert werden.



Abbildung 2.5: Schaltungstopologie eines Netzpulsstromrichters

Um die gepulste Spannung des Stromrichters von der Netzspannung zu entkoppeln, wird eine Netzdrossel  $L_N$  eingesetzt, die üblicherweise eine Kurzschlussspannung im Bereich  $u_k = 2{\text -}10\%$  hat [Bor99]. Bedingt durch den Aufbau kann das AFE im Gleichrichterbetrieb als Hochsetzsteller und im Rückspeisebetrieb als Tiefsetzsteller arbeiten. Das Regelkonzept ähnelt dabei einer feldorientierten Regelung für Synchronmaschinen. Beim AFE kann die Zwischenkreisspannung auf einen konstanten Wert geregelt werden, der aber über dem Scheitelwert der Netzspannung liegen muss. Dem Spannungsregelkreis sind Stromregelkreise unterlagert, dadurch wird ein nahezu sinusförmiger Netzstrom erreicht, dem ein schaltfrequenter Wechselanteil überlagert ist (siehe Abb. 2.6 Mitte). Durch den aufwändigen Netzstromrichter, sowie das großvolumige Netzfilter ist das AFE deutlich teurer und im Wirkungsgrad schlechter als ein ungesteuerter Gleichrichter. Ohne besondere Filtermaßnahmen hat der Zwischenkreis eine schaltfrequente Gleichtaktspannung bezogen zum Sternpunkt der Netzspannung (siehe Abb. 2.6 unten). Dadurch ist das Parallelschalten mehrerer AFE schwierig und ein Betrieb parallel zu ungesteuerten Brückengleichrichtern B6U ohne Filterelemente, welche die Gleichtaktspannung aufnehmen, nicht möglich.



Abbildung 2.6: Gemessene Netzspannung, Netzstrom und Zwischenkreisspannung beim einem AFE (Prototyp) mit ca. 2 kW Wirkleistungsaufnahme

#### 2.2.3 Rückspeisung mit Blockstromtaktung

Rückspeiseeinheiten mit Blockstromtaktung arbeiten mit einer ähnlichen Schaltungstopologie wie der Netzpulsstromrichter (siehe Abb. 2.5). Die netzseitigen Leistungshalbleiter werden jedoch nicht hochfrequent getaktet, sondern schalten mit Netzfrequenz. Dabei werden die Schalter ( $S_1$  bis  $S_6$ ) immer so angesteuert, dass jeweils die Netzphase mit der höchsten Spannung an das + Potential des Zwischenkreises und die Netzphase mit der niedrigsten Spannung an das - Potential geschaltet wird.



Abbildung 2.7: Ansteuersignale eines blockgetakteten Netzstromrichters

Damit ist jeder Schalter für jeweils 120° elektrisch leitend (siehe Abb. 2.7). Der Netzstromrichter ist immer dann aktiv, wenn die Zwischenkreisspannung einen Maximalwert überschritten hat, der über dem Scheitelwert der Netzspannung liegt. Für die Entkopplung von Netzund Zwischenkreisspannung müssen relativ großvolumige und damit teure Netzdrosseln vorgeschaltet werden. Der Netzstrom ähnelt dem eines ungesteuerten Brückengleichrichters, jedoch mit  $180^{\circ}$  Phasenverschiebung (vgl. Abb. 2.8).

Prinzipiell können Rückspeisestromrichter mit Blocktaktung auch in einem Zwischenkreisverbund mit ungesteuerten Gleichrichtern betrieben werden. Jedoch müssen den ungesteuerten Gleichrichtern zur Reduzierung von Kreisströmen häufig zusätzliche Netzdrosseln vorgeschaltet werden.



Abbildung 2.8: Gemessene Strom- und Spannungsverläufe eines Netzstromrichters (KEB 15R6S3E-900A) mit Blockstromtaktung bei 8 kW Wirkleistung

#### 2.2.4 Fundamental Frequency Front End Converter

Die Schaltungstopologie des Fundamental Frequency Front End Converter (F3E) (Abb. 2.9) ähnelt ebenfalls stark der eines Frequenzumrichters mit Netzpulsstromrichter (Abb. 2.5). F3E-Konverter haben im Unterschied zum Frequenzumrichter mit Gleichspannungszwischenkreis nur eine sehr geringe Zwischenkreiskapazität [PS04] [Sch98], die für die Kommutierung des Maschinenstromrichters benötigt wird. Weiterhin ist eingangsseitig ein kapazitives Netzfilter erforderlich. Die Ansteuerung der Leistungshalbleiter des Netzstromrichters erfolgt wie bei Rückspeisung mit Blocktaktung. Durch die geringe Zwischenkreiskapazität ergibt sich eine nicht geglättete, stark von der Netzspannung abhängige Zwischenkreisspannung und dadurch bedingt eine geringere Ausgangsspannung des Motorstromrichters. Der Netzstrom ist blockförmig und überlagert von pulsfrequenten Anteilen des Motorstromrichters, die durch ein netzseitiges Filter reduziert werden müssen. Vorteile des F3E-Konverters sind der vergleichsweise hohe Wirkungsgrad, sowie der geringe Filteraufwand. Durch den kleinen Zwischenkreiskondensator ist keine Entkopplung von Netz- und Maschinenstromrichter gegeben und dadurch ein Parallelbetrieb mit ungesteuerten Gleichrichtern im Mehrachsverbund problematisch.



Abbildung 2.9: Topologie F3E-Konverter

#### 2.2.5 Energiespeicherung

Eine weitere Möglichkeit der Nutzung von Bremsenergie ist die Zwischenspeicherung. Ein Spannungszwischenkreisumrichter kann abhängig von der Zwischenkreiskapazität und der Einschaltschwelle  $U_{B,an}$  des Bremstransistors folgende Energie speichern:

$$\Delta W = \frac{1}{2} C \left( U_{B,an}^2 - \hat{U}_{N_{LL}}^2 \right)$$
 (2.1)

Im einfachsten Fall kann die im Zwischenkreis speicherbare Energie also durch Hinzufügen von zusätzlicher Zwischenkreiskapazität erhöht werden. Deutlich größere Energiemengen können gespeichert werden, wenn zusätzlich zur Kapazität auch der Spannungshub vergrößert wird. Dies kann praktisch dadurch erreicht werden, dass der zusätzliche kapazitive Energiespeicher mit einem bidirektionalen DC/DC-Steller angekoppelt wird (siehe z.B. [Trü11] oder [Kra16]). Derartige Lösungen sind seit 2010 für den industriellen Bereich erhältlich [Klu10]. Als Speicher werden hier aus Kostengründen hauptsächlich Elektrolytkondensatoren eingesetzt. Bei sehr großen Energiemengen kommen auch Schwungmassenspeicher zum Einsatz [Jiw14], hierbei ist der mit einer Schwungmasse versehene Motor über einen bidirektionalen Wechselrichter mit dem Zwischenkreis des Antriebsumrichters verbunden.

#### 2.2.6 Zusammenfassung

In Kap. 2.2 wurden verschiedene Konzepte zur Nutzung von Bremsenergie aufgezeigt. Bei den rückspeisefähigen Schaltungen sind Stromrichter mit Blockstromtaktung (siehe Kap. 2.2.3 und Kap. 2.2.4 ) sowie Stromrichter mit sinusförmiger Stromaufnahme (Netzpulsstromrichter, siehe Kap. 2.2.2) üblich.

Nachteilig bei diesen Stromrichtern ist der relativ hohe Kostenaufwand für die Entkopplung von Netz- und Zwischenkreisspannung. Beim Netzpulsstromrichter und bei Blockstromtaktung erfolgt die Entkopplung durch relativ großvolumige und daher teure dreiphasige Netzdrosseln (vgl. Kap. 2.2.2 und Kap. 2.2.3). Die Netzdrossel nimmt dabei die Differenzspannung zwischen Netzspannung und Zwischenkreisspannung auf. Beim F3E-Konverter ist eine Entkopplung nicht vorgesehen (siehe Kap. 2.2.4). Ein weiterer Nachteil sind die Halbleiterkosten, die IGBTs in aktiven Netzstromrichtern sind deutlich teurer als Gleichrichterdioden.
Da Gleichrichter- und Wechselrichterbetrieb mit einer Schaltung realisiert werden, müssen auch die Komponenten, die eigentlich nur für den Wechselrichterbetrieb benötigt werden, für den maximal auftretenden Strom im Gleichrichterbetrieb ausgelegt sein. In den meisten Fällen ist der Strom im Wechselrichterbetrieb aber deutlich geringer als im Gleichrichterbetrieb. Durch die für die Entkopplung notwendigen Induktivitäten, sowie durch die netzseitigen IGBTs entstehen zusätzliche Verluste, wodurch der Wirkungsgrad des Netzstromrichters auch im Gleichrichterbetrieb schlechter als der einer ungesteuerten B6-Brücke ist.

Abschließend wurden in Kap. 2.2.5 verschiedene Speichersysteme vorgestellt, die jedoch wegen der notwendigen Speicherkapazität aufwändig und kostenintensiv sind.

# 2.3 Energetische Betrachtung

In der Vergangenheit wurde generatorische Energie häufig nicht genutzt, da sie aufgrund schlechter Wirkungsgrade der Antriebskomponenten oft nur wenige Prozent der aufgenommenen Energie ausmachte. Durch effizientere Antriebskomponenten (Frequenzumrichter, Motoren, Getriebe), steigt auch die Energie, die beim Bremsen zurück in den Zwischenkreis fließt. Da heutzutage (Stand 2017) im industriellen Bereich hauptsächlich Asynchron- und permanenterregte Synchronmaschinen eingesetzt werden, soll zunächst eine energetische Betrachtung des instationären Betriebsverhaltens dieser Maschinen erfolgen. Die Betrachtung soll am Beispiel eines Schwungmassenhochlaufs erfolgen, da sich viele praktische Anwendungen hierauf übertragen lassen. Anschließend wird am Beispiel einer Hubanwendung ein Verlustmodell aufgestellt und damit ein typisches Verhältnis von Ein- und Rückspeiseleistung ermittelt.

#### 2.3.1 Schwungmassenhochlauf mit ASM

Für den Direktanlauf einer Asynchronmaschine am Netz liefert [Kre08] ab S.97 die Herleitung, dass in diesem Fall die Rotorverlustenergie  $W_{Cu,R}$  genau so groß ist wie die nach dem Hochlauf in der Schwungmasse gespeicherte kinetische Energie:

$$W_{Cu,R} = W_{Kin} = \frac{1}{2}J(2\pi n_S)^2$$
(2.2)

Mit einem Frequenzumrichter kann die Statordrehzahl  $n_S$  auf beliebige Werte eingestellt werden, wodurch der Beschleunigungs- bzw. Abbremsvorgang bei deutlich kleineren Schlupfwerten erfolgt. Dadurch ergeben sich im Vergleich zum Direktanlauf deutlich geringere Verluste. Beim Betrieb am Frequenzumrichter ist es jedoch sinnvoller an Stelle des Schlupfes<sup>1</sup> mit der Differenz von Stator- und Rotordrehzahl  $\Delta n$  zu rechnen, da  $\Delta n$  im linearen Bereich der Drehzahldrehmomentenkennlinie näherungsweise proportional zum Drehmoment ist. In der Regel ist anwendungsbedingt eine hohe Dynamik gefordert, so dass beliebig kleine  $\Delta n$ -Werte nicht realisierbar sind. Die folgende Betrachtung geht von konstanter Beschleunigung mit  $M_B < M_{Kipp}$ und einer daraus resultierenden Differenzdrehzahl  $\Delta n_B < \Delta n_{Kipp}$ aus. Zur Ermittlung der während des Hochlaufvorgangs entstehenden Verlustenergie ist die Verlustleistung über die Zeit zu integrieren:

$$W_V = \int_0^{t_1} P_V dt \tag{2.3}$$

Anhand eines vereinfachten Ersatzschaltbildes (Abb. 2.10) wird deutlich, dass das Verhältnis der Stator- und Rotorverlustleistungen näherungsweise dem Verhältnis der Ersatzwiderstände  $R_S$  und  $R'_R/s$ entspricht. Wobei in vielen Fällen als grobe Näherung  $\frac{R_s}{R'_R} \approx 1$  ge-

<sup>&</sup>lt;sup>1</sup>Beim Schlupf wird die Drehzahldifferenz auf die Statorrehzahl bezogen, diese ist bei Umrichterbetrieb aber nicht konstant.

setzt werden kann (typische Werte für  $R_s$  und  $R'_R$  sind beispielsweise in [Len15] S.248 zu finden).



Abbildung 2.10: Vereinfachtes Ersatzschaltbild einer Asynchronmaschine (siehe z.B. [FBN09] S.175)

Unter Vernachlässigung der Eisenverluste kann die Verlustenergie mittels der Luftspaltleistung  $P_{\delta}$  berechnet werden:

$$W_V = \int_0^{t_1} \left( s_B \cdot P_\delta + \frac{R_S}{R'_R/s_B} \cdot P_\delta \right) dt \tag{2.4}$$

Nach Einsetzen von  $s_B = \frac{\Delta n}{n_S}$ ,  $P_{\delta} = M_B \cdot 2\pi n_S$  und den Annahmen  $\Delta n_B = konst.$  und  $M_B = konst.$  ergibt sich:

$$W_V = \left(1 + \frac{R_S}{R'_R}\right) \cdot \Delta n_B \cdot M_B \cdot 2\pi \cdot t_1 \tag{2.5}$$

Soll ein Hochlaufen der Schwungmasse bis  $n_{max}$ erfolgen, so ist dafür die Zeit

$$t_1 = \frac{n_{max}}{\alpha} = \frac{2\pi J n_{max}}{M_B} \tag{2.6}$$

notwendig. Wird Gl. 2.6 in Gl. 2.5 eingesetzt, dann ergibt sich:

$$W_V = \left(1 + \frac{R_S}{R'_R}\right) \cdot \Delta n_B \cdot 4\pi^2 J \cdot n_{max} \tag{2.7}$$

Der Zusammenhang zwischen Drehmoment und Schlupf kann näherungsweise mit der Kloßschengleichung beschrieben werden. Für den linearen Teil der Drehzahldrehmomentenkennlinie gilt ([Moe76] S.147, [Fis09] S.185):

$$\frac{M}{M_{Kipp}} \approx 2 \cdot \frac{s}{s_{Kipp}} = 2 \cdot \frac{\Delta n}{\Delta n_{Kipp}}$$
(2.8)

Wird Gl. 2.8 in Gl. 2.7 eingesetzt und  $n_{max} \approx n_S$  angenommen, dann folgt:

$$W_V = \left(1 + \frac{R_S}{R'_{R/s_B}}\right) \cdot \frac{s_{Kipp} \cdot M}{M_{Kipp}} \cdot W_{Kin}$$
(2.9)

Für eine typ. Asynchronmaschine (4 kW, 2-polig,  $M_{Kipp}$ =43, 16 Nm, IE2) ergibt sich nach [VEM12] S.51 ein Kippschlupf von  $s_{Kipp} \approx 20\%$ . Mit diesem Kippschlupf und der Annahme  $R_s/R_R = 1$  lässt sich durch Einsetzen in Gl. 2.9 ausrechnen, dass nach Beschleunigung mit  $M_{Kipp}$ nur ca. 60 % der aufgenommenen Energie als kinetische Energie in der Schwungmasse gespeichert ist. Wenn von gleichen Verhältnissen im Motor- und Generatorbetrieb ausgegangen wird, dann kann als Ergebnis lediglich ca. 36 % der beim Beschleunigen aufgenommenen Energie während des Bremsvorganges wieder an den Frequenzumrichter zurückgeführt werden.

#### 2.3.2 Schwungmassenhochlauf mit PMSM

Die permanenterregte Synchronmaschine ist im Vergleich zur Asynchronmaschine deutlich energieeffizienter, da kein Strom für die Magnetisierung aufgenommen werden muss. Wird die permanenterregte Synchronmaschine am Frequenzumrichter betrieben, so stellt dieser die Statorspannung idealerweise so ein, dass der Statorstrom  $I_S$  in Phase mit der Polradspannung  $U_P$  liegt. Unter dieser Voraussetzung und der Annahme von konstantem Läuferfluss<sup>2</sup> ist der Statorstrom

 $<sup>^2 {\</sup>rm Diese}$  Annahme kann beispielsweise bei einer permantenterregten Maschine, die nicht in Feldschwächung betrieben wird, getroffen werden.

 $I_S$  proportional zum Drehmoment (Quelle: [Kre08] S.163 - 165):

$$M = \frac{3|\underline{U}_P| \cdot |\underline{I}_S| \cos(\varphi - \vartheta_P)}{2\pi n_S}$$
(2.10)

mit  $\varphi = \vartheta_P, \, |\underline{U}_P| = n_S \cdot K \cdot \Phi, \, \Phi = \text{konst. und } K = \text{ konst. folgt:}$ 

$$M = k_T \cdot |\underline{I}_S|$$
 mit  $k_T = \frac{3K\Phi}{2\pi} =$ konst. (2.11)

Die Statorverluste können dann mittels des einsträngigen Ersatzschaltbildes nach Abb. 2.11 und den Gleichungen 2.11 und 2.12 berechnet werden.



Abbildung 2.11: Vereinfachtes Ersatzschaltbild einer Synchronmaschine

$$W_{Cu} = \int_{0}^{t_{1}} P_{Cu} dt = 3 \cdot \int_{0}^{t_{1}} |\underline{I}_{S}|^{2} \cdot R_{S} dt$$
  
=  $3R_{S} \int_{0}^{t_{1}} \left(\frac{M}{k_{T}}\right)^{2} dt = \frac{3R_{S}M^{2}}{k_{T}^{2}} \cdot t_{1}$  (2.12)

Die Hochlaufzeit kann wie bei der Asynchronmaschine aus der Bewegungsgleichung 2.6 bestimmt werden. Wird Gl. 2.6 in Gl. 2.12 eingesetzt, ergibt sich:

$$W_{Cu} = \frac{3R_S M J 2\pi}{k_T^2} \cdot n_{max} \tag{2.13}$$

Im Unterschied zur Asynchronmaschine, wo die Verlustenergie sich quadratisch zur Drehzahl verhält, ergibt sich bei der Synchronmaschine eine lineare Abhängigkeit. Wird die Verlustenergie auf die in der Schwungmasse gespeicherte kinetische Energie bezogen, so gilt:

$$W_{Cu} = \frac{3R_S M}{k_T^2 \pi n_{max}} \cdot W_{Kin} \tag{2.14}$$

Eine mit der in Kap. 2.3.1 bezüglich des maximalen Momentes vergleichbare Synchronmaschine ist z.B. Lenze MCS12L39 ( $P_B = 5,7$  kW,  $n_N = 3900 \, 1/\text{min}, k_t = 1,32 \, \text{Nm/A}, R_S = 0,375 \,\Omega$  siehe [Len15] S.5.1-24). Wird diese Maschine mit dem gleichen Moment  $M_B = 43,1$  Nm auf  $n_{max} = 3000 \, 1/\text{min}$  beschleunigt, so ist nach dem Beschleunigungsvorgang ca. 82 % der aufgenommenen Energie als kinetische Energie in der Schwungmasse gespeichert. Werden gleiche Verhältnisse für das Abbremsen vorausgesetzt, so wird beim Abbremsen ca. 68 % der Energie wieder in den Frequenzumrichter zurückgeführt.

#### 2.3.3 Hubwerk mit Rückspeisestromrichter

Bei Hubwerken werden besonders häufig Rückspeisestromrichter eingesetzt, da damit die potentielle Energie, die beim Absenken der Last in den Frequenzumrichter zurückfließt, genutzt werden kann. Daher soll im kommenden Abschnitt eine energetische Betrachtung einer solchen Hubachse erfolgen. Als Antrieb dient eine Synchronmaschine, die über ein Getriebe mit einer Linearachse verbunden ist. Die Synchronmaschine wird aus einem Frequenzumrichter gespeist, der wiederum über einen Rückspeisestromrichter (Netzpulsstromrichter und Netzdrossel) mit dem Stromnetz verbunden ist.

Mit dem in Abb. 2.12 dargestellten Simulationsmodell kann aus einem vorgegebenen Geschwindigkeitsprofil  $v_{Soll}(t)$  die Wellenleistung  $P_W(t)$  und das Wellenmoment  $M_W(t)$  generiert werden. Tabelle 2.1 enthält die gewählten Parameter.



Abbildung 2.12: Mechanisches Modell des Hubwerks

Tabelle 2.1: Formelzeichen und Parameter für mechanisches Modell

Formelzeichen	Bezeichnung	Wert
$\overline{m}$	Masse	$55 \mathrm{kg}$
$\mu_{Reib}$	Reibkoeffizient	$1 \frac{Nm}{m/s}$
$g_{Erde}$	Erdbeschleunigung	$9,81 \ m/s^2$
$i_G$	Übersetzungsverhältnis	$76,32  \frac{min^{-1}}{m/s}$

Anschließend kann mit dem Verlustleistungsmodell nach Abb. 2.13 für jede Komponente des Antriebssystems die zugehörige Verlustleistung berechnet werden.



Abbildung 2.13: Verlustleistungsmodell des Hubwerks

Der Statorstrom der Synchronmaschine  $I_M$  kann unter Verwendung von Gleichung 2.11 berechnet werden. Daraus ergibt sich bei bekanntem Statorwiderstand  $R_S$  auch die Verlustleistung der Synchronmaschine:

$$P_{V,SM} = 3\frac{R_S}{k_T^2} \cdot M_W^2 \tag{2.15}$$

Die Verlustleistung des Frequenzumrichters setzt sich aus der Standby-Leistung und den Verlusten des motorseitigen Wechselrichters zusammen. Die Stand-by-Leistung wird mit pauschal 20 W angenommen, die Berechnung der Wechselrichterverluste ist für ein typisches IGBT-Modul in A.1 beschrieben.

Die Verlustleistungsberechnung  $P_{V,AFE}$  des AFE-Stromrichters setzt sich wie beim Frequenzumrichter aus der Stand-by-Leistung und den Verlusten des netzseitigen Wechselrichters zusammen. Während hier ebenfalls eine Stand-by-Leistung von 20 W angenommen wird, kann für den Modulationsgrad jetzt konstant m = 1 angenommen werden. Ansonsten erfolgt die Berechnung analog zum Frequenzumrichter. Tiefer gehende Betrachtungen zum Wirkungsgrad von AFE-Stromrichtern sind in [Bor99] S.61 ff. und [Gla94] zu finden.

Die Verlustleistung  $P_{V,DR}$  der Netzdrossel wird hier zu 1 % der durchgeführten Leistung angenommen, das entspricht einem ohmschen Anteil von 25 % an der Impedanz bei Annahme einer Netzdrossel  $u_K = 4$  % (siehe z.B. [VDE 0160-202] S.36 ff.).

In Abb. 2.14 sind sowohl die simulierten mechanischen Größen (Weg, Drehzahl, Moment), als auch die Aufteilung der Verlustleistung dargestellt.

Auffällig ist die hohe Verlustleistung insbesondere der Synchronmaschine im dynamischen Betrieb. Dadurch bedingt nimmt der Antrieb beim Heben mit konstanter Geschwindigkeit eine Leistung von ca. 440 W auf, kann aber beim Senken nur ca. 60 W rückspeisen. Der AFE-Stromrichter und die Netzdrossel sorgen für zusätzliche Verluste insbesondere während des Hubvorgangs. In der Energiebilanz muss diese Verlustenergie von der rückgespeisten Energie abgezogen werden; aus diesem Grund ist der Einsatz von AFE-Stromrichtern nur in Anwendung mit sehr hohen Wirkungsgraden sinnvoll. Daher wäre sowohl aus Energieeffizienz- aber auch aus Kostengründen wünschenswert, den Ein- und Rückspeisepfad zu entkoppeln. Somit würde der Einspeisebetrieb energetisch nicht verschlechtert und der



Rückspeisestromrichter müsste nur auf die tatsächlich auftretende Rückspeiseleistung ausgelegt werden.



- a) Weg des Hubwerks
- b) Wellendrehzahl
- c) Drehmoment an der Welle

d) blau: Verluste Synchronmaschine, magenta: Verluste Frequenzumrichter, grün: Verluste Active-Front-End, rot: Verluste Netzdrossel

e) magenta: aufgenommene/abgegebene Netzleistung, blau: Leistung an der Welle

# 2.4 Messung motorischer und generatorischer Energie

Wie bereits im vorherigen Kap. 2.3.3 beschrieben, ist das Verhältnis aus motorischer und generatorischer Energie stark von den Wirkungsgraden des Antriebssystems sowie der Anwendung selbst abhängig. Im Rahmen des Forschungsprojektes "itsowl-IASI" hat Firma Lenze hierzu Messungen an einem Palettenregalbediengerät durchgeführt, welches aus einem Fahr- und einem Hubantrieb besteht. Abb. 2.15 zeigt eine vergleichbare Anlage.



Abbildung 2.15: Regalbediengerät, bestehend aus Hub- und Fahrantrieb (Quelle: Lenze [Len08])

Die Bemessungsdaten des Paletten<br/>regalbediengeräts sind in Tab. 2.2 dargestellt.

Formelzeichen	Bezeichnung	Wert
$P_{B,H}$	Bemessungsleistung Fahrantrieb	$45\mathrm{kW}$
$P_{B,V}$	Bemessungsleistung Hubantrieb	$22\mathrm{kW}$
m	Nutzlast	$1.200\mathrm{kg}$
$v_{max,H}$	max. Geschw. Fahrantrieb	$300{\rm m/min}$
$a_{max,H}$	max. Beschl. Fahrantrieb	$1,5  m/s^2$
$v_{max,V}$	max. Geschw. Hubantrieb	70  m/min
$a_{max,V}$	max. Beschl. Hubantrieb	$1  m/s^2$

Tabelle 2.2: Bemessungsdaten des Palettenregalbediengeräts

Über einen Zeitraum von einer Woche wurden sowohl die Energiedaten der Anlage als auch die getätigten Verfahrwege aufgezeichnet. Die Messergebnisse sind in Abb. 2.16 zu sehen. Hierbei ist die aufgenommene motorische Energie rot und die im Bremswiderstand umgesetzte generatorische Energie blau dargestellt. Die horizontalen und vertikalen Verfahrwege sind jeweils punktuell in Prozent vom maximalen Verfahrweg eingetragen.



Abbildung 2.16: Energieverbrauch (rot), Energie an Bremswiderstand (blau) und Verfahrwege (horizontal: grün, vertikal: magenta) gemessen an Regalbediengerät

In Abb. 2.16 ist zu erkennen, dass die Anlage, mit Ausnahme der zwei Zeiträume in denen nicht gefördert wurde, eine nahezu konstante Leistungsaufnahme und auch eine nahezu konstante Bremsleistung hat. Nach Ablauf einer Woche betrug die insgesamt aus dem Netz aufgenommene Energie 520 kWh und die im Bremswiderstand umgesetzte Energie 175 kWh. Anhand der Verfahrwege ist zu erkennen, dass sowohl in der horizontalen als auch in der vertikalen Achse kurze Verfahrwege dominieren und lange Verfahrwege nur selten auftreten. Offensichtlich wurde das Regalbediengerät bezüglich der Verfahrwege optimiert.

Das hier gemessene Verhältnis aus motorischer und generatorischer Energie  $W_{gen}/W_{mot} = 33,7\%$  liegt im Bereich des in Abb. 1.1 dargestelltem Verhältnis für Hubwerke.

# 2.5 Fazit

In den vorherigen Kapiteln wurden mehrere Konzepte zur Rückspeisung oder Speicherung von Bremsenergie dargestellt. Alle Systeme sind im Vergleich zum Bremswiderstand mit einem relativ hohen Kostenaufwand verbunden. Bei Anwendungen mit viel Bremsenergie oder hoher Leistung kommen entweder Netzpulsstromrichter oder Netzstromrichter mit Blocktaktung zum Einsatz, hierbei werden Einund Rückspeisebetrieb mit demselben Stromrichter realisiert. Dadurch ist zwar Rückspeisung möglich, jedoch verringert sich der Wirkungsgrad im Einspeisebetrieb.

Anhand einer energetischen Betrachtung von den typischerweise eingesetzten Synchron- und Asynchronmaschinen wurde dargestellt, dass das Verhältnis aus motorischer und generatorischer Energie bei alleiniger Betrachtung der elektrischen Maschine im Bereich von typischerweise 50...70 % liegt. Hinzu kommen die Verluste der Leistungselektronik und vor allem der mechanischen Komponenten. Diese theoretische Betrachtung wurde anhand einer praktischen Messung an einem Palettenregalbediengerät bestätigt. Unter Berücksichtigung aller Komponenten beträgt das gemessene energetische Verhältnis hier 33,7%.

Die Nutzung der Bremsenergie lohnt sich also insbesondere dann, wenn die dafür notwendige Leistungselektronik so kostengünstig ist, dass sie sich innerhalb kurzer Zeit amortisiert, oder zusätzliche Entwärmungsmaßnahmen (der Bremswiderstände) überflüssig macht. Wünschenswert ist, dass Ein- und Rückspeisepfad voneinander getrennt werden, da dadurch keine Verringerung des Wirkungsgrads im motorischen Betrieb auftritt und die für die Rückspeisung notwendige Leistungselektronik nur auf den Anteil der Bremsenergie ausgelegt werden muss. Wie in Kap. 1.2 dargestellt, liegt das größte Marktpotential eines Schaltungskonzeptes, das diese Anforderungen erfüllt, im Leistungsbereich von 1...5 kW. Hierfür existiert aber derzeit (Stand 2017) keine wirtschaftlich umsetzbare Lösung.

# 3 Grundkonzept des Rückspeisestromrichters

# 3.1 Anforderungen an einen Rückspeisestromrichter

Wie bereits in Kap. 2 erwähnt, haben sich im Bereich der Antriebstechnik Umrichter mit Spannungszwischenkreis durchgesetzt. Daher muss ein Rückspeisestromrichter für diese Topologie geeignet sein. Außerdem ist es wünschenswert, dass der einfache Umrichter mit netzseitigem ungesteuerten Gleichrichter ohne Änderungen der Schaltung und möglichst ohne zusätzliche netzseitige Verdrosselung eingesetzt werden kann. Aufgrund dieser Anforderungen ist es sinnvoll, die bei vielen Frequenzumrichtern bereits bestehenden Zwischenkreis- oder Bremswiderstandsanschlüsse als Leistungsschnittstelle zu verwenden. Damit die Regelung des Umrichters nicht beeinflusst wird, soll sich der Rückspeisestromrichter aus Sicht des Umrichters ähnlich wie ein Bremswiderstand verhalten. Die Idee einer elektronischen Schaltung, die sich an ihren Anschlüssen wie ein Widerstand verhält, wird auch in [Sin89], [Kol+97] und [KEZ98] beschrieben. Die Abb. 3.1a und 3.1b zeigen Konzepte, bei denen die für den Bremswiderstand vorgesehenen Anschlüsse (a) oder die Zwischenkreisanschlüsse (b) als Schnittstelle für die Rückspeiseschaltung verwendet werden. Durch die Separierung von Ein- und Rückspeisepfad kann der im Frequenzumrichter integrierte Gleichrichter weiterhin für den Einspeisepfad verwendet werden und die Rückspeiseschaltung sowie das zusätzliche Netzfilter muss nur auf die tatsächlich notwendige Rückspeiseleistung ausgelegt werden.



(a) Rückspeisestromrichter angeschlossen an die Bremswiderstandsanschlüsse

(b) Rückspeisestromrichter angeschlossen an die Zwischenkreisanschlüsse

Abbildung 3.1: Frequenzumrichter mit Rückspeisestromrichter

Der fokussierte Leistungsbereich liegt bei eher kleinen Rückspeiseleistungen bis ca. 5 kW, da hierfür bislang keine kostengünstigen Rückspeiselösungen existieren. Der Rückspeisestromrichter soll an einem dreiphasigen 400 V-Drehstromsystem betrieben werden und bezüglich seiner Netzrückwirkungen nicht schlechter sein als ein üblicher Frequenzumrichter derselben Leistungsklasse. Im industriellen Bereich sind ungesteuerte Gleichrichter üblich, die eine stark nichtsinusförmige Stromaufnahme haben (siehe Abb. 2.2), daher wird auch für den Rückspeisestromrichter keine sinusförmige Stromaufnahme gefordert. Die Anforderungen bezüglich Störaussendungen und Störfestigkeit sollen ebenfalls denen typischer Antriebskomponenten entsprechen, beides ist in [EN 61800-3] festgelegt. Die maximale Eingangsspannung entspricht der maximal zulässigen Zwischenkreisspannung des Frequenzumrichters, die üblicherweise aufgrund zweier in Reihe geschalteter 400 V-Elektrolytkondensatoren auf 800V limitiert ist. Die folgende Tab. 3.1 fasst diese Bemessungsgrößen zusammen.

Formelzeichen	Bezeichnung	Wert
$P_R$	Rückspeiseleistung	1  bis  5  kW
$U_{e,R}$	DC-Eingangsspannung	$\hat{U}_{N_{LL}}$ bis 800 V
$U_{N_{LL}}$	$3 \sim AC$ -Netzspannung	$400\mathrm{V}$

Tabelle 3.1: Bemessungsgrößen des Rückspeisestromrichters

# 3.2 Topologieauswahl

In diesem Kapitel soll unter Berücksichtigung der Anforderungen aus Kap. 3.1 eine Schaltungstopologie gefunden werden, mit der sich das Konzept nach Abb. 3.1 umsetzen lässt. Neben den in Kap. 2.2 vorgestellten, am Markt erhältlichen Rückspeiselösungen existiert eine Vielzahl von Veröffentlichungen zu diesem Thema. Die dort beschriebenen Schaltungskonzepte wurden aber bisher (Stand 2017) nicht in Serienprodukte umgesetzt. Diese Konzepte sollen im folgenden Kap. 3.2.1 vorgestellt werden. Durch die Förderung von erneuerbaren Energien ist es in Deutschland seit ca. 2004 zu einem Aufschwung der Photovoltaikindustrie gekommen (vgl. z.B. [Mal12]). In diesem Zuge wurden zahlreiche Topologien für Photovoltaikwechselrichter untersucht. Da die Anforderungen von Photovoltaikwechselrichtern im weiteren Sinne mit denen von Rückspeisestromrichtern vergleichbar sind, soll in Kap. 3.2.2 untersucht werden, ob sich diese Schaltungstopologien auch als Rückspeisestromrichter einsetzen lassen.

# 3.2.1 Topologien aus der Antriebstechnik

Aus dem Bereich der Antriebstechnik sind besonders die Arbeiten von Kolar, Ertl und Zach hervorzuheben [Kol+97], deren Schaltungstopologien in Abb. 3.2 a-c sowie in Abb. 3.3 a-b dargestellt sind. Weitere Konzepte auf Basis von Thyristoren und GTOs sind in [LJ89] und [Raj03] zu finden. Eine Lösung für Kleinspannungsantriebe zeigt [Eck05]. Die Topologien nach Abb. 3.2 a-d bestehen alle aus einer netzseitigen Thyristorwechselrichterbrücke, die netzsynchron (siehe Abb. 2.7) angesteuert wird. Das Vermeiden des Wechselrichterkippens, bzw. das sichere Löschen der Thyristoren ist dabei die größte Herausforderung und wird auf unterschiedlichste Art und Weise gelöst. Kolar geht in [Kol+97] detaillierter auf die Topologie 3.2c ein und zeigt in [KEZ98] eine praktische Umsetzung sowie Messergebnisse. In [Kol+97] beschreibt Kolar Zustände, bei denen aufgrund von Strömen über die parallel geschaltete Diodengleichrichterbrücke die Thyristoren nicht sicher gelöscht werden können. Dieser Aspekt soll in dieser Arbeit in Kap. 5.2 näher untersucht werden. Kolar schlägt zur Lösung dieses Problems vor, entweder einen zusätzlichen abschaltbaren Schalter einzubringen (Abb. 3.3a), oder eine Brückenhälfte des Gleichrichters durch eine gesteuerte zu ersetzen (Abb. 3.3b). Die Topologie 3.3a wurde in ähnlicher Form von Liptak beschrieben [LJ89], er verwendete als abschaltbare Halbleiter GTOs. Bei den Topologien nach Abb. 3.2a-c und Abb. 3.3a-b ist der Netzstrom nicht geregelt und ist daher genau wie bei einer ungesteuerten Gleichrichterbrücke stark oberschwingungshaltig. Durch die pulsförmigen Ströme werden alle stromführenden Bauteile stark belastet. Die Schaltungstopologie von Braun (siehe Abb. 3.2d [BGM94]) löst dieses Problem, indem zusätzlich ein schneller Schalter  $Q_4$  vorgesehen wird, der den Strom in der Induktivität  $L_1$  regelt. Das sichere Löschen der netzseitigen Thyristoren erfolgt durch Kurzschluss mittels Schalter  $Q_5$ . Nachteilig ist hier die relativ hohe Verlustleistung über dem Widerstand  $R_1$  sowie die hohe Anzahl der benötigten Halbleiterbauelemente. Das hier erkennbare Grundkonzept besteht aus einem Stromverteiler und einem hochfrequent getakteten Schalter zur Regelung des Stroms. Dieses Konzept wird in ähnlicher Art und Weise auch von Sahan für Photovoltaikwechselrichter verwendet (siehe Abb. 3.10).



Abbildung 3.2: verschiedene Rückspeisekonzepte:

- a) Netzgeführter Stromrichter mit Polaritätsumschaltung
- b) Thyristorwechselrichter mit Anpasstransformator parallel zu ungesteuertem Gleichrichter
- c) Basistopologie eines Thyristorwechselrichters parallel zu ungesteuertem Gleichrichter

d) Thyristorwechselrichter mit zusätzlichem hochfrequent getaktetem Schalter zur Stromregelung





- a) durch zusätzlichen Schalter
- b) durch Verwenden einer halbgesteuerten Gleichrichterbrücke

# 3.2.2 Topologien aus dem Bereich der Photovoltaik

An Photovoltaikwechselrichter werden weitestgehend ähnliche Anforderungen gestellt wie an Rückspeisestromrichter, daher sollen in diesem Kapitel Topologien aus diesem Bereich näher untersucht werden. Während bei den ersten PV-Wechselrichtern häufig über Trenntransformatoren eingespeist wurde, kommen heute (2017) aufgrund deutlich besserer Wirkungsgrade im Niederspannungsbereich fast ausschließlich transformatorlose Topologien zum Einsatz. Einen guten Überblick über PV-Wechselrichtertopologien liefern [Zac09], [Ara10], [Sch12] S.1446 ff. und [Sah10].

PV-Wechselrichter haben nicht nur die Aufgabe eine DC-Spannung in eine AC-Spannung zu wandeln, sondern müssen außerdem sicherstellen, dass das Photovoltaikmodul immer im Bereich maximal möglicher Leistung betrieben wird (Maximum Power Point Tracking). Außerdem müssen einige Anlagen aufgrund gesetzlicher Vorgaben in der Lage sein, Blindleistung zu erzeugen [VDE 4105]. Für Anlagen, die in das öffentliche Netz einspeisen, gelten im Vergleich zur industriellen Umgebung wesentlich schärfere Anforderungen an die Form des eingespeisten Stroms (siehe [EN 61000-3-2] und [EN 61000-3-12]), der Strom muss nahezu sinusförmig sein.

Je nach Aufbau der Photovoltaikmodule ergeben sich nicht vernachlässigbare parasitäre Kapazitäten gegen Erdpotential, über die sich bei hochfrequent pulsierenden Potentialen am Modul unerwünscht hohe Ableitströme ergeben können (weitere Informationen siehe z.B. [Sch12] S.1468).

Die Anforderungen an PV-Wechselrichter lassen sich wie folgt zusammenfassen:

- Der Wechselrichter muss einen weiten DC-Eingangsspannungsbereich haben (für MPP-Regelung).
- Der Netzstrom muss nahezu sinusförmig sein.

- Der Wechselrichter muss in der Lage sein, Blindleistung zu erzeugen.
- Das Potential am Photovoltaikmodul soll zur Vermeidung von Ableitströmen möglichst keine hochfrequenten Anteile aufweisen.
- Der Wechselrichter soll einen möglichst hohen Wirkungsgrad haben und gleichzeitig kostengünstig sein.

#### 3.2.2.1 Bidirektionale Brückenschaltungen

Wenn der Wechselrichter in der Lage sein soll Blindleistung zu erzeugen, so kommen Topologien in Brückenschaltung zum Einsatz. Diese können prinzipiell mit Spannungs-, Strom- oder Impedanzzwischenkreis aufgebaut werden. Da der Impedanzzwischenkreiswechselrichter eine hohe Anzahl von Bauelementen benötigt [Pen03] [Fra07], ist er in der Anwendung als Rückspeisestromrichter nicht interessant und es werden im Folgenden nur Konzepte mit Spannungs- oder Stromzwischenkreis untersucht.

#### Spannungszwischenkreiswechselrichter

Abb. 3.4 zeigt den häufig eingesetzten Wechselrichter mit Spannungszwischenkreis (VSI), der auch in der Lage ist Blindleistung zu erzeugen.



Abbildung 3.4: PWM-Wechselrichter mit Spannungszwischenkreis (voltage source inverter (VSI))

Bei dieser Topologie muss die Zwischenkreisspannung immer über dem Scheitelwert der Netzaußenleiterspannung liegen. Oftmals wird daher ein zusätzlicher Hochsetzsteller eingesetzt, um die MMP-Regelung unabhängig von der Zwischenkreisspannung zu machen. Die dreiphasige Variante dieser Topologie entspricht dem Netzpulsstromrichter aus Kap. 2.2.2. Für jede Phase werden zwei hochfrequent geschaltete Halbleiter benötigt. Nachteilig ist, dass durch den Spannungsabfall über den netzseitigen Drosseln eine hochfrequente Gleichtaktspannung vom PV-Modul zum Erdpotential entsteht (siehe auch Abb. 2.6). Diese kann durch Erweiterung um zusätzliche Schalter verringert werden (siehe H5-Topologie [SMA] [Ara10] oder Heric-Topologie [Dzu14] [Ara10]).

#### Mehrpunktspannungszwischenkreiswechselrichter

Mit zusätzlichen Schaltern lässt sich der VSI zu einem Mehrpunktwechselrichter erweitern. Abb. 3.5 zeigt einen Dreipunktwechselrichter VSI-NPC (siehe z.B. [Sch12] S.1466 oder [Ara10] ).



Abbildung 3.5: Dreipunkt-PWM-Wechselrichter mit Spannungszwischenkreis (voltage source inverter with neutral point clamped (VSI-NPC))

Bei Mehrpunktwechselrichtern können aufgrund der kleineren Differenzspannungen (drei mögliche Potentiale zum Netz) auch kleinere netzseitige Induktivitäten verwendet werden, gleichzeitig wird die hochfrequente Gleichtaktspannung am PV-Modul verringert. Diese Vorteile werden durch sechs zusätzliche Schalter und die dafür notwendige Ansteuerschaltung erkauft. Im Gesamtsystem können sich trotz der zusätzlichen Schalter Vorteile ergeben, da alle 12 notwendigen Schalter im Vergleich zum Zweipunktwechselrichter nur auf die halbe Sperrspannung ausgelegt werden müssen. Eine weitere Variante mit ähnlichen Vor- und Nachteilen ist der Dreipunktwechselrichter mit modifiziertem Freilauf (BS-NPC-VSI) (siehe z.B. [Sch12] S.1466 oder [Pin14] S.26).

#### Stromzwischenkreiswechselrichter

Im Unterschied zum VSI kann ein Wechselrichter auch mit Stromzwischenkreis ausgeführt sein, als Energiespeicher dienen die Zwischenkreisdrosseln  $L_1$  und  $L_2$ . Abb. 3.6 zeigt einen dreiphasigen Wechselrichter mit Stromzwischenkreis (PWMCSI), bei dem die Schalter  $S_1$ bis  $S_6$  hochfrequent getaktet werden.



Abbildung 3.6: PWM-Wechselrichter mit Stromzwischenkreis (pulse width modulated current source inverter (PWMCSI))

Stromzwischenkreiswechselrichter, die mit Netzfrequenz getaktet werden, haben aufgrund der Anforderungen an die Stromform im Bereich der PV keinerlei Bedeutung mehr. Beim PWMCSI wird der Zwischenkreisstrom pulsweitenmoduliert auf das Netz geschaltet, so dass sich im Mittel ein sinusförmiger Netzstrom ergibt. Nachteilig ist ein lückender Netzstrom, der über netzseitige Kapazitäten geglättet werden muss (siehe [Sah10] S.90 ff.). Ein Unterschied des PWMC-SI gegenüber dem VSI ist die Tatsache, dass wie bei einem Hochsetzsteller von einer kleinen PV-Generatorspannung auf eine höhere Netzspannung eingespeist werden kann. Dieses wird durch gleichzeitiges Einschalten von beiden Halbleiterschaltern in einer Halbbrücke erreicht (z.B.  $S_1$  und  $S_2$ ). Alle weiteren Schalter sind während dieses Zustandes sperrend.

Alle Schalter  $S_1$  bis  $S_6$  müssen bei dieser Topologie rückwärtssperfähig sein, da es sonst bei diesem Schaltzustand zum Netzkurzschluss kommen kann. Ebenso wie der VSI, kann auch der PWMCSI im begrenzten Maße Blindleistung zur Verfügung stellen ([Sah10] S.115). Die Möglichkeit des Hochsetzens der Spannung in nur einer Wandlerstufe macht diese Topologie interessant für kleine modulintegrierte PV-Wechselrichter. Sahan zeigt in [Sah10] S.120 einen Prototyp mit einer Leistung von  $P_N = 250$  W. Weitergehende Informationen zum PWMCSI sind in [Zac09] S.189 ff. zu finden.

Nachteilig am PWMCSI ist die Notwendigkeit von rückwärtssperfähigen Schaltern, die derzeit am Markt nur begrenzt erhältlich sind (Weitere Informationen hierzu siehe auch Kap. 5.3).

#### 3.2.2.2 Unipolare Schaltungen mit Polwender

Wenn der PV-Wechselrichter keine Blindleistung zur Verfügung stellen muss, so kann eine Wechselrichterschaltung auch durch Kombination eines unidirektionalen DC/DC-Stellers mit einer Polaritätswenderschaltung aufgebaut werden [Sch12] S.1462. Abb. 3.7 zeigt eine Prinzipdarstellung dieses Konzeptes.



Abbildung 3.7: Wechselrichter, aufgebaut mit unidirektionalen DC/DC-Wandler in Kombination mit Polwender

Als DC/DC-Wandler können dazu verschiedene Topologien verwendet werden, einige wichtige sind in [Zac09] S.36 ff., S.85 ff. oder [Zac10] S.934-935 zu finden. Bei der Auswahl der DC/DC-Wandler-Topologie muss berücksichtigt werden, dass auf das AC-Netz, welches sich in grober Näherung wie eine Spannungsquelle verhält, eingespeist werden soll. Daher ist es zweckmäßig eine Topologie zu wählen, die eine Stromquellencharakteristik besitzt (d.h. stromeinprägend wirkt). Im Folgenden sollen aus der Vielzahl der Kombinationsmöglichkeiten von DC/DC-Wandler und Polwender drei besonders vielversprechende Topologien betrachtet werden.

Abb. 3.8 zeigt eine Variante mit Potentialtrennung [Sch12] S.1463.



Abbildung 3.8: Halbbrückengegentaktwandler mit Polwender

Für den Halbbrückengegentaktwandler werden ein Übertrager, zwei Drosseln  $(L_1 \text{ und } L_2)$ , zwei hochfrequent getaktete Schalter  $(S_5 \text{ und } S_6)$  sowie vier Dioden  $(D_1 \text{ bis } D_4)$  benötigt. Neben dem relativ hohen Bauteilaufwand (Kosten) ergibt sich außerdem aufgrund der Durchlassverluste ein relativ schlechter Wirkungsgrad. Insbesondere der Übertrager wird mit einem hohen Wechselanteil des magnetischen Flusses beansprucht, so dass es bei hohen Schaltfrequenzen zu nichtvernachlässigbaren Eisenverlusten im Kern und Kupferverlusten (Skineffekt) in der Wicklung kommt.

Abb. 3.9 zeigt eine Topologie die auf dem Prinzip des Inverswandlers beruht (ähnliche Topologie siehe z.B. [Sch12] S.1463) oder [Sah09]. Hier werden die Schalter  $S_5$  und  $S_6$  stets gleichzeitig hochfrequent getaktet. Während  $S_5$  und  $S_6$  eingeschaltet sind, baut sich ein Strom in  $L_1$  auf (Ladephase). Wenn  $S_5$  und  $S_6$  geöffnet werden, fließt der Strom über die Dioden  $D_1$  und  $D_2$  in das Stromnetz (Entladephase). Dieses Prinzip erlaubt eine Erdung des PV-Generators und verhindert damit hochfrequente Ableitströme über die PV-Module.



Abbildung 3.9: Geschaltete Induktivität mit Polwender

Nachteilig ist die hohe Spannungsbelastung der Schalter  $S_5$  und  $S_6$ sowie die hohen Verluste in der Drossel  $L_1$ . Da die Spannung an der Drossel während der Ladephase der Spannung am PV-Generator entspricht, wird ein relativ hoher Induktivitätswert benötigt, was gleichermaßen ein großes Bauvolumen, hohe Verluste und hohe Kosten bedeutet.

Abb. 3.10 zeigt eine Kombination aus Tiefsetzsteller und Polwender, die der Topologie nach Abb. 3.2d ähnlich ist. Die Funktionsweise, sowie ein Prototyp dieser Schaltung ist in der Dissertation von Sahan [Sah10] S.125 ff. beschrieben. Die Stromregelung erfolgt durch den hochfrequent getakteten Schalter  $S_5$  in Kombination mit der Drossel  $L_1$ . Sahan bezeichnet dieses Konzept als "indirekter Stromzwischenkreis". Es hat somit eine gewisse strukturelle Ähnlichkeit mit dem PFC-Gleichrichter, bei dem zunächst eine Gleichrichtung (passiver Gleichrichter mit Gleichrichterdioden, die netzfrequenten Strom führen) und dann eine Stromregelung (Hochsetzsteller) erfolgt.

Die Regelung des Stroms durch die Drossel  $L_1$  erfolgt bei Sahan so, dass sich nach der Polwendung ein sinusförmiger Netzstrom ergibt. In [Sah09] zeigt Sahan Oszillogramme von Drossel-, Netz- und Kondensatorstrom ( $C_2$ ). Den Wirkungsgrad seines 1 kW-Prototyps gibt er mit 98,9 % an.



Abbildung 3.10: Tiefsetzsteller mit Polwender (Indirekter Stromzwischenkreiswechselrichter)

Die Topologie lässt sich durch Erweiterung um eine weitere Halbbrücke als dreiphasiger Wechselrichter betreiben, wobei in diesem Fall ohne weitere Maßnahmen kein sinusförmiger Netzstrom möglich ist (siehe [Sah10] S.131).

Im Vergleich zur VSI-Brückenschaltung fließt der Strom über einen dritten zusätzlichen Schalter  $(S_5)$ , was zusätzliche Durchlassverluste bedeutet. Da die Schalter des Polwenders aber nur netzfrequent schalten, können hier einfache, kostengünstige Halbleiter verwendet werden. Für den Tiefsetzsteller, bestehend aus  $S_5$ ,  $D_1$  und  $L_1$ , wird nur ein getakteter Halbleiter benötigt. Durch den Einsatz von schnellen, aber zurzeit noch teuren Schaltern beispielsweise auf Basis von SiC lassen sich sehr hohe Schaltfrequenzen realisieren. Da nur ein hochfrequent getakteter Halbleiter benötigt wird, profitiert diese Topologie besonders stark von diesen hochperformanten Halbleitern. Durch hohe Schaltfrequenzen können die Drossel  $L_1$  sowie netzseitige Filter stark verkleinert werden, was dann trotz des kostenaufwändigen Halbleiters zu einem kostengünstigen Gesamtsystem führt. Ein weiterer Vorteil ist, dass keine hochfrequenten Potentialsprünge am PV-Generator auftreten. Da die Topologie nicht in der Lage ist Blindleistung zu erzeugen, hat sie bislang (Stand 2017) keine Bedeutung als PV-Wechselrichter erlangt.

#### 3.2.2.3 Aktuelle Trends im Bereich der Photovoltaik

Durch Neuentwicklungen der letzten Jahre (Stand 2017) im Bereich der Wide-Bandgap Halbleiter (SiC und GaN) und sinkenden Halbleiterkosten werden im Bereich der Photovoltaik vermehrt Schaltungstopologien eingesetzt, die von hohen Schaltfrequenzen profitieren. Zacharias schreibt dazu in [Sch12] S.1456: "Da der Wirkungsgrad als Haupt-Gütemerkmal bei Photovoltaik-Wechselrichtern angesichts der finanziellen Rahmenbedingungen zunehmend gegenüber den Kosten in den Hintergrund tritt, wird zukünftig die drastische Verringerung der Schaltverluste zu einer Erhöhung der eingesetzten Schaltfrequenzen führen, um Kosten und Volumen bei den passiven, insbesondere den magnetischen Bauelementen zu sparen." (weitere Informationen dazu siehe auch [Ara09]).

#### 3.2.3 Bewertung der Topologien

Die Arbeiten von Kolar, Ertl und Zach (Kap. 3.2.1) zeigen Rückspeisestromrichter, bei denen die Zwischenkreisspannung des Frequenzumrichters mittels Thyristoren auf die Netzspannung geschaltet wird. Als Entkopplung zwischen Netz- und Zwischenkreisspannung dienen Drosseln, bzw. die Netzimpedanz. Dieses Konzept bewirkt pulsförmige, ungeregelte Netzströme, welche die Halbleiter und den Zwischenkreiskondensator stark belasten. Diese starken Netzrückwirkungen können durch netzseitige (häufig großvolumige) Drosseln vermindert werden.

Im Bereich der Photovoltaik werden heute aufgrund gesetzlicher Anforderungen (Bereitstellung von Blindleistung) hauptsächlich Brückenschaltungen mit Spannungszwischenkreis eingesetzt, die zur Verringerung von Ableitströmen als Mehrpunktwechselrichter (VSI-NPC) ausgeführt sein können, oder mit zusätzlichen Maßnahmen zur Abkopplung während des Freilaufs (Heric, H5) versehen sind. Der PWM-Stromzwischenkreiswechselrichter (PWM-CSI) hat sich aufgrund des Halbleiteraufwands bisher (Stand 2017) nicht durchsetzen können. Besonders einfache, effiziente und kostengünstige Topologien ergeben sich durch Kombination eines DC/DC-Wandlers mit einem Polwender. Da diese aber nicht ohne weitere Maßnahmen in der Lage sind Blindleistung bereitzustellen, haben sie bisher keine Bedeutung im Bereich der Photovoltaik erlangt.

Tabelle 3.2 bewertet die untersuchten Topologiekonzepte hinsichtlich der Eignung als Rückspeisestromrichter. Hierbei sind Wirkungsgrad, Halbleiter- und Wickelgüteraufwand sowie Netzrückwirkungen wichtige Kriterien. Von besonderer Bedeutung ist aber, dass die Topologie am Zwischenkreis hinter einem ungesteuerten Gleichrichter betrieben werden kann (siehe Anforderungen Kap. 3.1). Da der Stromzwischenkreiswechselrichter und die Polwenderschaltungen mit Stromeinprägung keine hochfrequente Verschiebung des Zwischenkreises des Frequenzumrichters verursachen, sind diese Topologien besonders geeignet.

	Wirkungsgrad	Aufwand Halbleiter	Aufwand Wickelgüter	Netzrückwirkungen	Betrieb an Gleichrichter
Thyristorwechselrichter mit Blocktaktung Abb.3.2/3.3	++	++	_		+
Netzpulsstromrichter Abb.3.4	+-	+-	_	+	
Mehrpunktwechselrichter Abb.3.5	+-		+	++	
Stromzwischenkreis- wechselrichter Abb.3.6	_		+-	+	++
Polwender mit galvanischer Trennung Abb.3.8 Polwender mit geschalteter Induktivität Abb.3.9			_	+-	++
	+-	+-	+-	+-	++
Polwender mit Tiefsetzsteller Abb.3.10	+	+	++	+-	++

Tabelle 3.2: Bewertung der untersuchten Topologien

Aufgrund des geringen Aufwandes für Halbleiter und Speicherdrossel wird die Kombination aus Polwender und Tiefsetzsteller als die vielversprechendste Topologie angesehen und soll im Folgenden auf ihre Eignung als Rückspeisestromrichter untersucht werden.

# 3.3 Grundkonzept Rückspeisestromrichter

Das in Abb. 3.11 dargestellte Grundkonzept [ABB13a] [ABB13b] einer Rückspeiseschaltung entspricht weitestgehend der von Sahan vorgestellten Topologie eines indirekten Stromzwischenkreiswechselrichters (vgl. Abb. 3.10). Der Rückspeisestromrichter besteht aus drei Schaltungsteilen: einem Tiefsetzsteller, einem Polwender, der im Folgenden als Synchronwechselrichter bezeichnet werden soll, und einem Netzfilter. Eine einphasige Variante, wie in Abb. 3.10 gezeigt, kommt als Rückspeisestromrichter nicht infrage, da kein kontinuierlicher Leistungsfluss bei einphasiger Rückspeisung möglich ist und somit ein Zwischenspeichern der Energie (große Zwischenkreiskapazität) notwendig wäre.



Abbildung 3.11: Frequenzumrichter mit Rückspeiseschaltung

Ein weiterer Unterschied besteht in der Form des Stroms  $i_L$ . Im Gegensatz zur Anwendung in öffentlichen Netzen ist im Bereich der Industrienetze nicht zwingend ein sinusförmiger Stromverlauf erforderlich. Daher wird der Schalter  $S_{Ts}$  so angesteuert, dass sich ein im zeitlichen Mittel konstanter Strom in der Induktivität  $L_{Ts}$  ergibt. Der Strom ist dabei prinzipbedingt von einem schaltfrequenten Wechselanteil (Rippel) überlagert. Der Synchronwechselrichter schaltet den im Mittel konstanten Strom auf die Netzphasen mit der höchsten Außenleiterspannung, so dass sich alternierende blockförmige Netzströme ergeben (siehe Abb. 3.12a). Die schaltfrequenten Anteile im Netzstrom werden von einem Netzfilter ausgefiltert (Abb. 3.12b). Die Aktivierung des Rückspeisestromrichters erfolgt ähnlich wie bei einem Bremswiderstand (Kap. 2.2) abhängig von der Zwischenkreisspannung. Beim Erreichen einer Einschaltschwelle (z.B. 660 V) wird der Rückspeisestromrichter eingeschaltet und der Zwischenkreis mit einem konstanten Strom entladen. Beim Erreichen einer Ausschaltschwelle (z.B. 620 V) wird der Rückspeisestromrichter deaktiviert.



Abbildung 3.12: Gemessener Strom nach Wechselrichter (blau) und Netzstrom (grün)

#### 3.3.1 Grundfunktion Tiefsetzsteller

Der Tiefsetzsteller, welcher Zwischenkreis- und Netzspannung entkoppelt, besteht aus dem Leistungstransistor  $S_{Ts}$ , der Freilaufdiode  $D_{Ts}$  und der Speicherdrossel  $L_{Ts}$ . Der Leistungstransistor  $S_{Ts}$  wird mit einer konstanten, hohen Schaltfrequenz betrieben, mit zunehmender Schaltfrequenz verringern sich die Baugrößen des Netzfilters und der Speicherdrossel. Wie bereits in Kap. 3.2.2.2 erwähnt, sollen im Rahmen dieser Arbeit auf gutes Schaltverhalten optimierte SiC-Halbleiter eingesetzt werden (siehe Kap. 4.3).

### 3.3.2 Grundfunktion Synchronwechselrichter

Der Synchronwechselrichter schaltet den vom Tiefsetzsteller geregelten Strom auf die Phasen mit der höchsten Außenleiterspannung. Die Ansteuersignale entsprechen daher denen eines Rückspeisestromrichters mit Blockstromtaktung (siehe Abb. 2.7). Der Synchronwechselrichter kann mit unterschiedlichen Halbleiterschaltern aufgebaut werden, dieser Aspekt soll in Kap. 5 näher erläutert werden. Die Generierung der Ansteuersignale erfolgt mittels einer dreiphasigen PLL (siehe Kap. 7.2). Da die Halbleiter mit Netzfrequenz angesteuert werden, sind die Schaltverluste vernachlässigbar und es können im Unterschied zum Netzpulsstromrichter preisgünstige Halbleiter verwendet werden, die auf niedrige Durchlassverluste optimiert sind.

# 3.3.3 Grundfunktion Netzfilter

Das Netzfilter dient zur Unterdrückung schaltfrequenter Oberschwingungsströme. Netzrückwirkungen von verschiedenen Netzstromrichtern werden in [IEC 62578] beschrieben. Da die Rückspeiseschaltung stromeinprägend und die Netzimpedanz in den meisten Fällen induktiv ist [BBG10], müssen zur Vermeidung von Überspannung netzseitig kapazitive Filter eingesetzt werden. In Kap. 5 wird gezeigt, wie sich durch Aufbau und Ansteuerung des Synchronwechselrichters die netzseitigen Kapazitäten deutlich reduzieren lassen. Ein rechnerischer Ansatz für die Auslegung des Netzfilters wird in Kap. 6 beschrieben.

# 4 Auslegung des Tiefsetzstellers

Der Tiefsetzsteller dient, wie in Kap. 3.3.1 beschrieben, der Entkopplung von Zwischenkreis- und Netzspannung. Daher treten hier andere Anforderungen an den Tiefsetzsteller auf als bei typischen Schaltnetzteilanwendungen. Auf den Grundlagen (A.2) aufbauend sollen im ersten Abschnitt dieses Kapitels die anwendungsspezifischen Besonderheiten herausgestellt werden. Darauf folgt ein Kapitel mit praktischen Messergebnissen eines Tiefsetzsteller mit SiC-Halbleitern. Abschließend wird genauer auf die Auslegung der Speicherdrossel als Kosten- und Volumen bestimmendes Bauteil eingegangen.

# 4.1 Bemessungsgrößen

Die Bemessungsgrößen des Tiefsetzstellers ergeben sich aus den Anforderungen an den Rückspeisestromrichter (Tab. 3.1 ) und der applikationsabhängigen Bemessungsleistung. Wie in Kap. 2.3.3 gezeigt wurde, ist das Verhältnis aus Bemessungsleistung des Frequenzumrichters und Rückspeisestromrichter stark von den Wirkungsgraden der Antriebskomponenten abhängig.

### 4.1.1 Eingangsspannung

Für die Auslegung des Tiefsetzstellers ist als maximale Eingangsspannung  $U_{e,R}$  die Zwischenkreisspannung des Frequenzumrichters

zu verwenden, bei welcher der Rückspeisestromrichter eingeschaltet wird. Diese muss deutlich oberhalb der Amplitude der Netzspannung, aber unterhalb der Einschaltschwelle eines Bremswiderstands liegen. Eine Einschaltschwelle von 660 V hat sich hier bei einem 400 V-Netz als sinnvoll erwiesen. Durch den Betrieb der Rückspeiseschaltung wird der Zwischenkreis entladen, so dass es zu einem Absinken der Zwischenkreisspannung kommt. Da Rückspeisebetrieb mit der vorgestellten Topologie nur so lange möglich ist, wie die Zwischenkreisspannung über der Netzspannungsamplitude liegt, muss es eine Ausschaltschwelle geben. Typische Werte hierfür liegen im Bereich 600 bis 620 V.

#### 4.1.2 Ausgangsspannung

Da der Tiefsetzsteller über den Synchronwechselrichter direkt auf das Netz einspeist, wirkt die zeitlich veränderliche gleichgerichtete Netzspannung als Ausgangsspannung. Die Amplitude der Netzaußenleiterspannung entspricht somit der maximalen Ausgangsspannung, die minimale Ausgangsspannung ist bei einem 30° späteren Netzwinkel erreicht.

$$U_{a,R_{max}} = \hat{U}_{N_{LL}} \tag{4.1}$$

$$U_{a,R_{min}} = \hat{U}_{N_{LL}} \cdot \cos\left(30^\circ\right) \tag{4.2}$$

#### 4.1.3 Bemessungsstrom

Der Bemessungsstrom  $I_L$  bestimmt maßgeblich die Auslegung von Speicherdrossel, Leistungsschalter und Freilaufdiode. Hierbei muss jedoch zwischen mittlerem Drosselstrom  $I_{L_{avg}}$  (für Leistungsberechnung und thermische Auslegung) und dem maximalen Drosselstrom  $I_{L_{max}} = I_{L_{avg}} + \Delta I_L/2$  (für Drosselauslegung und Bestimmung der Schaltverluste) unterschieden werden. Der mittlere Drosselstrom  $I_{L_{avg}}$ lässt sich aus der mittleren Netzleistung bestimmen:

$$P_N(t) = I_{L_{avg}} \cdot U_{N_{LL,rect}}(t) \tag{4.3}$$

Für eine mittlere gleichgerichtete Netzspannung ergibt sich die mittlere Rückspeiseleistung:

$$P_{N_{avg}} = I_{L_{avg}} \cdot \frac{\hat{U}_{N_{LL}} \cdot \int_{0}^{\pi/6} \cos(\nu) d\nu}{\pi/6} = \frac{3}{\pi} \cdot \hat{U}_{N} \cdot I_{L_{avg}}$$
(4.4)

Daraus folgt nach Umstellen:

$$I_{L_{avg}} = \frac{P_{N_{avg}}}{\hat{U}_N} \cdot \frac{\pi}{3} \tag{4.5}$$

Der Stromwechselanteil  $\Delta I_L$  ergibt sich abhängig von Eingangsspannung, Ausgangsspannung, Induktivität und Schaltfrequenz nach Umstellen von Gleichung A.10:

$$\Delta I_L = \frac{(U_{e,R} - U_{a,R}) \cdot U_{a,R}}{L_{Ts} \cdot f_{Ts} \cdot U_{e,R}}$$
(4.6)

#### 4.1.4 Beispielauslegung

Tabelle 4.1 zeigt beispielhaft eine typische Auslegung für einen Rückspeisestromrichter mit ca. 2 kW Bemessungsleistung an einem 400 V-Drehstromnetz. Mit Gl. A.10 ergibt sich eine Induktivität von:

$$L_{Ts} = \frac{(660 \,\mathrm{V} - 489 \,\mathrm{V}) \cdot 489 \,\mathrm{V}}{5 \,\mathrm{A} \cdot 50 \,\mathrm{kHz} \cdot 660 \,\mathrm{V}} \approx 500 \,\mu\mathrm{Hz}$$

Durch Erhöhung der Schaltfrequenz kann bei gleichem Wechselanteil des Stromes die notwendige Induktivität der Speicherdrossel und somit Bauvolumen und Preis verringert werden. Dadurch müssen jedoch erhöhte Schaltverluste der Diode und des Transistors in Kauf genommen werden.
Formelzeichen	Bezeichnung	Wert
$U_{e,R}$	max. Zwischenkreisspannung	$660\mathrm{V}$
$U_{a,R_{min}}$	min. Netzspannung	$489\mathrm{V}$
$f_{Ts}$	Schaltfrequenz	$50\mathrm{kHz}$
$I_L$	mittlerer Drosselstrom	$4\mathrm{A}$
$\Delta I_L$	max. Wechselanteil des Stromes	$5\mathrm{A}$

Tabelle 4.1: Beispielauslegung einer Tiefsetzstellerdrossel

# 4.2 Anforderungen an die Halbleiter

Aufgrund der Höhe der Eingangsspannung werden unter Berücksichtigung eines Sicherheitsaufschlags Bauelemente mit einer Spannungsfestigkeit von mindestens 1000 V benötigt. MOSFETs mit dieser Spannungsfestigkeit haben geringe Schaltverluste, aber hohe Durchlassverluste (siehe [Sch06] S.462 ff. bzw. [Win10] S.61ff.). IGBTs mit hoher Sperrspannung hingegen haben hohe Schaltverluste, aber geringe Durchlassverluste (siehe [Sch06] S.555 ff. bzw. [Win10] S. 46 ff.).

Schaltverluste an leistungselektronischen Bauelementen entstehen, wenn das Produkt aus Strom und Spannung an dem Bauelement ungleich Null ist (siehe Abb. 4.1). Beim Tiefsetzsteller müssen daher dem steuerbaren Leistungshalbleiter sowie der Freilaufdiode besondere Beachtung geschenkt werden. Beide dürfen jedoch nicht unabhängig voneinander betrachtet werden, da die Speicherladung der Freilaufdiode maßgeblich die Einschaltverluste des steuerbaren Halbleiters beeinflusst (siehe Abb. 4.1). Neue Leistungshalbleiter auf Basis von Siliziumcarbid (SiC) und Galiumnitrid (GaN) ermöglichen hohe Schaltfrequenzen bei gleichzeitig geringen Schaltverlusten. Alternativ könnten regenerative Entlastungsnetzwerke eingesetzt werden ([BK79], [Sch08] S.476, [Aus+14]), die aber angesichts fallender Halbleiterkosten immer mehr an Bedeutung verlieren.



Abbildung 4.1: Strom-/Spannungsverläufe beim Einschalten eines IGBTs (Quelle: [Win10] S.41)

# 4.3 Tiefsetzsteller mit SiC-Bauelementen

Lange Zeit war Silizium (Si) das vorherrschende Halbleitermaterial. Seit einiger Zeit wird allerdings intensiv an Halbleiterbauelementen auf Basis anderer Materialien geforscht, die aufgrund ihrer physikalische Eigenschaften Vorteile gegenüber Silizium haben. Hierbei liegen die Schwerpunkte heute (Stand 2017) auf Halbleiterbauelementen aus Siliziumcarbid (SiC) und Galiumnitrid (GaN). Beide Materialien haben im Vergleich zu Silizium eine größere Bandlücke (vgl. [Sch06] S.661 ff.) und werden daher auch als "Wide Bandgap Semiconductors" bezeichnet. GaN-Halbleiter sind bisher für die hier notwendigen Sperrspannungen nicht verfügbar, daher wird im Rahmen dieser Arbeit der Fokus auf SiC-Halbleiter gelegt. Im nächsten Abschnitt werden deren physikalischen Eigenschaften erläutert und anhand eines praktisch aufgebauten Tiefsetzstellers validiert.

## 4.3.1 Eigenschaften von SiC-Dioden

Bereits seit Anfang der 90iger Jahre wird SiC als Material für Leistungshalbleiter bezüglich Eigenschaften und Herstellungsverfahren untersucht ([Sch06] S.661). Die im Vergleich zu Silizium große Bandlücke erlaubt den Aufbau von SiC-Schottky-Dioden (engl.: Junction Barrier Schottky (JBS)) bis zu Sperrspannungen im Bereich deutlich über 2 kV ([Sch06] S.687). Ein großer Vorteil der SiC-Schottky-Dioden gegenüber Si-pn-Dioden ist die sehr viel geringere Speicherladung ( $Q_{RR}$ ), die beim Einschalten des steuerbaren Halbleiters für große Einschaltverluste sorgt (siehe Abb. 4.2 oder auch [Lut06] S.687).



Abbildung 4.2: Vergleich von SiC-Dioden zu Standard Si-Dioden bei verschiedenen Temperaturen (Quelle: [Hos16])

Bei SiC-Schottky-Dioden können also die Vorteile klassischer Si-Dioden (hohe Sperrspannung, niedrige Sperrströme) mit den Vorteilen von Si-Schottky-Dioden (niedrige Vorwärtsspannung, geringe Speicherladung) kombiniert werden.

Ein weiterer Unterschied zu Si-Dioden ist der positive Temperaturkoeffizient der Vorwärtsspannung  $du_F/d\vartheta > 0$ . Er führt zu einer Zunahme der Vorwärtsspannung bei zunehmender Temperatur als Folge der Verlustleistung im Bauteil. Hierdurch ist grundsätzlich die Parallelschaltung mehrerer Dioden möglich, ohne dass eine Diode als Folge des thermischen Durchgehens (thermal runaway) überlastet wird. In [Ric03] wird mittels Doppelpulsversuch gezeigt, dass sich die Schaltverluste an der Freilaufdiode und einem an der Kommutierung beteiligten IGBT durch einfaches Ersetzen einer Ultrafast-Si-Diode durch eine SiC-Schottky-Diode jeweils um bis zu 50 % verringern lassen. Weiterhin wird anhand von Oszillogrammen dargestellt, dass transiente Überspannungen, die durch das steile Abfallen des Rückwärtsstroms bei Si-Dioden während der Kommutierung von Diode auf IGBT entstehen, bei SiC-Dioden aufgrund der fehlenden Speicherladung quasi nicht mehr auftreten.

Erste SiC-Dioden hatten aufgrund steiler Schaltflanken Probleme mit der Zuverlässigkeit [Lut02]. Nachdem die Robustheit verbessert werden konnte, wurden SiC-Dioden von der Firma SiCED zur Serienreife entwickelt und waren mit Sperrspannungen von 300-600 V ab 2001 von Infineon kommerziell verfügbar ([Lut06] S.175, [Sch06] S.688). Kurz danach gab es auch Typen mit Sperrspannungen von 1200 V und darüber.

### 4.3.2 Eigenschaften von SiC-Schaltern

Parallel zur Entwicklung der SiC-Dioden wurden steuerbare Halbleiter auf SiC-Basis entwickelt. Hier finden sich sowohl Leistungs-Bipolartransistoren (BJTs siehe z.B. [Che14]) als auch Feldeffekttransistoren (FETs). Die Gruppe der verfügbaren FETs lässt sich unterteilen in selbstsperrende (normally off) N-Kanal-MOSFETs und selbstleitende (normally on) N-Kanal-JFETs. Der Einsatz von SiC ermöglich, im Vergleich zu Si, bei hohen Sperrspannungen eine höhere Schaltgeschwindigkeit und einen deutlich geringeren Durchlasswiderstand. Außerdem ist es prinzipiell möglich Bauelemente für Sperrschichttemperaturen deutlich oberhalb von  $200^{\circ}C$  herzustellen (vgl. [Lut06] S.176). Dadurch ergeben sich Vorteile bezüglich der Auslegung von Entwärmungsmaßnahmen. Weitere Vorteile von SiC sind die hohe Wärmeleitfähigkeit von SiC, welche mit der von Kupfer vergleichbar ist [FBN09] S.267), sowie die gegenüber Si geringe Abhängigkeit des  $R_{DS(on)}$  von der Temperatur. In [Bie+11], welches 2011 erschienen ist, wird ein Überblick über den damals aktuellen Stand "relativ ausgereifter" steuerbarer SiC-Halbleiter gegeben. Hier werden Bauelemente von SiCED (Normally-On-SiC-JFET), Semi-South (Normally-Off-SiC-JFET, z.B. [Sem09] [MM09] ) und CREE (SiC-MOSFET, z.B. [CRE12]) aufgeführt. Es existieren zwar einige frühere Veröffentlichung zu SiC-JFETs wie beispielsweise [Lut05], aber Anwendungen in Seriengeräten (PV-Wechselrichter) erfolgten erst ab ca. 2012 [Mal12]. Ab dem 17.01.2011 war mit dem SiC-MOSFET CMF20120D der erste kommerzielle SiC-MOSFET verfügbar [CRE11a]. [Liu13] zeigt einen Boost-Konverter mit 10 kW Bemessungsleistung, in dem zwei dieser MOSFETs interleaved mit 100 kHz Schaltfrequenz betrieben werden.

Die oben beschriebenen Vorzüge der SiC-Bauelemente, sowie die Vielzahl an Veröffentlichungen zu diesem Thema in der letzten Zeit (Stand 2017) waren Motivation zu untersuchen, ob SiC-Halbleiter auch bei der Rückspeiseschaltung Systemvorteile bringen.

## 4.3.3 Praktischer Aufbau eines SiC-Tiefsetzstellers

Das Potential der SiC-Techologie wird im Rahmen dieser Arbeit zunächst anhand eines Tiefsetzstellers mit einer Bemessungsleistung von  $P_B = 1,2$  kW untersucht (siehe Abb. 4.3). Hierbei sollen die wesentlichen Beanspruchungsgrößen denen des Tiefsetzstellers in der Rückspeiseschaltung ähneln. Tab. 4.2 zeigt die Bemessungsdaten der Schaltung. Als Transistor wird ein SiC-MOSFET Typ CMF10120D [CRE12] und als Freilaufdiode eine SiC-Diode Typ C4C05120A [CRE11b] verwendet. Gespeist wird die Schaltung aus einem Labornetzteil mit einer geregelten Spannung von 600 V, als Last dient ein einstellbarer  $2\,\rm kW\text{-}Belastungswiderstand.$ 

Formelzeichen	Bezeichnung	Wert
$U_{e,Ts}$	Eingangsspannung	$600\mathrm{V}$
$U_{a,Ts}$	Ausgangsspannung	$300\mathrm{V}$
$I_L$	Ausgangsstrom	$4\mathrm{A}$
$f_{Ts}$	Schaltfrequenz	$50\mathrm{kHz}$
$\Delta I_L$	Wechselanteil des Spulenstromes	$6\mathrm{A}$
$L_{Ts}$	Induktivität	$500\mu\mathrm{H}$

Tabelle 4.2: Bemessungsdaten des Tiefsetzstellers



Abbildung 4.3: Tiefsetzsteller mit SiC-Bauelementen

Die Spannungsmessung erfolgt mittels einem passiven Hochspannungstastkopf (B.1), die Strommessung mit einer Stromzange (B.2). Für das Einbringen der Strommesszange ist eine zusätzliche Leiterschleife notwendig, diese muss so klein wie möglich ausgeführt werden, damit das Schaltverhalten möglichst wenig beeinflusst wird. Abb. 4.4 oben zeigt die gemessene Spannungs- und Stromsteilheit unter Variation des Gatevorwiderstandes. [Kie07] S.201 gibt eine typische Spannungssteilheit dU/dt von  $5^{kV/\mu s}$  bei IGBT-Frequenzumrichtern an, bei SiC-Bauelementen können diese also um ein Vielfaches höher liegen.



Abbildung 4.4: Gemessene Schaltgeschwindigkeit und Schaltverlustenergie bei SiC-MOSFET und SiC-Diode

Die bei den SiC-Bauelementen auftretenden deutlich höheren Spannungssteilheiten versprechen zwar deutlich geringere Schaltverluste, gleichzeitig steigen aber auch die Anforderungen an zusätzliche Bauelemente der Schaltung sowie an das Schaltungslayout. Hierbei ist die Reduzierung der parasitären Induktivitäten im Kommutierungskreis besonders wichtig. Hoene zeigt in [Hoe13], wie sich durch einen besonderen Aufbau eines SiC-Moduls diese Induktivitäten auf unter 1 nH reduzieren lassen. Ein weiterer Punkt sind die elektromagnetischen Störaussendungen. Beim Einsatz neuer schneller Halbleiter treten extrem kurze Schaltzeiten (weniger als 30 ns) auf. Die daraus resultierenden Spannungssteilheiten (über  $100 \, {}^{kV}/\mu s$ ) bewirken eine Erhöhung des Störspektrums im Bereich hoher Frequenzen. Eine spektrale Untersuchung kann mittels Hüllkurvennäherung durchgeführt werden (siehe Kap. A.3). Hiermit lässt sich nachweisen, dass eine Steigerung der Spannungssteilheit um den Faktor 10 zu einem Anstieg der (kapazitiven) Störstromamplituden im oberen Frequenzbereich um + 20 dB führt. Weiterhin sind in Abb. 4.4 unten Schaltverlustenergien<sup>3</sup> dargestellt, die beim Ein- und Ausschalten an Diode und MOSFET auftreten. Deutlich zu erkennen sind die mit steigendem Gatevorwiderstand ebenfalls steigenden Verlustenergien. Weitere Untersuchungen wurden mit einer Schaltfrequenz von 100 und 150 kHz durchgeführt. Tab. 4.3 zeigt dabei gemessene Wirkungsgrade (B.5).

Tabelle 4.3: Gemessener Wirkungsgrad des Tiefsetzstellers

$f_{Ts}$	$\Delta P = P_{e,Ts} - P_{a,Ts}$	$\eta = P_{a,Ts}/P_{e,Ts}$
$50\mathrm{kHz}$	$16,6\mathrm{W}$	$98{,}64\%$
$100\mathrm{kHz}$	$18,7\mathrm{W}$	$98{,}48\%$
$150\mathrm{kHz}$	$20,6\mathrm{W}$	$98{,}37\%$

Bei den Messungen mit 100 und 150 kHz Schaltfrequenz konnte die ursprünglich Erwartung, dass die Schaltverlustenergien an MOSFET und Diode konstant sind und folglich die jeweiligen Schaltverluste proportional mit der Schaltfrequenz steigen, nicht bestätigt werden. Erklärt werden kann dies mit dem Wechselanteil des Spulenstroms  $\Delta I_L$ ; die Kommutierung vom MOSFET auf die Diode (Einschalten der Diode) findet bei höherer Schaltfrequenz (und gleicher Induktivität) bei einem kleineren Strom  $i_L$  statt. Die Kommutierung von  $i_L$ 

<sup>&</sup>lt;sup>3</sup>Für die Bestimmung der Schaltverlustenergien wurde zunächst durch punktweise Multiplikation von Strom und Spannung die Leistung berechnet und diese anschließend aufintegriert.

von der Diode auf den MOSFET (Einschalten des MOSFETs) beginnt hingegen bei einem größeren Strom. Dieses wird auch in den Gleichungen A.3 und A.5 berücksichtigt. Werden die Schaltverluste von MOSFET und Diode summiert, so ergibt sich trotzdem eine annähernd proportionale Zunahme der gesamten Schaltverluste.

# 4.4 Auslegung der magnetischen Bauteile

Die Auslegung der magnetischen Bauteile erfordert besondere Sorgfalt, da diese maßgeblich Bauvolumen, Wirkungsgrad und Preis des Rückspeisestromrichters beeinflussen. Die für die Auslegung notwendigen grundlegenden Beziehungen sind in Kap. A.4 beschrieben. Beim Tiefsetzsteller wird eine Speicherdrossel benötigt, die auf maximalen Drosselstrom  $I_{L_{max}} = I_{L_{avg}} + \Delta I_L/2$  auszulegen ist.

Bei den angestrebten Schaltfrequenzen von ca. 50-150 kHz kommen im Bereich der für Dauerbetrieb ausgelegten Schaltnetzteile hauptsächlich Ferritkerndrosseln zum Einsatz, bei denen die Energie in erster Linie im Luftspalt gespeichert wird. Bei einem Rückspeisestromrichter wird die Drossel aber nur im generatorischen Betrieb des Motors bestromt. Anwendungsabhängig ergibt sich daher häufig ein sehr geringes Einschaltverhältnis des Rückspeisestromrichters, weshalb die Drossel nicht für Dauerbetrieb ausgelegt werden muss.

#### 4.4.1 Kernmaterialien

In der Leistungselektronik werden aufgrund der verlustarmen Ummagnetisierbarkeit vorwiegend weichmagnetische Magnetwerkstoffe eingesetzt. Abb. 4.5 zeigt eine Übersicht gängiger Magnetwerkstoffe. Zu dem Bereich der *metallischen Kernmaterialien* gehören beispielsweise Elektroblech, hochsiliziertes Elektroblech sowie amorphe und nanokristaline Metalle (vgl. [Pin14] S. 40 ff.). Elektroblech besitzt eine hohe Sättigungsflussdichte, eignet sich aber aufgrund hoher Ummagnetisierungsverluste nur für kleine Frequenzen, beispielsweise 50 Hz-Transformatoren und Motoren (weitere Informationen dazu siehe [Mic06] S.135 ff.). Als Hochsiliziertes Eisen werden FeSi-Legierungen bezeichnet. Durch das Hinzufügen von Silizium (Si) steigt der spezifische elektrische Widerstand an, wodurch Wirbelstromverluste reduziert werden können ([Pin14] S.41). Mit steigendem Si-Anteil sinkt jedoch auch die Sättigungsflussdichte sowie die Curietemperatur. Amorphe und nanokristalline Werkstoffe basieren auf Eisenbasislegierungen ([Mic06] S.158 ff.) und haben niedrige magnetische Verluste, bei gleichzeitig hohen Sättigungsfeldstärken. Weiterhin fällt die Sättigungsfeldstärke nur gering mit zunehmender Temperatur. Nachteilig ist die Sprödigkeit des Werkstoffes, sowie das aufwändige Herstellungsverfahren.



Abbildung 4.5: Klassifizierung weichmagnetischer Kernmaterialien (Quelle: [Pin14] S.40)

Ferrit ist ein keramischer Werkstoff, der aus Eisenoxid und Zusätzen aus Mangan, Nickel und Zink besteht ([Pin14] S.41). Aufgrund der geringen spezifischen Leitfähigkeit können Ferrite auch in hohen Frequenzbereichen eingesetzt werden. Der vergleichsweise einfache Fertigungsprozess erlaubt eine hohe Vielfalt an Kerngeometrien sowie geringe Fertigungskosten. Aus den genannten Gründen ist Ferrit im Schaltnetzteilbereich als Standardkernmaterial anzusehen. Nachteilig ist jedoch die mit  $B_{max} = 0, 3 \dots 0, 4$  T sehr geringe Sättigungsflussdichte sowie deren starke Temperaturabhängigkeit. Polymergebundene Kernmaterialien bestehen aus ferromagnetischem Pulver, das in einem isolierenden Bindemittel eingebettet ist ([Mic06] S.169). Die Isolierschicht zwischen den Pulverteilchen wirkt dabei wie ein verteilter Luftspalt. Die Permeabilität sowie dessen Temperaturabhängigkeit lässt sich durch die Zusammensetzung des Pulvers, die Teilchengröße und den Volumenanteil des Bindemittels einstellen. Eine weitere Besonderheit bei Eisenpulverkernen ist das im Vergleich zu Ferriten "weichere" Sättigungsverhalten (siehe Abb. 4.8); nachteilig ist hier die stromabhängige Induktivität, vorteilhaft ist, dass auch bei Überlastung der Drossel noch "Restinduktivität" vorhanden ist und somit der Strom nicht so stark ansteigt wie bei Ferritkernen. Da die Drossel zur Entkopplung von Netz- und Zwischenkreisspannung dient (siehe Kap. 3.3.1), ist diese Eigenschaft besonders bei schnellen Netzspannungseinbrüchen vorteilhaft. Um eine gute Regeldynamik zu erreichen, kann es bei Eisenpulverkernen jedoch notwendig sein, die Stromregelung adaptiv auf die stromabhängige Induktivität auszuführen. Ein weiterer Vorteil von Eisenpulverkernen ist der verteilte Luftspalt, was im folgenden Abschnitt näher erläutert werden soll. Wie in Anhang A.4 beschrieben, kann beispielsweise bei Ferriten

wie in Annang A.4 beschrieben, kann beispielsweise bei Ferriten durch einen großen Luftspalt ein hoher Sättigungsstrom der Spule erreicht werden. Da der magnetische Leitwert  $A_L$  mit größer werdendem Luftspalt sinkt, ist für die gleiche Induktivität eine höhere Windungszahl erforderlich. Aufgrund der beschränkten Fläche im Wickelfenster des Spulenträgers muss dünnerer Kupferlack verwendet werden, was wiederum zu höheren ohmschen Verlusten führt. Aus Kap. 2.3 geht hervor, dass ein Rückspeisestromrichter bei vielen Anwendungen nur kurzzeitig in Betrieb ist und daher nicht auf Dauerbetrieb ausgelegt werden muss. In dieser Anwendung kann das Bauvolumen der Speicherdrossel also durch Verwendung großer Luftspalte deutlich reduziert werden. Die thermische Kapazität der Speicherdrossel muss dabei so groß sein, dass es während der kurzen Rückspeisezeiten nicht zu unzulässig hohen Temperaturen aufgrund der ohmschen Verluste im Wickel kommt. Der Luftspalt kann jedoch nicht beliebig lang gewählt werden. Bei sehr großen Luftspalten wird das Verhältnis der magnetischen Widerstände (Reluktanzen)  $\frac{R_{m,L}}{R_{m,W}}$  größer und ein größerer Teil der Feldlinien koppelt in die Wicklung ein (Abb. 4.6). Dort kommt es zu lokalen Stromverdrängungseffekten, was zusätzliche Verluste bedeutet ([NH93], [WG98]). Bei einem "verteilten" Luftspalt tritt dieser Effekt nicht auf.



Abbildung 4.6: Luftspaltaufweitung

Mit diesem Konzept konnte ein Rückspeisestromrichter mit ca. 1 kW Spitzenleistung aufgebaut werden (siehe Abb. 5.14), dessen Speicherdrossel mit einem Kool  $M\mu$  E-2425-Kern auskommt [ACB15]. Das Einschaltverhältnis der Schaltung ist dabei auf ca. 10% ausgelegt worden.

Da das Sättigungsverhalten der Drossel für den Betrieb des Rückspeisestromrichters besonders relevant ist, wird es im kommenden Abschnitt anhand von zwei unterschiedlichen Eisenpulverkernen (Hersteller: Chang Sung [Cha] und Magnetics [Mag15]) untersucht und mit einem Ferritkern (Hersteller: Epcos [EPC13]) verglichen (siehe Tab. 4.4).

	Ferrit	Eisenpulver	
	Drossel 1	Drossel 2	Drossel 3
Hersteller	Epcos	Magnetics	Chang Sung
Materialbz.	N87	Koolmu	Sendust
Herst.Nr.	E65/32/27	CS572026	CS467026
Material	MnZn	FeSiAl	FeSiAl
Kernform	E65-Kern	Ringkern	Ringkern
Permeabilität	2200	40	26
Kernvolumen	$78.650  mm^3$	$20.65mm^3$	$21.373mm^{3}$
Luftspalt	10mm	verteilt	verteilt
Windungszahl	40	52	75
Induktivität	$339\mu H$	$339 \mu H$	$339 \mu H$

Tabelle 4.4: Untersuchte Kernmaterialien

Das Sättigungsverhalten kann mit dem in Abb. 4.7 dargestellten Versuchsaufbau ermittelt werden. Hier wird mittels eines Impulsgenerators für eine vorgegebene Zeit eine konstante Spannung  $U_{NT}$  an die zu untersuchende Drossel  $L_{Test}$  geschaltet.



Abbildung 4.7: Versuchsaufbau zur Charakterisierung des Sättigungsverhaltens einer Drossel

Die Steigung des mit einem Oszilloskop und einer Stromzange gemessenen Spulenstroms entspricht der Induktivität bei entsprechender Vormagnetisierung. Die Drossel ist in magnetischer Sättigung, wenn der Drosselstrom stärker als proportional mit der Zeit ansteigt. Nach dem Abschalten des Stroms durch Schalter  $S_1$  kommutiert der Drosselstrom auf die Freilaufdiode und baut sich darüber ab. Das verwendete Netzteil (EA-PS81000-30) liefert für diesen Versuch eine Spannung von  $U_{NT} = 50$  V, wobei die Kapazität  $C_1 = 6.5, 6$  mF ein Einbrechen der Spannung aufgrund des Innenwiderstands  $R_i$  des Netzteils verhindert. Abb. 4.8 zeigt Messergebnisse für die drei untersuchten Drosseln. Hier ist zu erkennen, dass beim Ferrit (Drossel 1) bei einer Temperatursteigerung von  $30 \,^{\circ}C$  auf  $90 \,^{\circ}C$  bereits bei einem ca. 20% geringeren Strom magnetische Sättigung auftritt. Bei den Eisenpulverkernen ist eine deutlich geringere Temperaturabhängigkeit zu erkennen.



Abbildung 4.8: Sättigungsverhalten unterschiedlicher Kernmaterialien bei verschiedenen Temperaturen

### 4.4.2 Aufbau der Wicklung

Bei Verwendung von schnellschaltenden Halbleitern muss auf eine gute Isolation zwischen den einzelnen Windungen im Wickel geachtet werden, da es sonst aufgrund der hohen Spannungssteilheit (siehe Abb. 4.4) zu Teilentladung und somit zur Schädigung der Wicklung kommen kann. Hier sind einlagig gewickelte Ringkernspulen vorteilhaft, da hier die Spannungsdifferenz zwischen nebeneinanderliegenden Windungen besonders gering ist. Bei einem mehrlagigen Wicklungsaufbau ist zwischen den Lagen unbedingt Isolationsfolie zu verwenden.

Abhängig von der Schaltfrequenz und dem sich ergebendem Stromwechselanteils  $\Delta I_L$  muss bei der Auswahl des Wickeldrahtes die Stromverdrängung im Leiter (Skineffekt) beachtet werden. Dazu ist der dreieckförmige Drosselstrom  $i_L$  mittels Fourierreihenentwicklung in seine Frequenzanteile zu zerlegen. Für ein Pulspausenverhältnis von d = 0,5 liefert [FHN03] S. 298 folgende Fourierreihe:

$$i_{L} = i_{L0} + \sum_{k=1}^{\infty} \hat{I}_{k} \cos(k\omega_{1}t + \varphi_{k})$$
  
mit  $i_{L0} = I_{L,avg}, \ \hat{I}_{k} = \frac{4\Delta I_{L}}{\pi^{2}k^{2}}, \ k=1,3,5,...$  (4.7)

Bei großem Wechselanteil des Stromes  $\Delta I_L$  ist es daher häufig günstiger, anstelle von Kupferlackdraht Litze zu verwenden. Abb. 4.9 zeigt den frequenzabhängigen Widerstandsbelag von runden Leitern. Da der Kupferfüllfaktor bei Litze stets kleiner als bei Massivdraht ist, erhöht sich bei Litze der Widerstand für niedrige Frequenzanteile, so dass bei Anwendungen mit kleinem Wechselanteil  $\Delta I_L$  die Verwendung von Litze häufig nicht sinnvoll ist. Wie später in Kap. 7.1.5 gezeigt werden wird, verbessert sich das Störverhalten des Rückspeisestromrichters bei großen Induktivitätswerten der Speicherdrossel. Der sich ergebende Wechselanteil des Stromes  $\Delta I_L$  ist dann so klein, dass der Einsatz von Litze in den meisten Fällen keine Vorteile bringt.



Abbildung 4.9: Ohmscher Widerstand eines runden Leiters abhängig von der Frequenz (Die zugrundeliegenden Bestimmungsgleichungen sind abschnittsweise definiert und [ML86] S. B14 ff. entnommen.)

# 4.4.3 Thermodynamisches Verhalten der Speicherdrossel

In den vorigen Kapiteln wurde auf verschiedene Kernmaterialien und den Aufbau der Wicklung eingegangen, für einen sicheren Betrieb darf jedoch die thermische Auslegung der Speicherdrossel nicht außer acht gelassen werden. Beispielsweise kann es bei zu hohen Temperaturen des Kernmaterials zu Sättigungseffekten (vgl. Abb. 4.8) oder bei zu hohen Temperaturen des Wickels zu Beschädigungen der Isolierung kommen. Als Verlustleistungsmechanismen treten *Kernverluste* und *ohmsche Verluste* in der Kupferwicklung auf. Die Kernverluste setzen sich zusammen aus den Hystereseverlusten, die durch Umorientierung der Weissschen Bezirke enstehen ([Fis11] S.23, [Pin14] S. 46) und den Wirbelstromverlusten, deren Ursache im Kernmaterial induzierte Spannungen sind ([Fis11] S.23). Für die Berechnung der Hystereseverluste sind zahlreiche Verfahren publiziert, das bekannteste ist die Steinmetzgleichung. Einen umfangreichen Überblick über Berechnungsverfahren liefert [Pin14]. Wird die Speicherdrossel mit einem sehr geringen Stromwechselanteil  $\Delta I_L$  betrieben, so können die Kernverluste vernachlässigt werden und die ohmschen Verluste als alleinige Wärmequelle in der Speicherdrossel angesehen werden.

#### 4.4.3.1 Mechanismen der Wärmeübertragung

Die in die Wicklung eingebrachte Wärme muss an die Umgebung abgegeben werden. Hierbei treten folgende Wärmeübertragungsmechanismen auf:

Wärmeleitung ist der Wärmetransport innerhalb eines Stoffes. Der Wärmestrom  $\dot{Q}$  ist hierbei abhängig von der Fläche A, der Temperaturdifferenz  $\vartheta_2 - \vartheta_1$ , der Wärmeleitfähigkeit  $\lambda$  und des Weges s:

$$\dot{Q} = \frac{\lambda \cdot A}{s} \cdot \left(\vartheta_2 - \vartheta_1\right) \tag{4.8}$$

Für Wickelgüter relevante  $\lambda$ -Werte sind in [vV05] angegeben, weitere sind beispielsweise in [VDI97] zu finden.

Konvektion findet statt, wenn Flüssigkeiten oder Gase an einer Körperfläche entlangströmen und dabei Wärme austauschen ([MS89] S.217). Hierbei muss zwischen freier Konvektion, sie entsteht infolge eines temperaturbedingten Dichteunterschieds (Beispiel: aufsteigende warme Luft), und erzwungener Konvektion, sie entsteht durch einen Druckunterschied (Beispiel: verursacht durch Pumpe), unterschieden werden. Der Wärmestrom  $\dot{Q}$  ist hierbei abhängig von der Fläche A, der Temperaturdifferenz  $\vartheta_2 - \vartheta_1$  und dem Wärmeübergangskoeffizienten  $\alpha_k$ :

$$\dot{Q} = \alpha_k \cdot A \cdot \left(\vartheta_2 - \vartheta_1\right) \tag{4.9}$$

Die Größe  $\alpha_k$  hängt von zahlreichen physikalischen Eigenschaften des Fluides und den geometrischen Abmessungen der Körperoberfläche

ab. Aufwändige Berechnungverfahren auf Basis der Ähnlichkeitstheorie sind für einfache Geometrien in [MS89] S.227 ff. und [VDI97] Seite Fal zu finden. Für komplizierte Geometrien kann  $\alpha_k$  häufig nur geschätzt werden. In [MS89] S.220 wird  $\alpha_k = 3...20 W/m^2 K$  für Luft bei freier Konvektion und  $\alpha_k = 10...100 W/m^2 K$  für Luft bei erzwungener Konvektion angegeben.

Wärmestrahlung wird von allen Körpern ausgesendet, deren Temperatur über dem absoluten Nullpunkt liegt ([VDI97] Seite Ka1). Der Wärmetransport zwischen zwei Objekten erfolgt hierbei in Form von elektromagnetischen Wellen ([MS89] S.205). Ist ein Objekt mit der Oberfläche A von einer sehr viel größeren Fläche (der Umgebung) umhüllt, so wird von A folgende Wärmeleistung abgestrahlt ([MS89] S.258):

$$\dot{Q} = \epsilon_1 \cdot \sigma \cdot A \cdot \left( (\vartheta_2 + 273, 15 \,\mathrm{K})^4 - (\vartheta_1 + 273, 15 \,\mathrm{K})^4 \right)$$
(4.10)

Hierbei wird  $\sigma = 5, 67 \cdot 10^{-8} W/m^2 K^4$  als Stefan-Bolzmann-Konstante bezeichnet ([Pin14] S.56) und  $\epsilon_1$  als materialabhängiger Emissionsgrad. Werte des Emissionsgrades werden für eine Vielzahl von Materialien in [VDI97] S.Ka3 ff. angegeben. Für Kupferlackdraht liefert [Pin14] S.57 den Wert  $\epsilon_1 = 0, 8$ .

#### 4.4.3.2 Wärmekapazität

Sowohl die Wicklung als auch der Kern werden durch die eingebrachte Wärme aufgeheizt. Ausschlaggebend für die Temperaturerhöhung von  $\vartheta_1$  auf  $\vartheta_2$  aufgrund Zuführens einer Wärmemenge Q ist die Masse des aufzuheizenden Körpers m und die spezifische Wärmekapazität  $c_p$ :

$$Q = m \cdot c_p \left(\vartheta_2 - \vartheta_1\right) \tag{4.11}$$

Für das thermodynamische Verhalten einer Drossel sind insbesondere die in Tab. 4.5 aufgelisteten Werte relevant.

Tabelle 4.5: Wichtige Werte der spezifischen Wärmekapazität bei  $20 \degree C$  (Quelle: [vV05])

Material	spez. Wärmekapazität $\left[ {kJ/kgK} \right]$	Dichte $\left[\frac{kg}{m^3}\right]$
Kupfer	0,383	8954
Aluminium	0,896	2707
Ferrit (MnZn, NiZn)	1,07	4800
Eisen	0,452	7897

#### 4.4.3.3 Beschreibung des thermodynamischen Verhaltens mittels Ersatzschaltbild

In der Elektrotechnik ist es üblich die Entwärmung von Bauteilen mittels thermischen Ersatzwiderständen

$$R_{th} = \frac{\vartheta(x_2) - \vartheta(x_1)}{\dot{Q}} \tag{4.12}$$

und thermischen Ersatzkapazitäten

$$C_{th} = \frac{dQ}{d\vartheta} = \frac{\dot{Q}}{d\vartheta/dt} \tag{4.13}$$

zu beschreiben (siehe z.B. [Win10] S.82 ff.). Hierbei muss beachtet werden, dass beim thermischen Ersatzwiderstand  $R_{th}$  mit  $\vartheta(x_1)$  und  $\vartheta(x_2)$  Temperaturen an unterschiedlichen Stellen aber zur gleichen Zeit gemeint sind, während bei einer thermischen Kapazität  $C_{th}$  mit  $d\vartheta/dt$  eine zeitliche Temperaturänderung beschrieben wird.

Bei einer Drossel tritt immer eine Überlagerung aller in Kap. 4.4.3.1 genannten Wärmeübertragungsmechanismen auf, dieses ist mittels thermischer Ersatzwiderstände in Abb. 4.10 dargestellt. Ein großer Teil des abzuführenden Wärmestroms  $\dot{Q}_W$  wird mittels freier Konvektion direkt von der Wicklung an die umgebende Luft abgeführt, ein weiterer Teil wird von der Wicklung in Form von Wärmestrahlung an die Umgebung übertragen. Zusätzlich erfolgt Wärmeleitung durch den Wickelträger in das Kernmaterial, das wiederum als Wärmespreizer wirkt und dann den Wärmestrom  $\dot{Q}_K$  über die Kernoberfläche an die Umgebung abgibt (Konvektion und Strahlung).



Abbildung 4.10: Thermisches Ersatzschaltbild der Speicherdrossel

Weiterhin wird mit  $C_{th,W}$  die thermische Kapazität der Wicklung und mit  $C_{th,K}$  die thermische Kapazität des Kerns beschrieben, beide sind für eine instationäre Auslegung der Spule von Bedeutung.

Da aber ausschlaggebende Parameter wie z.B. Wärmeübergangskoeffizienten oder die Wärmeleitung vom Wickel in den Kern nur grob geschätzt werden können, wird in dieser Arbeit auf eine Berechnung der einzelnen Ersatzwiderstände aus Abb. 4.10 verzichtet und das thermodynamische Verhalten mittels Versuch bestimmt. Ansätze für Berechnungen sind in [vV05] zu finden. Thermische Ersatzwiderstände  $R_{th,g}$ , die für den thermisch eingeschwungenen Zustand das gesamte thermische Widerstandsnetzwerk zusammenfassen, sind für standardisierte Kerngeometrien in A.5 aufgeführt.

#### 4.4.3.4 Messtechnische Untersuchung des thermodynamischen Verhaltens einer Speicherdrossel

Wie bereits in Kap. 4.4.1 erwähnt, muss die Speicherdrossel für den Rückspeisestromrichter nicht für Dauerbetrieb ausgelegt sein, daher kann die Wärmekapazität der Wicklung (vgl. Abb. 4.10) ausgenutzt werden, um die Speicherdrossel kurzzeitig mit einer höheren Verlustleitung zu beaufschlagen. Um dieses thermodynamische Verhalten untersuchen zu können, wurde eine Eisenpulverkerndrossel mit den folgenden Parametern gewickelt:

	lag10])	
Formelzeichen	Bezeichnung	Wert
-	Kerngeometrie	E2425
$V_K$	Kernvolumen	$1870\mathrm{mm^3}$
$m_w$	Masse d. Wicklung	$7,1\mathrm{g}$
d	Drahtdurchmesser	$0,\!25\mathrm{mm}$
$\mu_r$	rel. Permeabilität	26
$A_L$	mag. Leitwert	$39\mathrm{nH}$
N	Anzahl Wdg.	359
$L_{TS}$	Induktivität	$5{,}05\mathrm{mH}$
R	Widerstand bei $100^{\circ}\mathrm{C}$	$\approx 7,1\Omega$

Tabelle 4.6: Parameter einer Eisenpulverkerndrossel (Kernmaterial Kool ${\rm M}\mu$  [Mag15])

Hierbei wurden Thermoelemente zur Temperaturmessung sowohl in den Wickel, als auch in den Kern eingefügt (siehe Abb. 4.11a).



Abbildung 4.11: a) Speicherdrossel mit Eisenpulverkern 00K2510E b) Prinzipschaltbild Testschaltung

Mit der in Abb. 4.11b dargestellten Testschaltung kann die Drossel mit unterschiedlichen Pulspausenverhältnissen bestromt werden. Das Netzteil, welches die Drossel mit  $I_{NT} = 2$  A bestromt, befindet sich

hierbei in Stromregelung, so dass der Drosselstrom unabhängig vom Widerstandswert ist. Mittels eines Funktionsgenerators und eines Relais lässt sich das Pulspausenverhältnis einstellen. Abb. 4.12a zeigt gemessene Strom- und Temperaturverläufe (Temperaturmessverfahren siehe Kap. A.6).



Abbildung 4.12: a) Messung: Strom (blau), Temperatur im Kern (gelb), Temperatur im Wickel (rot) b) Simulation: Strom (blau), Temperatur im Wickel (orange)



Abbildung 4.13: Thermodynamisches Simulationsmodell

Das thermodynamische Verhalten lässt sich für Zyklen im Bereich von einigen Sekunden mit einem vereinfachten Simulationsmodell gemäß Abb. 4.13 nachbilden. Hier wird nur die thermische Kapazität des Wickels, sowie ein thermischer Gesamtwiderstand  $R_{th,g}$  verwendet, der  $R_{th,\alpha W}$ ,  $R_{th,\epsilon W}$ ,  $R_{th,\alpha K}$  und  $R_{th,\epsilon K}$  zusammenfasst (vergleiche Abb. 4.10). Ein Vergleich von Messung (Abb. 4.12a) und Simulation (Abb. 4.12b) zeigt eine gute Übereinstimmung. Der mittels Simulation empirisch ermittelte Wert  $R_{th,g} = 53 \, K/W$  ist realistisch, da  $R_{th,g}$ -Werte von ähnlichen Kerngeometrien in der gleichen Größenordnung liegen (siehe Kap. A.5). Weiterhin fällt bei Betrachtung von Abb. 4.12a auf, dass sich der Kern auf eine nahezu konstante, hohe Temperatur von ca. 75 °C erwärmt und somit wie in Kap. 4.4.3.3 erwähnt, als Wärmespreizer wirkt. Die Wärmeleitung vom Wickel in den Kern ( $R_{th,\lambda}$ ) darf also bei einer thermischen Auslegung nicht unterschätzt werden, da eine nicht zu vernachlässigende Wärmemenge über den Kern an die Umgebung abgegeben wird.

	*	
Formelzeichen	Bezeichnung	Wert
R	Spulenwiderstand	$7,1\Omega$
$I_{NT}$	Spulenstrom	$2 \mathrm{A}$
$m_W$	Masse Wickel	$7,1\mathrm{mg}$
$c_p$	spez. Wärmekap. Kupfer	383 J/kgK
$R_{th,g}$	therm. Widerstand	53  K/W
$\vartheta_U$	Umgebungstemp.	19 °C
T	Periodendauer	$33,\!33\mathrm{s}$
d	Pulspausenverhältnis	6~%

Tabelle 4.7: Parameter der thermodynamischen Simulation

Die mittlere Wicklungstemperatur lässt sich mit der mittleren abzuführenden Verlustleistung berechnen:

$$\vartheta_{W_{avg}} = R_{th,g} \cdot R \cdot I_{NT}^2 \cdot d + \vartheta_U \tag{4.14}$$

Mit den drosselspezifischen Werten aus Tab. 4.7 ergibt sich eine mittlere Wicklungstemperatur von  $\vartheta_{W_{avg}} = 109 \,^{\circ}\text{C}$ , was gut mit den Messergebnissen gemäß Abb. 4.12a übereinstimmt. Abb. 4.12a zeigt aber auch, dass für das kurzzeitige Überlastverhalten der Drossel lediglich die thermische Kapaziät  $C_{th,W}$  des Wickels ausschlaggebend ist. Bei sehr kurzen Aufheizvorgängen kann die während des Aufheizvorgangs auftretende Entwärmung vernachlässigt werden und der auftretende Temperaturhub  $\Delta \vartheta_L$ aus der zugeführten Energie berechnet werden (siehe Gl. 4.11):

$$\Delta \vartheta = \vartheta(t_2) - \vartheta(t_1) = \frac{Q}{m \cdot c_p} = \frac{R \cdot I_{NT}^2 \cdot d \cdot T}{m \cdot c_p}$$
(4.15)

Einsetzen der drosselspezifischen Werte in Gl. 4.15 liefert  $\Delta \vartheta_L = 21$  °C, was ebenfalls gut zu den Messergebnissen passt.

# 5 Aufbau des Wechselrichters

Der Wechselrichter schaltet den geregelten Strom des Tiefsetzstellers netzsynchron auf zwei Phasen. Dabei wird immer die Netzphase mit der momentan höchsten Sternpunktspannung an den positiven Punkt des Stromzwischenkreises geschaltet, die Netzphase mit der niedrigsten Sternpunktspannung an den negativen Punkt des Stromzwischenkreises. So entstehen Stromblöcke mit einer Dauer von 120° elektrisch und der Höhe des Rückspeisestroms. Abb. 5.1 zeigt schematisch die Ansteuersignale des Synchronwechselrichters.



Abbildung 5.1: Ansteuersignale Wechselrichter

Die Wechselrichterbrücke kann dabei sowohl mit IGBTs als auch mit Thyristoren oder einer Kombination aus beiden Bauelementen aufgebaut sein. Die Vor- und Nachteile sollen im folgendem Kapitel diskutiert werden.

# 5.1 Wechselrichter mit IGBTs

IGBTs vereinen Vorteile von Bipolartransistor und Feldeffekttransistor. Hier sind zu nennen ([Win10], [Lut06], [Sch06]):

- + IGBTs sind aktiv ein- und ausschaltbar
- + geringe Durchlassspannung bei hoher Sperrspannung im Vergleich zu MOSFETs
- + geringe Schaltverluste im Vergleich zu Bipolartransistoren
- + hohe Stromtragfähigkeit bei geringer Baugröße
- + geringe Ansteuerleistung erforderlich, da spannungsgesteuert

Im Bereich der elektrischen Antriebstechnik werden daher bei Spannungszwischenkreisumrichtern, die mit Abstand die größte Anzahl der Stromrichter darstellen, hauptsächlich IGBTs eingesetzt. Die meisten IGBTs sind für diesen Betrieb optimiert und werden mit der für diese Anwendung erforderlichen Freilaufdiode in einem Gehäuse angeboten (siehe [Sch06] S.581). Durch die hohen Stückzahlen im Bereich der Antriebstechnik sind Standard-IGBTs in großer Stückzahl kostengünstig verfügbar. Häufig werden hier Module eingesetzt (Abb. 5.2a), in denen der komplette Wechselrichter (Abb. 5.2b), manchmal auch Eingangsgleichrichter und Bremschopper integriert sind. Durch die Modulbauweise werden Spannungsabstände eingehalten und ein kompaktes Layout ermöglicht. Daher liegt es nahe derartige Module für den Aufbau des im Rückspeisestromrichter integrierten Wechselrichters einzusetzen. Abb. 8.2a in Kap. 8 zeigt einen Rückspeisestromrichter, bei dem das oben beschriebene Modul verwendet wurde.



Abbildung 5.2: MiniSkiip 3 Modul der Firma Semikron



Abbildung 5.3: Rückspeiseschaltung mit IGBT-Wechselrichter und Entkoppeldioden

Die zugehörige Schaltungstopologie ist in Abb. 5.3 dargestellt. Frequenzumrichter mit Spannungszwischenkreis (Abb. 5.3 oben) haben einen Zwischenkreiskondensator  $C_{ZK}$ , welcher typischerweise vor der Bestromung des Gleichrichters mittels einer Vorladeschaltung aufgeladen wird. Durch die Inversdioden des IGBT-Wechselrichters ergibt sich nun ein Strompfad (in Abb. 5.3 rot dargestellt), mit dem diese Vorladeschaltung überbrückt wird. Daher müssen zusätzliche Dioden  $D_1$  und  $D_2$  eingefügt werden, die diesen Strompfad sperren, wodurch aber auch zusätzliche Verluste entstehen. Wird während des Rückspeisebetriebs der Strom aus dem Tiefsetzsteller  $i_L$  als konstant angenommen, so muss beim Wechselrichter zwingend ein überlappendes Schalten erfolgen, da Leerlauf aufgrund der Stromeinprägung nicht möglich ist. Hierbei muss der Schaltvorgang möglichst zu dem Zeitpunkt erfolgen, wenn die zugehörige Leiterspannung Null ist, da ansonsten das Netz über die Freilaufdiode des anderen an der Kommutierung beteiligten Schalters kurzgeschlossen würde.



Abbildung 5.4: Kommutierung eines IGBT-Wechselrichters (Simulation)

In Abb. 5.4 ist ein simulierter typischer Kommutierungsvorgang von  $S_1$  zu  $S_2$  dargestellt. Der Umschaltvorgang erfolgt hier jedoch etwas zu spät, so dass die Spannung  $u_{2Pe}$  bereits vor dem Umschaltvorgang größer als  $u_{1Pe}$  ist. Als Folge davon kommt es zu einem kurzzeitigen

Stromfluss über die Freilaufdiode von  $S_2$ , der nur durch die Netzimpedanz begrenzt wird. Da die Dioden der unteren Brückenhälfte des Gleichrichters vom Umrichter parallel zu den Freilaufdioden der unteren Brückenhälfte des Wechselrichters vom Rückspeisestromrichter liegen (siehe Abb. 5.3), können sich die Kurzschlussströme auch über diesen Strompfad ergeben. In praktischen Untersuchungen hat sich gezeigt, dass die Netzimpedanz in der Regel ausreichend hoch ist, um diese kurzzeitigen Kurzschlussströme zu begrenzen. Dennoch sollte bei diesem Konzept eine schnelle netzseitige Strommessung vorhanden sein, die im Fehlerfall den Wechselrichter rechtzeitig abschaltet. Weiterhin ist in Abb. 5.4 zu erkennen, dass während des Umschaltvorgangs eine sehr hohe Stromsteilheit di/dt auftritt. Da die Netzimpedanz in den meisten Fällen induktiv (siehe [BBG10]) und der Netzstrom daher stetig ist, kann dieser nicht einfach hart abgeschaltet werden. Es wird eine netzseitige Kapazität  $C_Y$  benötigt, auf welche der Netzstrom kommutieren kann. Trotzdem kommt es aufgrund der hohen netzseitigen Stromsteilheit abhängig von der Größe von  $C_Y$ zu einer Spannungsüberhöhung aufgrund der Kommutierung. Abhilfe würde hier ein leicht voreilendes Umschalten der Wechselrichterbrücke bringen, die Netzspannung würde dann als Kommutierungsspannung den Strom von einem Pfad in den anderen treiben (natürliche Kommutierung siehe z.B. [Heu96] S.102). Da hier die (stark schwankende (siehe [BBG10])) Netzimpedanz als Kommutierungsinduktivität auftritt, müssten die Schaltsignale des Wechselrichters aber immer auf die jeweilige Netzimpedanz abgestimmt werden, was wenig praktikabel ist. Weiterhin müssten hier rückwärtssperrfähige Halbleiter zum Einsatz kommen, da ein Abschalten des entsprechenden Halbleiters genau bei i = 0 nicht möglich ist. Dieses Problem, genauso wie das Überbrücken der Vorladeschaltung kann durch den Einsatz von rückwärtssperrfähigen Halbleitern, wie beispielsweise Thyristoren oder RB-IGBTs im Wechselrichter gelöst werden (siehe Kap. 5.2).

# 5.2 Wechselrichter mit Thyristoren

Das im vorherigen Kapitel beschriebene Problem der Kommutierung des Wechselrichters lässt sich durch Einfügen einer Lücke im Strom  $i_L$  lösen (siehe Messung Abb. 5.6). Der Umschaltvorgang des Wechselrichters erfolgt dann im stromlosen Zustand und es findet keine Kommutierung im Wechselrichter statt. Das Einregeln der Stromlücke kann bei diesem Lösungsansatz durch den vorgeschalteten Tiefsetzsteller erfolgen. Bei diesem Konzept kann der Wechselrichter auch mit Thyristoren aufgebaut werden, da die Stromlücke zum Löschen der Thyristoren genutzt werden kann. Dieser Ansatz wird für PV-Wechselrichter auch in [Sah10] S.131 beschrieben.



Abbildung 5.5: Wechselrichter mit Thyristoren

Exemplarisch ist in Abb. 5.5 ein Umschaltvorgang von  $S_1$  auf  $S_2$  dargestellt. Zunächst gilt der grüne Strompfad<sup>4</sup>, hierbei fließt der Strom  $i_L$  über  $S_1$  in die Phase  $L_1$  und zurück über  $L_3$  und  $S_6$ . Soll nun ein Umschalten des Wechselrichters erfolgen, so wird  $S_{Ts}$  abgeschaltet und  $i_L$  kommutiert auf die Freilaufdiode  $D_{Ts}$  (gelber Strompfad). Dabei kann der Netzstrom über  $L_{Ts}$  weiterfließen und baut sich ge-

<sup>&</sup>lt;sup>4</sup>Dieser Zustand ist vereinfacht dargestellt, der Tiefsetzsteller regelt  $i_L$ , demnach fließt zeitweise auch Strom über den Freilauf.

mäß Gl. 5.1 ab.

$$\frac{di_L}{dt} = \frac{U_{N_{LL}}}{L_{Ts}} \tag{5.1}$$



Abbildung 5.6: Gemessener Umschaltvorgang des WR bei Ausführung mit Thyristoren



Abbildung 5.7: Gemessener Umschaltvorgang des WR bei Ausführung mit Thyristoren (Detail)

Besonders vorteilhaft bei diesem Verfahren ist die geringe Stromsteilheit  $di_L/dt$  (vgl. Abb. 5.4 mit Abb. 5.7), dadurch kann die Kapazität der netzseitigen Filterkapazitäten  $C_Y$  (siehe Abb. 5.3) deutlich reduziert werden, ohne dass es zu Spannungsüberhöhungen kommt. Nach Ablauf der Freiwerdezeit werden die Thyristoren  $S_2$  und  $S_6$  angesteuert und der Gleichstromsteller regelt  $i_L$  wieder auf den vorgegebenen Wert. Es gilt nun der blau dargestellt Strompfad.

Besonders vorteilhaft bei Thyristoren ist die im Vergleich zu IGBTs um ca. 0,6 V geringere Durchlassspannung, sowie die Rückwärtssperrfähigkeit. Beim Thyristor kann der Übergang vom sperrenden in den leitenden Zustand, welcher auch als "Zünden" bezeichnet wird, auf unterschiedliche Arten erfolgen:

- über einen positiven Steuerstrom  $i_G$  in das Gate des Thyristors
- durch Überschreiten der Kippspannung in Vorwärtsrichtung
- durch eine hohe Änderungsrate  ${}^{dU_{AK}\!/dt}$  der Spannung in Vorwärtsrichtung
- durch Temperaturerhöhung
- durch Lichtzufuhr

Im Regelfall wird der Thyristor durch einen positiven Gatestrom gezündet. Dabei genügt ein ausreichend hoher Zündimpuls und der Thyristor bleibt im leitenden Zustand, wenn der Hauptstrom (von der Anode zur Kathode) am Ende des Zündimpulses den Einraststrom erreicht bzw. überschritten hat. Der Übergang vom leitenden in den sperrenden Zustand erfolgt durch Unterschreiten des Haltestroms (siehe [Zac10] S.102). Nach dem Unterschreiten des Haltestroms muss die Freiwerdezeit  $t_q$  eingehalten werden. Dies ist "die Mindestzeit, die zwischen dem Nulldurchgang des Stromes und einer wiederkehrenden Spannung in Vorwärtsrichtung vergehen muss, damit der Thyristor nicht in den Durchlasszustand kippt." Dabei hängt die Freiwerdezeit von folgenden Betriebsbedingungen ab (siehe [Win10] S.155):

- steigt mit geringer werdender Rückwärts-Sperrspannung
- steigt mit zunehmender Temperatur
- steigt mit dem Durchlassstrom vor dem Umschalten
- sinkt mit steigender Strom-Abklingsteilheit -di/dt
- sinkt mit fallender Anstiegsgeschwindigkeit der Vorwärtssperrspannung  $\frac{du}{dt}$

Die Stromlücke des Tiefsetzstellers muss also so groß sein, dass die Freiwerdezeit  $t_q$  sicher eingehalten wird. Die Ansteuersignale des Wechselrichters sind in Abb. 5.9 dargestellt.



(a) Ansteuerschaltung für Thyristoren



(b) SMD-Zündübertrager

Abbildung 5.8: Ansteuerschaltung für Thyristoren

Ein weiterer Vorteil von Thyristoren ist die im Vergleich zu IGBTs einfache Ansteuerbarkeit. Ist keine Potentialtrennung erforderlich, so können einfache BJTs als Treiber eingesetzt werden. Potentialtrennende Treiberschaltungen lassen sich sehr kostengünstig als Eintaktdurchflusswandler aufbauen (siehe [KS10] S.589). Hierbei wird das eigentliche Ansteuersignal des Thyristors hochfrequent moduliert auf einen Signalübertrager (z.B. Abb. 5.8b [Wür06]) geschaltet und auf der Sekundärseite des Signalübertragers gleichgerichtet (siehe Abb. 5.8a). Die beim Rückspeisestromrichter umgesetzte Treiberschaltung arbeitete mit einer Trägerfrequenz von 1,5 MHz und der Signalübertrager hatte als SMD-Bauteil die Abmessungen 4,39 x 9,14 mm.



Abbildung 5.9: Ansteuersignale des Wechselrichters mit Stromlücken

Wie bereits in Kap. 5.1 erwähnt kann durch einen Schaltfehler im Wechselrichter des Rückspeisestromrichters ein Stromfluss auch über die untere Brückenhälfte des Gleichrichters vom Frequenzumrichter zustande kommen. Ist der Wechselrichter wie in Abb. 5.5 dargestellt, mit Thyristoren aufgebaut, so können die Thyristoren in der unteren Brückenhälfte in diesem Fehlerfall nicht mehr gelöscht werden.



Abbildung 5.10: Rückspeiseschaltung mit Thyristoren

Diese Tatsache macht die Einführung eines weiteren abschaltbaren Halbleiters  $S_7$  in der unteren Brückenhälfte notwendig, welcher in Abb. 5.10 als IGBT ausgeführt ist. Damit ähnelt der Aufbau des Wechselrichters den in [LJ89] und [Kol+97] beschriebenen Konzepten (siehe Kap. 3.2.1).

Der Schalter trennt im sperrenden Zustand die Verbindung zwischen Rückspeisestromrichter und dem negativen Potential der Zwischenkreisspannung des Frequenzumrichters. Die Notwendigkeit dieses Schalters wird anhand von Abb. 5.9 und 5.10 deutlich. Führt z.B. der Thyristor  $S_5$  aufgrund eines Fehlers bei  $\omega t \ge 90^\circ$  noch Strom (beispielsweise wegen einer nicht zum exakten Zeitpunkt eingestellten Stromlücke), wobei gleichzeitig  $u_{N12} > 0$  gilt, so treibt diese Spannung über die B6-Gleichrichterbrücke des Frequenzumrichters einen Strom, der weder durch den Tiefsetzsteller, noch durch den Thyristor selbst gelöscht werden kann. Abb. 5.11 zeigt diesen Fehlerfall. Hier kann der Strom lediglich mit  $S_7$  abgeschaltet werden.  $S_7$  wird dabei so angesteuert, dass er im Normalbetrieb synchron zur eingeregelten Lücke sperrt und ansonsten immer im leitenden Zustand ist.


Abbildung 5.11: Kippen eines Thyristors in der unteren Brückenhälfte (Messung an Prototyp)



Abbildung 5.12: Prototyp Rückspeiseschaltung mit Thyristoren

Abb. 5.12 zeigt einen Prototyp der in Abb. 5.10 beschriebenen Rückspeiseschaltung. Der IGBT  $S_7$  sowie die zugehörige Treiberschaltung ist auf der vorderen kupferfarbenen Zusatzplatine angeordnet. Diese Topologie hat aber auch einige erhebliche Nachteile:

- -aufwändige, da potentialgetrennte Ansteuerung des IGBT<br/>s ${\cal S}_7$
- kein fester Bezug der Schaltungsmasse zum Minus-Potential des Zwischenkreises des Umrichters

- hohe Stromspitzen nach jeder Stromlücke, da ZK-Kondensator des Umrichters auf Eingangskondensator der Rückspeiseschaltung geschaltet wird
- -hohe Stromspitze beim erstmaligen Einschalten des IGBTs  $S_7,$ da keine Vorladung des Eingangskondensators der Rückspeiseschaltung vorhanden ist

# 5.3 Wechselrichter mit RB-IGBTs und Thyristoren

Wie in den vorangegangenen Kapiteln 5.1 und 5.2 dargestellt, haben sowohl IGBTs als auch Thyristoren spezifische Vor- und Nachteile: **IGBT:** 

- + kann aktiv ausgeschaltet werden
- + als Modul "Standard" bei Frequenzumrichtern
- ist nicht rückwärtssperrfähig
- hat eine im Vergleich zu Thyristoren hohe Durchlassspannung
- zwei zusätzliche Dioden sind notwendig
- schnelle Strommessung ist notwendig

### Thyristor:

- + rückwärtssperrfähig, daher keine zusätzlichen Dioden notwendig
- + geringe Durchlass<br/>spannung  $\rightarrow$  geringere Verluste
- $-\,$ nicht aktiv ausschaltbar $\rightarrow$  Gefahr des WR-Kippens

Da das Problem des WR-Kippens nur in der unteren Brückenhälfte des Wechselrichters auftritt, liegt es nahe aufgrund der Bauteileigenschaften in der oberen Brückenhälfte Thyristoren und in der unteren Brückenhälfte rückwärtssperrfähige, aktiv ausschaltbare Halbleiter zu verwenden. Ein solcher Schalter kann durch Reihenschaltung von IGBT und Diode aufgebaut werden. Alternativ können sogenannte RB-IGBTs (reverse-blocking) eingesetzt werden. Die sich ergebende Schaltungstopologie ist in Abb. 5.13 dargestellt (veröffentlicht in [AMB16]).



Abbildung 5.13: Rückspeiseschaltung mit Thyristoren und IGBTs

Wie bereits erwähnt werden IGBTs in der Regel zusammen mit einer Freilaufdiode in einem Gehäuse angeboten, aus Optimierungsgründen liegt daher die zulässige Rückwärtssperrspannung des eigentlichen IGBTs nur bei einigen 10 V (siehe [Win10] S.49). IGBTs mit NPT-Struktur (Non Punch-Through) hingegen weisen eine prinzipielle Rücksperrfähigkeit auf ([Sch06] S.551 und S.581), wie sie beispielsweise für einige Stromzwischenkreis- oder Matrixumrichtertopologien [Sab15], [SS12] notwendig ist. IXYS liefert RB-IGBTs in NPT-Struktur (z.B. [IXY05]), wobei die Rückwärtssperrfähigkeit durch eine zusätzliche Dotierungsschicht an der Chip-Seitenkante erreicht wird [Lin01], [HK13]. Bei diesem Bauelement ist zwar die Durchlassspannung mit 2,3 V im Vergleich zu Standard-IGBTs um etwa 0,4 V höher, sie ist aber immer noch geringer als bei einer Reihenschaltung aus IGBT und Diode. Bei Rückspeisestromrichtern kleiner Leistung ist es jedoch preisgünstiger standardisierte Bauelemente zu verwenden und den rücksperrfähigen IGBT diskret als Reihenschaltung von IGBT und Diode aufzubauen (siehe Abb. 5.14).



Abbildung 5.14: Rückspeisestromrichter 1 kW mit Eisenpulverkerndrossel (3), WR ist aufgebaut mit Thyristoren in der oberen Brückenhälfte (4) und IGBTs (6) sowie seriellen Dioden (5) in der unteren Brückenhälfte. (1): SiC-MOSFET; (2): SiC-Freilaufdiode; (7): Control-Card; (8): Spannungsversorgung

# 6 Betrachtung des Netzfilters

In diesem Kapitel soll zunächst auf die aktuelle Normensituation bezüglich Störaussendungen (Stand 2017) eingegangen werden. Unter Beachtung der zulässigen normativen Grenzwerte erfolgt dann in Kap. 6.2 eine modellbasierte Auslegung des im Rückspeisestromrichters integrierten Netzfilters. Das nachfolgende Kap. 6.3 befasst sich mit den durch den motorseitigen Wechselrichter verursachten Gleichtaktstörungen. Abschließend wird in Kap. 6.4 auf das Störspektrum bestehend aus der Kombination Umrichter mit Rückspeisestromrichter eingegangen.

# 6.1 Störaussendungen von drehzahlveränderlichen elektrischen Antrieben

Bei Störaussendungen muss zwischen leitungsgebundenen und gestrahlten Störaussendungen unterschieden werden. Da gestrahlte Störaussendungen stark abhängig vom Schaltungslayout und vom verwendeten Gehäusekonzept sind, werden diese im Rahmen dieser Arbeit nicht näher untersucht. Die leitungsgebundenen Störungen werden je nach betrachtetem Frequenzbereich eingeteilt:

- f≤2 kHz: Grenzwerte für diese niederfrequenten Störungen sind für öffentliche Niederspannungsnetze in [EN 61000-3-2] und [EN 61000-3-12] festgelegt. Die Störungen werden hier als Oberschwingungen bezeichnet und die Grenzwerte sind entsprechend definiert. Für industrielle Netze existieren derzeit (Stand 2017) keine Grenzwerte. Der Rückspeisestromrichter ist für den Parallelbetrieb an ungesteuerten Brückengleichrichtern B6U konzipiert und daher nicht für öffentliche Netze vorgesehen (Gerätekategorie C3 siehe A.8).
- 2 kHz<f<9 kHz: Für diesen Frequenzbereich werden in [EN 61000-2-2] verträgliche Oberschwingungsspannungen bis zur 50. Oberschwingung angegeben, darüber hinaus sollen Oberschwingungsspannungen kleiner als 0,2% der Bemessungsspannung sein. Der Anwendungsbereich der [EN 61000-2-2] beschränkt sich aber nur auf öffentliche Netze. [IEC 62578] S.88 schlägt für Anwendungen im industriellen Bereich bei Frequenzen von 2 bis 9 kHz deutlich höhere Grenzwerte vor, die auf zulässiger maximaler Erwärmung von Netzkondensatoren beruhen. Verbindliche Grenzwerte für den industriellen Bereich existieren aber bislang nicht.</li>
- 9 kHz<f<150 kHz: Auch in diesem Frequenzbereich existieren für den industriellen Bereich bislang keine verbindlichen Grenzwerte. Für elektrische Beleuchtungsanlagen liefert [EN 55015] Grenzwerte, für Haushaltsgeräte und Elektrowerkzeuge gilt [EN 55014-1]. Für den industriellen Bereich, insbesondere für rückspeisefähige Stromrichter empfiehlt [IEC 62578] S.97 Grenzwerte abhängig von der Gerätekategorie (siehe A.8). Diese sind für die relevante Gerätekategorie in Abb. 6.5 (Kap. 6.2) dargestellt.
- 150 kHz < f < 30 MHz: Grenzwerte für die in diesem Bereich auch als Funkstörspannung bezeichneten Störungen, werden für drehzahlveränderbare Antriebe in [EN 61800-3] S.37 ff. beschrieben,

die zugehörigen Messverfahren in [EN 55016-2-2]. Die Grenzwerte (Average und Quasipeak) für die Gerätekategorie C3 sind Abb. 6.5 dargestellt.

Aufgrund der normativen Situation erfolgten Messungen der Störaussendungen im Frequenzbereich  $0, 15 \text{ MHz} \leq f \leq 30 \text{ MHz}$  (siehe Kap. 6.3 und Kap. 6.4). Die dabei verwendete Netznachbildung B.7 sowie der Messempfänger B.9 entsprachen dabei den Anforderungen gemäß [EN 55016-2-2].

## 6.2 Berechnung des Netzfilters

Die Auslegung des Netzfilters soll so erfolgen, dass die in Kap. 6.1 beschriebenen Grenzwerte im Frequenzbereich 9 kHz bis 30 MHz eingehalten werden. Messeinrichtungen und notwendige Netznachbildungen sind in [EN 55015] S. 10 ff. festgelegt. Eine rein analytische Filterauslegung ist häufig schwierig, da viele Einflussgrößen, wie beispielsweise das Schaltungslayout und parasitäre Koppelkapazitäten, unbekannt sind. Weiterhin werden häufig zusätzliche Komponenten wie beispielsweise stromkompensierte Drosseln eingesetzt, die aufgrund nichtidealer Kopplung eine Streuinduktivität aufweisen. Aus diesen Gründen werden Netzfilter in der Regel mittels vereinfachten Modellen oder Simulationen ausgelegt. Anschließend erfolgt rekursiv eine Optimierung anhand von Prototypen.



Abbildung 6.1: Ersatzschaltbild für Auslegung des Netzfilters

Abb. 6.1 zeigt ein einsträngiges Ersatzschaltbild zur Auslegung des im Rückspeisestromrichter integrierten Netzfilters. Aufgrund der Stromeinprägung werden seine Störaussendungen mit einer Stromquelle modelliert. Die Störaussendungen werden mittels Messempfänger als Spannungsabfall über einer Netznachbildung gemessen, in Abb. 6.1 wird hierfür ein Ersatzschaltbild nach [EN 55016-1-2] S. 15 verwendet. Der Filterkondensator  $C_Y$  hat für hochfrequente Anteile in  $i_{\text{Stör}}$ eine niedrige Impedanz, so dass nur ein geringer Spannungsabfall  $u_{\text{Stör}}$  in diesem Frequenzbereich auftritt.

Für die Filterauslegung wird der durch das Schalten des Tiefsetzstellers bedingte Wechselanteil des Stroms als Sägezahnfunktion f(t) mit  $b = \Delta I$  (siehe Abb. 6.3a und Gl. 6.1) approximiert. Diese wird wiederum mit einer alternierenden Rechteckfunktion g(t) mit 50 Hz,  $\hat{y}_g = 1$  und  $a = 30^{\circ}$  moduliert (siehe Abb. 6.3b und Gl. 6.2). Die sich ergebende Näherung ist in Abb. 6.2 rechts dargestellt.



Abbildung 6.2: links: schaltfrequenter Stromwechselanteil real, rechts: schaltfrequenter Stromwechselanteil Näherung

Durch diese Näherung werden die Störungen, die sich durch den Wechselanteil des Stromes ergeben, aus mehrererlei Gründen als zu groß modelliert. Zum einen tritt der maximale Wechselanteil  $\Delta I_L$ 

nur an den Randbereichen und in der Mitte der Rechteckfunktion auf (siehe Abb. 3.12 oder Abb. 6.2 links), zum anderen ist der Wechselanteil nicht ideal sägezahnförmig, sondern weißt abhängig vom Modulationsgrad eine Form zwischen Dreieck und Sägezahn auf. Da im Spektrum beider Funktionen die gleichen Frequenzanteile, aber bei der Sägezahnfunktion die höheren Amplituden auftreten (vgl. [Pap03] S. 188 ff.), wird diese Funktion für die Modellbildung verwendet.



Abbildung 6.3: Funktionen für Modellierung des Netzstroms (Quelle: z.B. [Pap03] S.188)

Die in Abb. 6.3a dargestellte Sägezahnfunktion lässt sich als Fourierreihe f(t) mit der Grundschwingung  $f_f = \frac{1}{T}$  darstellen, wobei die Grundschwingung der Schaltfrequenz des Tiefsetzstellers entspricht.

$$f(t) = \frac{2b}{\pi} \sum_{i=1}^{i=\infty} \left( \frac{(-1)^i}{i} \sin(i \cdot 2\pi f_f \cdot t) \right) \text{ mit } i=1, 2, 3, \dots$$
 (6.1)

Die Fourierreihe der alternierenden Rechteckfunktion g(t) (Abb. 6.3b) enthält nur ungrade Vielfache der Grundschwingung. Die Grundschwingung  $f_g$  entspricht der Grundschwingung des Drehstrommetzes, an dem der Rückspeisestromrichter betrieben werden soll. Der Winkel *a* kennzeichnet die Breite der Lücken zwischen den Pulsen.

$$g(t) = \frac{4\hat{y}_g}{\pi} \sum_{k=1}^{k=\infty} \left( \frac{\cos(a)}{k} \cdot \sin(k \cdot 2\pi f_g \cdot t) \right) \text{ mit } k=1, 3, 5, \dots \quad (6.2)$$

Nach Fouriertransformation beider Funktionen ergibt sich:

$$F(f) = \frac{b}{\pi j} \sum_{i=-\infty}^{i=\infty} \frac{(-1)^{i+1}}{i} \left[ \delta \left( f - f_f \cdot i \right) - \delta \left( f + f_f \cdot i \right) \right]$$
(6.3)  
mit i=±(1, 2, 3, ...)

$$G(f) = \frac{2\hat{y}_g}{\pi j} \sum_{k=-\infty}^{k=\infty} \frac{\cos(k \cdot a)}{k} \left[ \delta \left( f - f_g \cdot k \right) - \delta \left( f + f_g \cdot k \right) \right]$$
(6.4)  
mit k=±(1, 3, 5, ...)

Die Multiplikation der Funktionen g(t) und f(t) im Zeitbereich entspricht einer Faltung der spektralen Anteile G(f) und F(f). Das durch die Faltung entstehende Signal W(f) enthält nun nicht mehr die Frequenzanteile  $i \cdot f_f$ , sondern die daneben liegenden Seitenbänder bei  $i \cdot f_f \pm k \cdot f_g$ :

$$W(f) = G(f) * F(f)$$

$$W(f) = \frac{2\hat{y}_g b}{\pi^2} \sum_{k=-\infty}^{k=\infty} \sum_{i=-\infty}^{i=\infty} \frac{\cos(k \cdot a)(-1)^{i+1}}{k \cdot i} [\delta (f - f_g \cdot k + f_f \cdot i) + \delta (f + f_g \cdot k - f_f \cdot i) - \delta (f - f_g \cdot k - f_f \cdot i) - \delta (f - f_g \cdot k - f_f \cdot i) - \delta (f + f_g \cdot k + f_f \cdot i)]$$
mit i=±(1, 2, 3, ...) und k=±(1, 3, 5, ...)
$$(6.5)$$

Abb. 6.4 zeigt das sich ergebende Spektrum des Störstroms gemäß Gl. 6.5. Weiterhin ist in der Zoom-Darstellung das Bandpassfilter (rot, 9 kHz gemäß [EN 55016-1-1])des Messempfängers dargestellt. Es ist zu erkennen, dass die beiden ersten Seitenbänder bei  $k = \pm 1$ gegenüber denen mit größerer Ordnungszahl dominieren.



Abbildung 6.4: simuliertes Spektrum des Störstroms (zweite Abbildung ist Zoom)

Für ein vereinfachte Auslegung soll nur das erste Seitenband (k = 1)betrachtet werden, da die Amplituden der nächsten Seitenbänder nahe an  $f = f_f \cdot i$  liegen und mit 1/k abfallen. Wird weiterhin angenommen, dass  $f_g \ll f_f$  ist, dann ergibt sich mit k = 1 aus Gl. 6.5 die Funktion V(f):

$$V(f) = -\frac{2\cos(a)\hat{y}_g}{j\pi} \cdot \frac{b}{j\pi} \sum_{i=-\infty}^{i=\infty} \frac{(-1)^{i+1}}{i} [\delta(f - f_f \cdot i) - \delta(f + f_f \cdot i)]$$
  
mit i=±(1, 2, 3, ...)  
(6.6)

Beim Vergleichen von Gl. 6.6 und Gl. 6.4 wird deutlich, dass die Faltung in diesem Fall wie ein konstanter Dämpfungsfaktor wirkt. Wird aufgrund der Blocktaktung nach Abb. 5.1  $a = 30^{\circ}$  und  $\hat{y}_g = 1$  eingesetzt, so ergibt sich ein Dämpfungsfaktor von  $\sqrt{3}/2\pi$ .

Soll nun der vom Messempfänger angezeigte Stromeffektivwert berechnet werden, so wird anhand von Abb. 6.4 deutlich, dass dafür als gute Näherung die geometrische Summe der beiden ersten Seitenbänder  $(k = \pm 1)$  zu bilden ist (Faktor  $\sqrt{2}$ ). Mit Gl. 6.6 ergibt sich somit:

$$I_{RMS}(i) = \frac{\sqrt{3}}{\pi^2 \cdot i} \cdot \Delta I \text{ mit } i = \pm (1, 2, 3, \dots)$$
 (6.7)

Die Störspannung  $u_{\text{Stör}}$  aus Abb. 6.1 kann jetzt als Produkt aus Gl. 6.7 und der Impedanz  $\underline{Z}$  für jeden auftretenden Spektralanteil  $i \cdot f_i$ einzeln berechnet werden:

$$U_{RMS}(i) = I_{RMS}(i) \cdot |\underline{Z}(f)|$$
(6.8)

Die Impedanz bestehend aus einer Parallelschaltung aus Netznachbildung und Filterkondensator  $C_Y$  berechnet sich wie folgt:

$$\underline{Z}(f) = \frac{1}{\frac{1}{5\Omega + j2\pi f 50\mu H} + \frac{1}{50\Omega} + j2\pi f C_Y}$$
(6.9)

Das zugehörige Spannungsspektrum ist in Abb. 6.5 ebenso wie die vorher beschriebenen Grenzwerte dargestellt. Es ist zu erkennen, dass für einen Rückspeisestromrichter ( $I_L = 8 \text{ A}, f_s = 50 \text{ kHz}, \Delta I = 0, 25 \cdot I_L$ ) eine Filterkapazität von ca. 1,5  $\mu$ F notwendig ist, um unterhalb der Grenzwerte zu liegen. Anhand von Abb. 6.5 ist zu erkennen, dass sich das Störspektrum bei höheren Schaltfrequenzen (und gleich bleibenden Wechselanteil des Stromes) in Richtung höherer Frequenzanteile verschiebt. Die Grenzwerte sinken jedoch bei höheren Frequenzen, so dass bei höheren Schaltfrequenzen größere Filterkondensatoren oder aber Netzfilter höherer Ordnung eingesetzt werden müssen.



Abbildung 6.5: Mit Hilfe des Ersatzschaltbildes 6.1 berechnetes Störspektrum in Abhängigkeit von Filterkondensator und Schaltfrequenz ( $\Delta I = 0, 25 \cdot I_L$ )

## 6.3 Gleichtaktstörungen bei Frequenzumrichtern

Die mit Schaltfrequenz modulierte Umrichterausgangsspannung bildet bei Betrachtung der Grundschwingung der Außenleiter ein symmetrisches dreiphasiges Spannungssystem. Hierbei ist die Summe aller Spannungen gleich Null. Dieses gilt jedoch nicht für die Augenblickswerte der Ausgangsspannung. Bedingt durch die PWM entsteht dadurch von einem gemeinsamen Sternpunkt zu Erdpotential eine zeitabhängige Gleichtaktspannung  $u_{CM}(t)$  (siehe [Sch12] S.1045 ff., [Kie07] S.201 ff., [Fra08] S.217 ff., [Spe15] S.332 ff.), die wie folgt berechnet werden kann:

$$u_{CM}(t) = \frac{u_{U-PE}(t) + u_{V-PE}(t) + u_{W-PE}(t)}{3}$$
(6.10)

Hierbei können die Spannungen  $u_{U-PE}(t)$ ,  $u_{V-PE}(t)$  und  $u_{W-PE}(t)$ nur die beiden Zustände  $+\frac{U_{ZK}}{2}$  und  $-\frac{U_{ZK}}{2}$  annehmen [Sch12] S.1047. Daraus ergibt sich wiederum, dass die Gleichtaktspannung zwischen  $+\frac{U_{ZK}}{2}$ ,  $+\frac{U_{ZK}}{6}$ ,  $-\frac{U_{ZK}}{6}$  und  $-\frac{U_{ZK}}{2}$  abhängig vom Modulationsgrad variiert (siehe Tab. 6.1).

 Tabelle 6.1: Gleichtaktspannung in Abhängigkeit vom Schaltzustand des Umrichters (Quelle: [Sch12] S.1047)

$u_{U-PE}/U_{ZK}$	1/2	1/2	1/2	1/2	-1/2	-1/2	-1/2	-1/2
$u_{V-PE}/U_{ZK}$	1/2	$^{1/2}$	-1/2	-1/2	$^{1/2}$	1/2	-1/2	-1/2
$u_{W-PE}/U_{ZK}$	1/2	-1/2	$^{1/2}$	-1/2	$^{1/2}$	-1/2	1/2	-1/2
$u_{CM}/U_{ZK}$	1/2	1/6	1/6	-1/6	1/6	-1/6	-1/6	-1/2



Abbildung 6.6: Gemessene Gleichtaktspannung (oben) und gemessener Umladestrom (unten)

Ein gemessener exemplarischer Verlauf dieser Gleichtaktspannung ist in Abb. 6.6 dargestellt. Durch die kurzen Schaltzeiten, die beispielsweise in [Sem14] mit  $t_r = 45$  ns angegeben werden, entstehen Umladeströme (in Abb. 6.6 unten dargestellt) über parasitäre Kapazitäten, die durch Motor und Motorleitung gebildet werden (siehe Abb. 6.8). Der Scheitelwert dieser Umladeströme ist:

• abhängig von der Schaltgeschwindigkeit der Umrichterendstufe

Bei schnellen Schaltvorgängen treten höhere Umladeströme auf. Weiterhin ändert sich das Spektrum; mit höherer Schaltgeschwindigkeit steigen die Amplituden bei höheren Frequenzen. Dieser Aspekt wird detaillierter in [Spe15] S.328 ff. und [Hab98] S.39 ff. mittels Hüllkurvennäherung untersucht.

• abhängig von der Länge des Motorkabels

Bei längerem Motorkabel erhöhen sich die parasitären Kapazitäten gegen Erde, ein typischer Kapazitätsbelag ist in [Spe15] S.339 mit $C_{para}=190\,{}^{pF}\!/_{\rm m}$ angegeben.

• abhängig von der Schaltfrequenz

Bei höherer Schaltfrequenz müssen die parasitären Kapazitäten häufiger umgeladen werden, so dass das Spektrum der Umladeströme ansteigt.

• abhängig von dem Modulationsgrad

Bei einem Modulationsgrad von 100 % variiert die Gleichtaktspannung während einer Grundschwingungsperiodendauer stark, zeitweise hat die Gleichtaktspannung vermehrt die Zustände  $\pm U_{ZK}/6$ , dann wieder die Zustände  $\pm U_{ZK}/2$ . Dadurch treten die Umladeströme mehr oder weniger gleichmäßig zeitlich verteilt innerhalb einer Schaltperiode auf. Dies resultiert in einem Störspektrum ohne ausgeprägte Maxima (siehe Abb. 6.7). Bei kleinem Modulationsgrad, wie er beispielsweise beim Betrieb mit niedriger Drehzahl vorkommt, dominieren die Nullspannungsraumzeiger, bei denen die Spannung gegen PE bei allen drei Motorphasen und somit auch die Gleichtaktspannung entweder  $+U_{ZK}/2$  oder  $-U_{ZK}/2$  ist. Somit sind die Zeiten, bei denen die Gleichtaktspannung  $\pm U_{ZK}/6$  annimmt, sehr klein und die Umladeströme treten praktisch immer zu den gleichen Zeitpunkten innerhalb einer Schaltperiode auf. Durch diese Periodizität entsteht ein Störspektrum mit ausgeprägten Maxima bei Vielfachen der Schaltfrequenz. Dies ist in Abb. 6.7 deutlich zu erkennen.



- Abbildung 6.7: Gemessenes Spektrum des Umladestroms in Abhängigkeit des Modulationsgrads (Die dargestellte Messung wurde mit einem FFT-basiertem Messempfänger B.9 durchgeführt, wobei die Auflösebandbreite 200 Hz betrug.)
  - unabhängig von der Belastung des Motors

Da die Gleichtaktspannung unabhängig von der Belastung des Motors ist, wird auch das Störspektrum unabhängig davon sein. Eine vergleichende Messung, die diese These bestätigt, ist in [Web07] S.13 zu finden. Die Umladeströme vom Umrichterausgang müssen sich zum Zwischenkreis schließen, mögliche Wege für einen geschlossenen Umlauf sind anhand von Abb. 6.8 erkennbar. Mittels Gleichtaktdrosseln  $L_{1CM}$  und  $L_{2CM}$  wird die Impedanz in Richtung Netz erhöht und der Umladestrom fließen vornehmlich über die Y-Kondensatoren  $C_{Y1}$ und  $C_{Y2}$  zurück in den Zwischenkreis. Da der Umladestrom sich nun nicht mehr über das Netz schließt, wird an der Netzimpedanz auch kein Spannungsabfall erzeugt. Eine Übersicht über derartige Entstörungsmaßnahmen enthält [Fra08] S.217 ff..



Abbildung 6.8: Ersatzschaltbild zur Erläuterung der Entstörmaßnahmen bei Frequenzumrichtern (leitungsgeführt)

In Abb. 6.9 unten ist ein gemessener Umrichtereingangsstrom dargestellt (magenta). Es wird deutlich, dass die Umladeströme nicht nur während der Leitendphasen des Gleichrichters fließen, sondern sich auch über Bauteilkapazitäten schließen. Der Umladestrom fließt als Gleichtaktstrom auf allen drei Netzphasen, da der gemessene Summenstrom (Abb. 6.9 mitte) etwa dreimal so hoch ist, wie der Strom in einer Phase. Abb. 6.9 oben zeigt eine an der Netznachbildung gemessene Störspannung, deren Spektrum die Störaussendungen gemäß [EN 61800-3] repräsentiert.

Weiterhin ist in Abb. 6.9 zu erkennen, dass durch das Leitend- und Sperrendwerden des Gleichrichters Schwingungen angeregt werden, die jedoch im betrachteten Frequenzbereich (150 kHz bis 30 MHz) eine untergeordnete Rolle spielen.



Abbildung 6.9: Gemessene Spannung an Netznachbildung (oben), Gleichtaktstrom am Umrichtereingang (Mitte) und Leiterstrom am Umrichtereingang (unten), Messung mittels Oszilloskop, Stromzangen B.2 und Differenztastkopf B.4

# 6.4 Gleichtaktstörungen bei Umrichtern mit Rückspeisestromrichter

Das Entstörkonzept von Umrichtern ist in Abb. 6.8 zu erkennen, weiterhin zeigt Abb. 6.9, dass der Umladestrom auch über parasitäre Kapazitäten von vermeintlich sperrenden Leistungshalbleitern fließen kann. Wird nun ein Rückspeisestromrichter mit einem Frequenzumrichter zusammen betrieben, so darf durch den Rückspeisestromrichter kein niederimpedanter Strompfad für die Umladeströme des Umrichters geschaffen werden. Um die Wirkung der Gleichtaktdrossel  $L_{2CM}$  (vgl. Abb. 6.8) sicherzustellen, ist es daher notwendig den Rückspeisestromrichter auf der Gleichrichterseite der Gleichtaktdrossel an den Zwischenkreis zu schalten. Weiterhin kann es bei zu hohen Störaussendungen notwendig sein im Netzfilter des Rückspeisestromrichters (Topologie siehe Abb. 3.11) eine zusätzliche Gleichtaktdrossel vorzusehen.

Während des Rückspeisebetriebs überlagern sich die Störaussendungen vom Frequenzumrichter und vom Rückspeisestromrichter. Da der Rückspeisestromrichter intermettierend betrieben wird, ergibt sich ein hohes Einschaltverhältnis bei hoher Bremsleistung (vgl. Kap. 8). Dies ist typischerweise bei einer hohen Motordrehzahl der Fall, was wiederum einem hohen Modulationsgrad des Umrichters entspricht. Wie im vorherigen Kapitel beschrieben, sind die Gleichtaktstörungen des Umrichters bei hohem Modulationsgrad minimal, so dass hier das Störspektrum durch den Rückspeisestromrichter bestimmt wird. Bei Verwendung der in Abb. 5.13 dargestellten Schaltungstopologie wird der größte Teil der Störungen vom Tiefsetzsteller verursacht, da kein Kommutierungsvorgang der im Wechselrichter verwendeten netzseitigen Leistungshalbleiter stattfindet.

Abb. 6.10 zeigt, dass sowohl beim Kommutierungsvorgang vom Tiefsetzsteller-MOSFET auf die Tiefsetzsteller-Freilaufdiode als auch beim Kommutierungsvorgang von Tiefsetzsteller-Freilaufdiode auf Tiefsetzsteller-MOSFET hochfrequente Umladeströme entstehen, die einen Spannungsabfall an der Netzimpedanz verursachen. Diese Kommutierungsvorgänge sind auch im Störspektrum bei Rückspeisebetrieb wiederzufinden<sup>5</sup>. Abb. 6.11 zeigt ein gemessenes Störspektrum bei niedrigem Modulationsgrad (rot), sowie bei Rückspeisebetrieb mit hohem Modulationsgrad (grün). Im roten Spektrum sind aufgrund des niedrigen Modulationsgrads, wie in Kap. 6.3 beschrieben, Vielfache der Umrichterschaltfrequenz zu erkennen. Im oberen Frequenzbereich (siehe Abb. 6.12) liegt das Störspektrum bei Rückspeisebetrieb (grün) über dem Störspektrum bei Motorbetrieb (rot).

<sup>&</sup>lt;sup>5</sup>Da keine zusätzliche Leiterschleife zum Messen des Drosselstroms eingebracht werden sollte, wurde ein feldbasiertes Messverfahren B.8 eingesetzt, welches zwar die Stromkurvenform, nicht aber den absoluten Stromwert darstellen kann. Daher fehlt die Skalierung der Ordinate.



Abbildung 6.10: Gemessene Störungen durch Kommutierung des Gleichstromstellers, oben: Strom in Tiefsetzstellerdrossel (gemessen mittels I-Prober B.8), Mitte: Summeneingangsstrom des Rückspeisestromrichter gemessen mittels Stromzange B.2, unten: Spannung an Messanschluss der Netznachbildung (terminiert mit 50 Ω)

Aufgrund des hohen Modulationsgrades sind im Spektrum bei Rückspeisebetrieb nahezu keine Anteile der Umrichterschaltfrequenz zu erkennen. Bedingt durch die Störaussendungen des Tiefsetzstellers treten hier Vielfache der Schaltfrequenz des Tiefsetzstellers als Störung auf, diese liegen aufgrund des schnellen Halbleiterschalters (SiC) im hohen Frequenzbereich.

Bei Betrachtung des grünen Spektrums in Abb. 6.11 treten zwei Maxima besonders stark hervor; diese liegen bei 200 kHz und 1,5 MHz. Da der Rückspeisestromrichter bei der Messung mit einer Schaltfrequenz von 100 kHz betrieben wurde, entspricht das erste Maximum der ersten Oberschwingung der Schaltfrequenz. Das Maximum bei 1,5 MHz wird durch die Ansteuerschaltung der Thyristoren im Wechselrichter verursacht (siehe Abb. 5.8a). Da das Störspektrum nach Abb. 6.11 unterhalb der Grenzwerte von [EN 61800-3] S.39 liegt (70 dB $\mu$ V für 0, 15 $\leq f \leq$ 0, 5 MHz und 64 dB $\mu$ V für 0, 5 $\leq f \leq$ 30 MHz), wurden keine weiteren Maßnahmen zur Entstörung vorgesehen.



Abbildung 6.11: Störspektrum gemessen an Netznachbildung, bei Motorbetrieb (rot) und Rückspeisebetrieb (grün) (Topologie siehe Abb. 5.13, Aufbau siehe Abb. 5.14)



Abbildung 6.12: Störspektrum gemessen an Netznachbildung (Zoom von Abb. 6.11)

# 7 Regelung des Rückspeisestromrichters

Wie in Kap. 3.3 bereits erwähnt, wird durch den Tiefsetzsteller ein Zwischenkreis mit geregeltem Strom gebildet. In diesem Kapitel soll zunächst die Regelstrecke des Stromregelkreises beschrieben werden, dann erfolgt eine Gegenüberstellung zweier Reglerentwurfsverfahren. Von besonderer Wichtigkeit für ein robustes Verhalten des Rückspeisestromrichters ist das Störverhalten des Stromreglers insbesondere bei nicht ideal sinusförmiger Netzspannung. In praktischen Versuchen haben sich steile Netzspannungseinbrüche als besonders kritisch erwiesen, daher wird das Störverhalten für diesen Fall in einem eigenem Unterkapitel untersucht.

Der geregelte Zwischenkreisstrom wird wiederum von einem Wechselrichter auf die Netzspannung geschaltet. Für die Generierung der Ansteuersignale hat sich ein dreiphasiger Phasenregelkreis als besonders günstig herausgestellt. Dessen regelungstechnische Beschreibung bildet den zweiten Teil dieses Kapitels.

## 7.1 Stromregelung des Tiefsetzstellers

Die Regelung des Tiefsetzstellers soll den Zwischenkreisstrom  $i_L$  in der Speicherdrossel auf einen konstanten Wert regeln. Für die Regelung können verschiedene Verfahren eingesetzt werden, die im Folgenden näher untersucht werden sollen.

Ein sehr einfaches Verfahren ist die Stromhystereseregelung (siehe [JW95] S.204 ff.). Dabei wird der Spulenstrom  $i_L$  mittels eines Zweipunktreglers in einem Toleranzband gehalten und es stellt sich eine nicht konstante Schaltfrequenz abhängig von der Toleranzbandbreite ein. Prinzipbedingt tritt bei diesem Regelverfahren stets die größtmögliche Stellgröße auf. Dies bedeutet gleichermaßen höchste Dynamik (gutes Führungs- und Störverhalten), aber auch geringe Robustheit insbesondere bei schmalen Toleranzbandbreiten. Durch die nicht konstante Schaltfrequenz ist die Auslegung eines Netzfilters schwierig, daher werden in dieser Arbeit nur PWM-basierte Regelverfahren untersucht. Hierbei wird der Tiefsetzsteller mit einer konstanten Schaltfrequenz und veränderlicher Pulsweite betrieben. Die Pulsweite wird dabei so geregelt, dass der Drosselstrom  $i_L$  über eine Schaltperiode gemittelt dem vorgegebenem Wert entspricht.

Wie in Kap. 6.2 beschrieben, ergibt sich ein kleines Netzfilter, wenn der Tiefsetzsteller mit einem geringen Wechselanteil des Stromes  $\Delta I_L$  betrieben wird, was durch einen relativ großen Induktivitätswert  $L_{Ts}$  der Tiefsetzstellerdrossel erreicht werden kann (vgl. Gl. A.10).



Abbildung 7.1: Ersatzschaltbild des Stromregelkreises

In diesem Fall kann für die Auslegung der Regelung von nicht-lückendem Betrieb ausgegangen werden und die Regelstrecke mit dem in Abb. 7.1 dargestellten regelungstechnischen Ersatzschaltbild beschrieben werden. Als Regler wird ein PI-Regler verwendet, dem zur Optimierung des Regelverhaltens ein PT1-Vorfilter vorgeschaltet werden kann.

Der Tiefsetzsteller wird hierbei als Reihenschaltung eines Totzeitglieds und eines PT1-Glieds modelliert. Das PT1-Glied beschreibt mit der Verstärkung  $1/R_L$  und der Zeitkonstanten  $T_L = R_L/L_{Ts}$  das transiente Verhalten der Speicherdrossel, die Totzeit  $T_{SR}$  ergibt sich durch den digitalen Regelkreis und ist in Kap. 7.1.1 näher beschrieben. Weiterhin wird das dynamische Verhalten der Stromerfassung durch das PT1-Glied mit der Zeitkonstante  ${\cal T}_{mi}$  modelliert. Damit ähnelt die Struktur des Regelkreises der eines Regelkreises für Gleichstrommaschinen und es können die hierfür etablierten Regelverfahren genutzt werden (siehe Kap. 7.1.4). Bei dieser Analogiebetrachtung entspricht die gleichgerichtete Netzspannung  $u_{N_{LL,rect}}$  am Ausgang des Tiefsetzstellers der induzierten Gegenspannung bei Gleichstrommaschinen. Eine besonders hohe Regeldynamik ergibt sich, wenn diese Spannung dem Reglerausgang als geschätzte Gegenspannung  $\tilde{u}_{N_{LL,rect}}$ aufgeschaltet wird (Störgrößenaufschaltung vgl. [DL93] S.275 ff.). Als Regler soll, wie für Stromregelkreise bei Gleichstrommaschinen üblich, ein PI-Regler verwendet werden.

### 7.1.1 Totzeit des digitalen Regelkreises

Die Implementierung der Regelkreise erfolgt in der Regel auf Mikrokontrollern bzw. Signalprozessoren und arbeitet damit zeitdiskret. Hier wird häufig die Sinus-Dreieck-Modulation mit einer symmetrischen Dreieckfunktion als Modulationsträger (siehe Abb. 7.2) verwendet. Durch die Synchronisation der Messwertabtastung mit der Schaltfrequenz (regular sampling) lässt sich besonders elegant ohne zusätzliches Messfilter der Mittelwert des Spulenstroms  $I_{L,avg}$  bestimmen [Böc13] S.82 . Hierbei erfolgt die Abtastung des Stroms (grüne Kreise) zum Zeitpunkt des Maximums und/oder des Minimums der Dreiecksfunktion. Weil der Modulationsgrad des Tiefsetzstellers in dieser Anwendung im Bereich 80 % < d < 100 % liegt (siehe z.B. Gl. 4.2), ist es allerdings nur sinnvoll den Strom während der flacheren steigenden Flanke, also im Minimum der Dreiecksfunktion abzutasten.



Abbildung 7.2: PWM synchronisierte Stromabtastung

Da der Reglerentwurf im Frequenzbereich erfolgen soll, ist die zeitliche Diskretisierung aufgrund der PWM in der Regelstrecke zu berücksichtigen. Ein quasikontinuierlicher Reglerentwurf ist nach [Sch09b] S. 207 immer dann möglich, wenn die Abtastzeit  $T_S$  deutlich kleiner als die Summe der Zeitkonstanten der Regelstrecke ist (typ.  $T_S \leq 0, 1 \cdot \sum_{i=1}^{n} T_i$ ). Bei diesem Ansatz wird die Wirkung der diskreten Sollwertvorgabe durch ein Totzeitglied mit  $T_{tot} = T_S/2$  nachgebildet ([Sch09b] S.207, [DL93] S.422, [Böc13] S.76 ff.). Dieser Aspekt ist in Abb. 7.2 dargestellt. Die gepunktete magentafarbene Kurve verbindet die Punkte der diskreten Sollwertvorgabe für die PWM. Die magentafarbenen Kreuze kennzeichnen den Wirkungsschwerpunkt der PWM. Anhand der gestrichelten magentafarbenen Kurve ist zu erkennen, dass eine Totzeit von  $T_{tot} = T_S/2$  entsteht. Durch Anwenden der Padé-Approximation ([Böc13] S. 80 bzw. [DL93] S.352 ff.) lässt sich dann das Totzeitglied wiederum als PT1-Glied mit der Zeitkonstante  $T_S/2$  annähern. Diese Näherung approximiert jedoch nur die Wirkung der diskreten Sollwertvorgabe, aufgrund der Rechenzeit des Mikrokontrollers ergibt sich insgesamt eine deutlich größere Totzeit, was im Folgenden erläutert wird.

Der im Minimum der Dreiecksfunktion (rot in Abb. 7.2) abgetastete Strom (grün) wird mit dem Stromsollwert verglichen und der daraus berechnete Spannungssollwert (magenta) beim nächsten Minimum der Dreiecksfunktion in das PWM-Register des Mikrokontrollers geschrieben. Daraus ergibt sich, dass der Regelalgorithmus auf dem Mikrokontroller innerhalb einer PWM-Periodendauer  $T_S$  berechnet werden muss. Da der Wirkungsschwerpunkt der PWM wie oben beschrieben um  $t = T_S/2$  später liegt, ergibt sich durch diese Art der PWM in der Führungsübertragungsfunktion eine Totzeit von (siehe auch [Böc13] S.84):

$$T_{tot} \approx 1, 5 \cdot T_S \tag{7.1}$$

Bei der Störgrößenübertragungsfunktion ergibt sich widerum aufgrund der zeitdiskreten Stromabtastung eine Totzeit von:

$$1, 5 \cdot T_S < T_{tot} < 2, 5 \cdot T_S \tag{7.2}$$

Da die Reglerauslegung mittels der Führungsübertragungsfunktion erfolgen soll, wird hierfür das Totzeitglied als PT1-Glied mit der Zeitkonstanten  $T_{tot} = 1, 5 \cdot T_S$  approximiert werden.

## 7.1.2 Vereinfachtes regelungstechnisches Ersatzschaltbild

Wie bereits in Kap. 7.1 erwähnt, sollen Regelungsstrategien angewendet werden, die im Bereich der Antriebstechnik etabliert sind. Hier ist es ein üblicher Ansatz, dass alle kleinen Zeitkonstanten als sogenannte Summenzeitkonstante zusammengefasst und als PT1-Glied modelliert werden (siehe "Satz von der Summe der kleinen Zeitkonstanten" in [LW10] S.456). Aus diesem Grund wird das PT1-Glied der Stromerfassung in den Vorwärtszweig verschoben und mit der Zeitkonstanten des approximierten Totzeitgliedes zur Summenzeitkonstanten  $T_{\sigma}$  zusammengefasst:

$$T_{\sigma} = T_{tot} + T_{fi} \approx 1, 5 \cdot T_S + T_{mi} \tag{7.3}$$

Mit diesem Ansatz geht das Ersatzschaltbild nach Abb. 7.1 über in das Ersatzschaltbild 7.3.



Abbildung 7.3: Stromregelkreis approximiert als Reihenschaltung zweier PT1-Glieder

Weiterhin kann das Verhalten der Tiefsetzstellerdrossel für kleine Widerstandswerte  $R_L$  als Integralglied mit der integralen Verstärkung  $1/L_{T_s}$  angenähert werden (Abb. 7.4).



Abbildung 7.4: Stromregelkreis approximiert als Reihenschaltung von PT1-Glied und I-Glied

Wie in Kap. 7.1 beschrieben, wirkt die dreiphasige gleichgerichtete Netzspannung  $u_{N_{LL,rect}}$  am Ausgang des Tiefsetzstellers als Störgröße auf den Regelkreis. Diese kann vernachlässigt werden, wenn sie dem Reglerausgang aufgeschaltet wird (Störgrößenkompensation). In praktischen Versuchen hat sich herausgestellt, dass ein Aufschalten der am Ausgang des Tiefsetzstellers gemessenen gleichgerichteten Netzspannung wenig robust ist und es aufgrund von Rückwirkungen der Rückspeiseschaltung auf diese Spannung zu Regelschwingungen kommen kann. Deutlich robuster ist es diese Spannung mittels eines dreiphasigen Phasenregelkreises (PLL), der für die Generierung der Wechselrichteransteuersignale ohnehin notwendig ist, zu schätzen. Abb. 7.5 visualisiert diesen Ansatz.



Abbildung 7.5: Regelungstechnisches Ersatzschaltbild der Störgrößenaufschaltung

Der PLL hat als Eingangsgrößen die drei Netzaußenleiterspannungen und liefert als Ausgangsgrößen den geschätzten Netzwinkel  $\tilde{\varphi}_N$  und die geschätzte Amplitude der Außenleiterspannungen  $\tilde{u}_L$ . Auf die Auslegung und Funktionsweise des PLL wird detaillierter in Kap. 7.2 eingegangen. Aus dem geschätzten Netzwinkel  $\tilde{\varphi}_N$  und der geschätzten Netzamplitude  $\tilde{u}_N$  lässt sich dann die geschätzte gleichgerichtete Netzspannung  $\tilde{u}_{N_{LL,rect}}$  berechnen, die dann als Störgrößenaufschaltung auf den Reglerausgang addiert wird.

## 7.1.3 Führungsübertragungsfunktion der Regelstrecke

Mit Hilfe des Ersatzschaltbildes nach Abb. 7.3 lassen sich die Übertragungsfunktionen für die Regelstrecke (Gl. 7.4) und den Regler (Gl. 7.5) aufstellen, welche als Grundlage für die weiteren Entwurfsverfahren dienen. Hierbei wird der Einfluss der Störgröße  $u_{N_{LL,rect}}$ vernachlässigt bzw. es wird von einer idealen Kompensation durch die Störgrößenaufschaltung  $\tilde{u}_{N_{LL,rect}}$  ausgegangen.

$$G_s(s) = \frac{1}{R_L} \cdot \frac{1}{1 + s \cdot \frac{L_{Ts}}{R_L}} \cdot \frac{1}{1 + s \cdot T_{\sigma}}$$

$$G_s(s) = K_s \frac{1}{1 + s \cdot T_L} \cdot \frac{1}{1 + s \cdot T_{\sigma}} \text{ mit } K_s = \frac{1}{R_L} \text{ und } T_L = \frac{L_{Ts}}{R_L}$$
(7.4)

$$G_R(s) = K_P \cdot \frac{1 + s \cdot T_n}{s \cdot T_n} \tag{7.5}$$

Daraus ergeben sich die Übertragungsfunktionen des offenen (Gl. 7.6) und des geschlossenen (Gl. 7.7) Regelkreises:

$$G_O(s) = G_R(s) \cdot G_s(s)$$
  

$$G_O(s) = K_s \cdot K_P \cdot \frac{1 + s \cdot T_n}{s \cdot T_n} \cdot \frac{1}{1 + s \cdot T_L} \cdot \frac{1}{1 + s \cdot T_\sigma}$$
(7.6)

$$G_{W}(s) = \frac{Z_{W}(s)}{N_{W}(s)} = \frac{G_{O}(s)}{1 + G_{O}(s)}$$

$$G_{W}(s) = \frac{1 + s \cdot T_{n}}{1 + s \cdot T_{n} \left(1 + \frac{1}{K_{S} \cdot K_{P}}\right) + s^{2} \cdot \frac{T_{n} \cdot (T_{L} + T_{\sigma})}{K_{S} \cdot K_{P}} + s^{3} \cdot \frac{T_{n} T_{L} T_{\sigma}}{K_{S} K_{P}}}$$
(7.7)

Anhand von Gl. 7.6 und Gl. 7.7 kann der Reglerentwurf erfolgen.

#### 7.1.4 Gegenüberstellung versch. Entwurfsverfahren

Für die Bestimmung der Reglerparameter können verschiedene Einstellregeln verwendet werden. Hierbei existieren sowohl heuristische Verfahren z.B. nach Ziegler-Nichols oder Chien-Hrones-Reswik ([LW10] S.441 ff.) als auch analytische Verfahren wie das Frequenzkennlinienverfahren (siehe z.B. [Gau14] oder [DL93] S.241 ff.) oder das Wurzelortskurvenverfahren (siehe [DL93] S.346). Im Bereich der elektrischen Antriebstechnik sind Auslegungen nach dem "Betragsoptimum", sowie nach dem "symmetrischen Optimum" etabliert. Beide Entwurfsverfahren sind ohne großen mathematischen Aufwand anwendbar und liefern ein gutes Einschwingverhalten. Im Folgendem werden beide Verfahren kurz vorgestellt und bezüglich des Anregelund Störverhaltens miteinander verglichen.

#### Entwurf nach Betragsoptimum

Beim Betragsoptimum (siehe z.B. [LW10] S.452 ff., [Sch09b] S.46 ff., [FDK08] S.258 ff.) soll der Betrag der Führungsübertragungsfunktion (Gl. 7.7) für möglichst hohe Frequenzen auf Eins gehalten werden, wodurch sich eine hohe Bandbreite der Führungsübertragungsfunktion ergibt. Ist, wie in der Regelstrecke nach Gl. 7.4, eine große Zeitkonstante  $(1+s \cdot T_L)$  enthalten, so kann diese für ein schnelles Einschwingverhalten mit der Zählerkomponente  $(1+s \cdot T_n)$  durch Kürzen kompensiert werden. Die Nachstellstellzeit des PI-Reglers ergibt sich somit zu:

$$T_n = T_L \tag{7.8}$$

Hiermit ergibt sich für den offenen Regelkreis:

$$G_O(s) = K_s \cdot K_P \cdot \frac{1}{s \cdot T_n} \cdot \frac{1}{1 + s \cdot T_\sigma}$$
(7.9)

und für den geschlossenen Regelkreis:

$$G_W(s) = \frac{G_O(s)}{1 + G_O(s)} = \frac{1}{\frac{T_n \cdot T_\sigma}{K_s \cdot K_P} \cdot s^2 + \frac{T_n}{K_s \cdot K_P} \cdot s + 1}$$
(7.10)

mit  $s = j\omega$  gilt:

$$G_W(j\omega) = \frac{G_O(j\omega)}{1 + G_O(j\omega)} = \frac{1}{-\frac{T_n \cdot T_\sigma}{K_s \cdot K_P} \cdot (\omega)^2 + \frac{T_n}{K_s \cdot K_P} \cdot (j\omega) + 1} \quad (7.11)$$

Gemäß dem oben beschriebenem Optimierungsziel soll nun  $|G_W(j\omega)| \rightarrow 1$ gehen:

$$|G_W(j\omega)| = \frac{1}{\sqrt{\left(1 - \frac{T_n \cdot T_\sigma}{K_s \cdot K_P} \omega^2\right)^2 + \left(\frac{T_n}{K_s \cdot K_P} \cdot \omega\right)^2}} \stackrel{!}{\approx} 1 \tag{7.12}$$

was gleichbedeutend ist mit:

$$|G_W(j\omega)|^2 = \frac{1}{1 - \underbrace{\left(\frac{T_n^2}{K_s^2 \cdot K_P^2} - \frac{2 \cdot T_n \cdot T_\sigma}{K_s \cdot K_p}\right)}_{\stackrel{!}{=} 0} \cdot \omega^2 + \underbrace{\left(\frac{T_n \cdot T_\sigma}{K_s \cdot K_P}\right)^2}_{\stackrel{!}{=} 0} \cdot \omega^4}_{\stackrel{!}{=} 0} (7.13)$$

Der Betrag  $|G_W(j\omega)|$  ist dann Eins, wenn Zähler und Nenner gleich groß sind. Da aber nur noch der eine freie Parameter  $K_P$  vorhanden

ist, kann lediglich der Therm vor  $\omega^2$ zu Null gesetzt werden. Aus dieser Forderung ergibt sich die Reglerverstärkung:

$$K_P = \frac{T_n}{2 \cdot K_s \cdot T_\sigma} \tag{7.14}$$

Ein Vorfilter ist nicht erforderlich ( $T_{fi} = 0$ ). Die Kennwerte der Sprungantwortfunktion sind bei allen betragsoptimierten Regelkreisen gleich ([LW10] S.455):

$$\begin{array}{ll} \text{Anregelzeit} & t_{anr} = 4, 7 \cdot T_{\sigma} \\ \text{Überschwingweite} & \ddot{u} = 4, 3\% \end{array}$$

#### Entwurf nach Symmetrischem Optimum

Das symmetrische Optimum ist eine Einstellregel die von C. Kessler 1958 angegeben wurde ([FDK08] S.261) und sich dann besonders gut anwenden lässt, wenn sich die Regelstrecke  $G_s(s)$  in eine Gruppe großer und eine Gruppe kleiner Zeitkonstanten zerlegen lässt ([FDK08] S.261). In [Sch09b] S.60 ff. und [LW10] S.464 ff. wird dieses Verfahren für eine Regelstrecke beschrieben, die aus einem PT1-Glied mit kleiner Zeitkonstanten  $T_{\sigma}$  und aus einem Integralglied mit der Verstärkung  $1/L_{Ts}$  besteht (Struktur wie Abb. 7.4). Das Verfahren lässt sich aber auch für Regelstrecken anwenden, wenn diese ein Verzögerungselement mit sehr großer Zeitkonstante enthält, das in erster Näherung wie ein I-Glied wirkt ([LW10] S.474):

$$\frac{K_s}{1+T_L \cdot s} \approx \frac{1}{T_L/K_s \cdot s} = \frac{1}{L_{Ts} \cdot s} \text{ bei } T_L \gg a^2 \cdot T_\sigma$$
(7.15)

Die Reglerübertragungsfunktion  $G_R(s)$  wird beim symmetrischen Optimum so ausgelegt, dass die Durchtrittskreisfrequenz des geschlossenen Regelkreises das geometrische Mittel der Eckkreisfrequenzen  $\omega_{T_n} = 1/T_n$  und  $\omega_{\sigma} = 1/T_{\sigma}$  annimmt. Dadurch ergibt sich eine gewisse Symmetrie des Frequenzgangs  $|G_W(j\omega)|$  bei der Durchtrittskreisfrequenz, was dem Verfahren den Namen gab ([FDK08] S.261). Durch geeignete Wahl des Parameters *a* lässt sich eine Phasenreserve  $\Phi_r$ einstellen, die dem Regelkreis das gewünschte Einschwingverhalten gibt ([LW10] S.464). Die häufig verwendete Einstellung a = 2 liefert ähnlich wie beim Betragsoptimum für einen großen Frequenzbereich  $|G_W(s)| \approx 1$  und ist daher oftmals besonders vorteilhaft. Die Optimierung wird bezüglich des Nennerpolynoms  $N_W(j\omega)$  vorgenommen. Dafür wird der Zähler in Gl. 7.7 durch ein Vorfilter kompensiert:

$$G_{fi}(s) = \frac{1}{1 + T_{fi} \cdot s} = \frac{1}{1 + T_n \cdot s}$$
(7.16)

Nach [LW10] S.464 ff. gelten, übertragen auf diese Anwendung, folgende Einstellregeln:

$$a = \frac{1 + \sin(\Phi_r)}{\cos(\Phi_r)} \text{ mit } a > 1 \tag{7.17}$$

Für IT1-Regelstrecke (wie Abb. 7.4):

$$K_P = \frac{L_{Ts}}{a \cdot T_{\sigma}} \tag{7.18}$$

$$T_n = a^2 \cdot T_\sigma \tag{7.19}$$

Für PT2-Regelstrecke mit einer großen Zeitkonstanten  $T_L$  (wie Abb. 7.3):

$$K_P = \frac{T_L}{a \cdot K_S T_\sigma} \tag{7.20}$$

$$T_n = a^2 \cdot T_\sigma \tag{7.21}$$

In [LW10] S.471 sind Kennwerte der Führungsübertragungsfunktion für symmetrisch optimierte IT1-Regelstrecken angegeben:

Anregelzeit  $t_{anr} = 7, 6 \cdot T_{\sigma}$ Überschwingweite  $\ddot{u} = 8, 1\%$ 

#### Vergleich der Entwurfsverfahren

Abb. 7.6 zeigt das Einschwingverhalten (Ersatzschaltbild siehe Abb. 7.3) für die Auslegungsverfahren "symmetrisches Optimum" sowie "Betragsoptimum" bei einer sprungförmigen Sollwertvorgabe, sowie das Störverhalten beim Aufschalten einer sprungförmigen Störgröße zwischen den beiden PT1-Gliedern von  $U_S = 100$  V zum Zeitpunkt t = 0, 6 ms.



Abbildung 7.6: Sprungantwort bei unterschiedlichen Reglereinstellungen

Es ist zu erkennen, dass nach dem Betragsoptimum eingestellte Regelkreise zwar ein sehr gutes Einschwingverhalten haben, jedoch im Vergleich zum symmetrischen Optimum Störgrößen nur sehr lang-
sam ausgeregelt werden (weitere Erläuterungen zum Störverhalten betragsoptimierter Regelstrecken siehe z.B. [LW10] S.459). Da das Störgrößenverhalten des Stromreglers in der Anwendung als Rückspeisestromrichter besonders wichtig ist, wird dieser Aspekt für das symmetrische Optimum im folgendem Kap. 7.1.5 näher untersucht.

# 7.1.5 Verhalten der Stromregelung bei Netzstörungen

Bisher wurde stets davon ausgegangen, dass der Rückspeisestromrichter auf eine ideal sinusförmige Netzspannung einspeist und somit der Einfluss der Netzspannung durch die Störgrößenaufschaltung vollständig kompensiert wird. Praktische Versuche haben gezeigt, dass dies für nahezu sinusförmige Netzspannungen auch gut funktioniert. Insbesondere in industriellen Anwendungen kann es aber, beispielsweise durch Rückwirkungen von Brückengleichrichtern oder netzgeführten Stromrichtern, zu starker Abweichung von der Sinusform kommen, so dass die Annahme einer idealen Kompensation nicht in allen Betriebsfällen aufrecht erhalten werden kann.

Merkmale wie z.B. Amplitude, Frequenz, Symmetrie etc. der Spannung in öffentlichen Netzen sind in [EN 50160] festgelegt. Im Bereich der Antriebstechnik kommt [EN 61800-3] zur Anwendung, hier werden Mindestanforderungen bezüglich Kommutierungseinbrüchen und Netzverzerrung bei der Störfestigkeitsprüfung vorgegeben. Demnach müssen Geräte, die im industriellen Bereich eingesetzt werden, Kommutierungseinbrüche mit einer Tiefe von 40 % und einer Spannungszeitfläche von 250 %·Grad überstehen. Wie bereits in Kap. 7.1 beschrieben, kann die Regelstrecke für vernachlässigbar kleine Widerstandswerte  $R_L$  der Speicherdrossel nach Abb. 7.7 beschrieben werden.



Abbildung 7.7: Modell der Regelstrecke für Störverhalten

Diese Modellierung ist besonders vorteilhaft, da sich hierfür eine analytische Lösung für das Verhalten bei Netzstörungen herleiten lässt. Die Reglerauslegung erfolgt mittels den Gleichungen Gl. 7.18 und Gl. 7.19. Für die Untersuchung des Störverhaltens werden folgende Annahmen getroffen:

- Es wird von einer idealen Sprungfunktion als Störfunktion Z(s) ausgegangen, die einer unverzerrten Netzspannung  $u_{N_{LL,rect}}$  überlagert ist.
- Die Störgrößenaufschaltung  $\tilde{u}_{N_{LL,rect}}$  kompensiert vollständig den sinusförmigen Anteil der Netzspannung.
- Der Stromsollwert ändert sich nicht und alle Einschwingvorgänge aufgrund der Stromsollwertvorgabe sind abgeklungen.

Mit diesen Annahmen können Führungs- und Störverhalten des Regelkreises getrennt voneinander betrachtet werden und es gilt für das Störverhalten das Ersatzschaltbild nach Abb. 7.8. Der Verlauf der durch die Störung  $Z(s) = U_S/s$  verursachten Regelabweichung  $I_{abw}(s)$ sowie die Überschwinghöhe S des Stroms kann analytisch berechnet werden.



Abbildung 7.8: Reduziertes Modell der Regelstrecke für Störverhalten

Hier gilt:  $I_{abw,max} = f(U_S, T_\sigma, a, L_{Ts})$ . Folgendes Vorgehen wird durchgeführt:

- 1. Aufstellen der Störübertragungsfunktion im Bildbereich
- 2. Multiplikation von Störübertragungsfunktion und laplacetransformierter Anregungsfunktion
- 3. Rücktransformation von  $I_{abw}(s)$  in den Zeitbereich zu  $i_{abw}(t)$
- 4. Finden des Maximums der Zeitbereichsfunktion  $i_{abw}(t)$

#### Aufstellen der Störübertragungsfunktion im Bildbereich

Die Übertragungsfunktion lässt sich mit Hilfe der Abb. 7.8 aufstellen:

$$I_{abw}(s) = \frac{1}{L_{Ts} \cdot s} \cdot \left( Z(s) - \frac{1}{1 + T_{\sigma} \cdot s} \cdot \frac{T_n K_P \cdot s + K_P}{T_n \cdot s} \cdot I_{abw}(s) \right)$$
(7.22)

Dieser Ausdruck lässt sich als Störübertragungsfunktion  $G_Z(s)$  umschreiben:

$$G_Z(s) = \frac{I_{abw}(s)}{Z(s)} = \frac{(1 + T_{\sigma} \cdot s) \cdot T_n \cdot s}{(1 + T_{\sigma} \cdot s) T_n L_{Ts} \cdot s^2 + T_n K_P \cdot s + K_P}$$
(7.23)

Nach Verwendung der Reglerauslegung gemäß Gl. 7.18 und 7.19 sowie einigen Umformungen ergibt sich:

$$G_Z(s) = \frac{I_{abw}(s)}{Z(s)} = \frac{1}{L_{Ts}} \cdot \frac{\left(\frac{1}{T_{\sigma}} + s\right) \cdot s}{s^3 + \frac{1}{T_{\sigma}} \cdot s^2 + \frac{1}{aT_{\sigma}} \cdot s + \frac{1}{a^3 T_{\sigma}^3}}$$
(7.24)

## Multiplikation von Störübertragungsfunktion und laplacetransformierter Anregungsfunktion

Da ein sprungförmiger Kommutierungseinbruch nachgebildet werden soll, wird eine Sprungfunktion mit der Höhe  $U_S$  als Anregungsfunktion verwendet. Da die Gegenspannung in Gl. 7.7 negativ eingeht, muss die Sprungfunktion mit positivem Vorzeichen eingesetzt werden. Die Laplacetransformierte der Anregungsfunktion lautet daher (siehe z.B. [Ame75] S. 254):

$$Z(s) = \frac{U_S}{s} \tag{7.25}$$

Multiplikation von Gl. 7.24 und Gl. 7.25 ergibt die dem Sollstrom durch die Störung überlagerte Funktion  $I_{abw}(s)$ :

$$I_{abw}(s) = \frac{(1+T_{\sigma} \cdot s)}{s^3 + \frac{1}{T_{\sigma}} \cdot s^2 + \frac{1}{aT_{\sigma}^2} \cdot s + \frac{1}{a^3 T_{\sigma}^3}} \cdot \frac{U_S}{L_{Ts}}$$
(7.26)

#### Rücktransformation von $I_{abw}(s)$ in den Zeitbereich

Die Gl. 7.26 kann nach Umformung mittels Korrespondenztabelle (z.B. [Ame75] S.254 ff. oder [Hol73] S. 285 ff.) zurück in den Zeitbereich transformiert werden. Da es sich bei Gl. 7.26 um eine echt gebrochen rationale Funktion 3. Ordnung handelt, muss sie dafür in Partialbrüche zerlegt werden, wofür wiederum die Pole bekannt sein müssen. Hierfür muss der Nenner von Gl. 7.26 zu Null gesetzt werden<sup>6</sup>:

$$0 = s^{3} + \frac{1}{T_{\sigma}} \cdot s^{2} + \frac{1}{aT_{\sigma}^{2}} \cdot s + \frac{1}{a^{3}T_{\sigma}^{3}}$$
(7.27)

Die drei Polstellen von Gl. 7.24 lauten:

$$s_1 = -\frac{1}{aT_{\sigma}} \text{ und } s_{2/3} = \frac{1-a}{2aT_{\sigma}} \pm j \frac{\sqrt{-3-2a+a^2}}{1aT_{\sigma}}$$
 (7.28)

Damit lässt sich Gl. 7.26 in faktorisierter Form darstellen:

$$I_{abw}(s) = \frac{(1+T_{\sigma} \cdot s)T_{n} \cdot s}{(s-s_{1})(s-s_{2})(s-s_{3})} \cdot \frac{U_{max}}{L_{S}}$$
(7.29)

Für diesen Ausdruck existieren zwar Korrespondenzen (siehe z.B. [Ame75] S.256), jedoch ist die Verwendung aufgrund der komplexen Pole  $s_2$  und  $s_3$  aufwändig. Für die Rücktransformation ist es einfacher nur den reellen Linearfaktor  $s_1$  abzuspalten und folgenden Ansatz zu wählen:

$$I_{abw}(s) = \frac{A \cdot s + B}{s^2 + \nu \cdot s + \xi} + \frac{C}{s - s_1}$$
(7.30)

Hierbei werden  $\nu$  und  $\xi$  mittels Polynomdivision ermittelt:

$$s^{3} + \frac{1}{T_{\sigma}} \cdot s^{2} + \frac{1}{aT_{\sigma}^{2}} \cdot s + \frac{1}{a^{3}T_{\sigma}^{3}} : (s + \frac{1}{aT_{\sigma}}) = s^{2} + \underbrace{\left(\frac{1}{T_{\sigma}} - \frac{1}{aT_{\sigma}}\right)}_{\nu} \cdot s + \underbrace{\frac{1}{a^{2}T_{\sigma}}}_{\xi}$$
(7.31)

Die Bestimmung der Koeffizienten A, B und C erfolgt durch Koeffzientenvergleich von Gl. 7.26 und Gl. 7.30:

<sup>&</sup>lt;sup>6</sup>Das analytische Lösen kubischer Gleichungen wie Gl. 7.27 ist nur mit großem mathematischen Aufwand möglich (Lösungsverfahren siehe z.B. [Bro+06] S.41 ff. oder [Pap03] S.19), daher bietet sich hier für das symbolische Lösen die Verwendung von Mathematikprogrammen wie z.B. Mathematica oder MuPAD an.

$$A + C = 0$$

$$\frac{1}{T_{\sigma}} \cdot A + B + \nu \cdot C = 1$$

$$\frac{1}{T_{\sigma}} + \xi \cdot C = \frac{1}{T_{\sigma}}$$
(7.32)

Lösen des Gleichungssystems 7.32 liefert A = 0, B = 1 und C = 0, womit Gl. 7.26 in die viel einfachere Gl. 7.33 zerfällt.

$$I_{abw}(s) = \frac{1}{s^2 + \left(\frac{1}{T_{\sigma}} - \frac{1}{aT_{\sigma}}\right) \cdot s + \frac{1}{a^2 T_{\sigma}^2}} \cdot \frac{U_S}{L_{Ts}}$$
(7.33)

Umformen von Gl. 7.33 liefert:

$$I_{abw}(s) = \frac{1}{(s-\iota)^2 + \kappa} \cdot \frac{U_S}{L_{Ts}} \text{ mit } \iota = \frac{1-a}{2aT_{\sigma}} \text{ und } \kappa = \sqrt{\frac{4-(a-1)^2}{4a^2T_{\sigma}^2}}$$
(7.34)

Wobei für den relevanten Wertebereich 1 < a < 3 gilt:  $\iota \in \mathbb{R}_{<0}$  und  $\kappa \in \mathbb{R}_{>0}$ . Auf Gl. 7.34 kann nun die Korrespondenz Gl. 7.35 angewendet werden (Quelle: [Ame75] S.257):

$$\frac{1}{(s-\iota)^2 + \kappa} \bullet - \circ \frac{1}{\kappa} \cdot e^{\iota t} \cdot \sin(\kappa t)$$
(7.35)

Es ergibt sich die Zeitbereichsfunktion  $i_{abw}(t)$ :

$$i_{abw}(t) = \frac{1}{\kappa} \cdot e^{\iota \cdot t} \cdot \sin(\kappa \cdot t) \cdot \frac{U_S}{L_{Ts}}$$
(7.36)

Bei  $i_{abw}(t)$  handelt sich also um eine gedämpfte Sinusschwingung, deren Amplitude proportional zum Quotienten  $U_S/L_{Ts}$  ist. Anhand von Gl. 7.36 ist erkennbar, dass durch Verwendung eines großen Induktivitätswertes der Einfluss von Spannungseinbrüchen auf die Stromregelung reduziert werden kann.

#### Finden des Maximums der Zeitbereichsfunktion

Die maximale Stromabweichung, die sich aufgrund des Spannungseinbruchs einstellt, kann durch Nullsetzen der Ableitung von Gl. 7.36 ermittelt werden. Aus:

$$i'_{abw}(t) = 0 = \iota \cdot e^{\iota \cdot t} \cdot \sin(\kappa \cdot t) + e^{\iota \cdot t} \cdot \kappa \cdot \cos(\kappa \cdot t)$$
(7.37)

Folgt:

$$t_{max} = \frac{1}{\kappa} \cdot \arctan\left(-\frac{\kappa}{\iota}\right) \tag{7.38}$$

Wird nun Gl. 7.38 in Gl. 7.36 eingesetzt, so ergibt sich das durch die Störung verursachte Strommaximum zu:

$$I_{abw,max} = \frac{U_S}{\kappa \cdot L_{Ts}} \cdot e^{\frac{\iota}{\kappa} \cdot \arctan\left(-\frac{\kappa}{\iota}\right)} \cdot \sin\left(\arctan\left(-\frac{\kappa}{\iota}\right)\right)$$
(7.39)

Wird hier  $\iota = \frac{1-a}{2aT_{\sigma}}$  und  $\kappa = \sqrt{\frac{4-(a-1)^2}{4a^2T_{\sigma}^2}}$  (siehe Gl. 7.34) eingesetzt, so ergibt sich:

$$I_{abw,max} = \xi \cdot \frac{U_S \cdot T_\sigma}{L_{Ts}} \tag{7.40}$$

mit

$$\xi = \frac{2a}{\sqrt{4 - (a-1)^2}} \cdot e^{\frac{1-a}{\sqrt{4 - (a-1)^2}} \cdot \arctan\left(-\frac{\sqrt{4 - (a-1)^2}}{1-a}\right)}$$
(7.41)

Bei der häufig verwendeten Einstellung des symmetrischen Optimums a = 2 ergibt sich  $\xi \approx 1,093$ . Abb. 7.9 zeigt die Reaktion des Regelkreises (a = 2 und  $L_{Ts}$  sind so gewählt, dass sich  $\Delta I = 25\%$ von  $I_L$  ergibt) auf eine sprungförmige Störgröße mit der Höhe 100 V.



Abbildung 7.9: Regelabweichung bei sprungförmiger Störgröße

Obwohl in praktischen Anwendungen eine sprungförmige Störgröke nicht vorkommen kann, zeigt Gl. 7.40 trotzdem den Einfluss von Totzeit  $T_{\sigma}$  und Induktivität  $L_{Ts}$  auf das Störübertragungsverhalten. Sind der Netzspannung steile Störspannungen überlagert, so muss entweder die Induktivität genügend groß, oder die Totzeit genügend klein sein, damit es nicht zu unzulässig hohen Strömen kommt.

# 7.2 Phasenregelkreis PLL

In diesem Abschnitt wird die Generierung der Ansteuersignale für den Wechselrichter beschrieben. Hierfür können unterschiedliche Verfahren, z.B. Nulldurchgangserkennung oder auch wie in [PS04] beschrieben ein Hilfsgleichrichter mit Optokopplern eingesetzt werden. Diese Methoden weisen aber eine geringe Robustheit auf, da es an verzerrten Netzen häufig zu doppelten Nulldurchgängen kommen kann, was wiederum zu falschen Netzwinkeln führt. Aus diesem Grund werden hier die Ansteuersignale des Wechselrichters aus einem geschätzten Netzwinkel  $\tilde{\varphi}_N$  abgeleitet, der mittels einer dreiphasigen PLL erzeugt wird (siehe Abb. 7.10 oder [Chu00], [Has05] und [KB97]).



Abbildung 7.10: PLL-Regelkreis

Eingangsgrößen des dreiphasigen PLL sind die gemessenen Netzspannungen:

$$u_{1Pe}(t) = \hat{U}_N \cdot \cos(\omega_N t)$$
  

$$u_{2Pe}(t) = \hat{U}_N \cdot \cos(\omega_N t - \frac{2}{3\pi})$$
  

$$u_{3Pe}(t) = \hat{U}_N \cdot \cos(\omega_N t - \frac{4}{3\pi})$$
  
(7.42)

Beim dreiphasigen PLL wird die dreiphasige Netzspannung im ersten Schritt mittels der Clarke-Transformation (Gl. 7.43) in ein zweiphasiges rechtwinkeliges  $\alpha/\beta$ -System (Gl. 7.44) überführt:

$$\begin{bmatrix} u_{\alpha} \\ u_{\beta} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 2/3 & -1/3 & -1/3 \\ 0 & 1/\sqrt{3} & -1/\sqrt{3} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} u_{1Pe} \\ u_{2Pe} \\ u_{3Pe} \end{bmatrix}$$
(7.43)

Es ergibt sich:

$$u_{\alpha}(t) = \hat{U}_N \cdot \cos(\omega_N t)$$
  

$$u_{\beta}(t) = \hat{U}_N \cdot \cos(\omega_N t - \pi/2)$$
(7.44)

Werden nun die Größen aus dem  $\alpha/\beta$ -System (Gl. 7.44) in ein mit  $\omega_N$  drehendes Koordinatensystem transformiert (Parktransformation Gl. 7.45), so erscheint die Amplitude der Netzspannung in diesem

d/q-System als Gleichgröße (Gl. 7.46).

$$\begin{bmatrix} u_d \\ u_q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos(\varphi_N) & \sin(\varphi_N) \\ -\sin(\varphi_N) & \cos(\varphi_N) \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} u_\alpha \\ u_\beta \end{bmatrix}$$
(7.45)

$$\begin{bmatrix} u_d \\ u_q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \hat{U}_N \\ 0 \end{bmatrix}$$
(7.46)

Der für die Park-Transformation notwendige Netzwinkel wird mittels eines Nachlaufregelkreises geschätzt (siehe Abb. 7.10). Dabei wird der geschätzte Netzwinkel  $\tilde{\varphi}_N$  so eingeregelt, dass sich  $u_q = 0$  einstellt. Bei  $u_q = 0$  entspricht der geschätzte Netzwinkel  $\tilde{\varphi}_N$  exakt dem wirklichen Netzwinkel  $\varphi_N$ . Durch die Reglerparameter  $K_P$  und  $K_I$ lässt sich das dynamische Verhalten des PLL-Regelkreises beeinflussen, so dass der PLL-Regelkreis auch bei nichtidealer Netzspannung einen gut gefilterten Netzwinkel  $\tilde{\varphi}_N$  des Grundschwingungssystems erzeugt. Das Vorzeichen an der Summationsstelle der Rückkopplung hängt von der Formulierung der Park-Transformationsgleichungen ab, mit einem anderen Vorzeichen ergibt sich lediglich ein anderer Drehsinn des Drehstromsystems.

Mit der Annahme eines symmetrischen Drehstromsystems lassen sich unter Verwendung von Gl. 7.42, Gl. 7.43, Gl. 7.45 und einigen Additionstheoremen die Netzspannung im d/q-System (Gl. 7.47) berechnen:

$$\begin{bmatrix} u_d \\ u_q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos(\tilde{\varphi}_N) & \sin(\tilde{\varphi}_N) \\ -\sin(\tilde{\varphi}_N) & \cos(\tilde{\varphi}_N) \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} 2/3 & -1/3 & -1/3 \\ 0 & 1/\sqrt{3} & -1/\sqrt{3} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} \cos(\varphi_N) \\ \cos(\varphi_N - 2/3\pi) \\ \cos(\varphi_N - 2/3\pi) \end{bmatrix} \cdot \hat{U}_N$$

$$\begin{bmatrix} u_d \\ u_q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos(\tilde{\varphi}_N) & \sin(\tilde{\varphi}_N) \\ -\sin(\tilde{\varphi}_N) & \cos(\tilde{\varphi}_N) \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} \cos(\varphi_N) \\ \sin(\varphi_N) \end{bmatrix} \cdot \hat{U}_N$$

$$\begin{bmatrix} u_d \\ u_q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos(\tilde{\varphi}_N) \cdot \cos(\varphi_N) + \sin(\tilde{\varphi}_N) \cdot \sin(\varphi_N) \\ -\sin(\tilde{\varphi}_N) \cdot \cos(\varphi_N) + \cos(\tilde{\varphi}_N) \cdot \sin(\varphi_N) \\ -\sin(\tilde{\varphi}_N) \cdot \cos(\varphi_N) + \cos(\tilde{\varphi}_N) \cdot \sin(\varphi_N) \end{bmatrix} \cdot \hat{U}_N$$

$$\begin{bmatrix} u_d \\ u_q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos(\tilde{\varphi}_N - \varphi_N) \\ \sin(\tilde{\varphi}_N - \varphi_N) \end{bmatrix} \cdot \hat{U}_N$$

$$(7.47)$$

Anhand von Gl. 7.47 wird deutlich, dass bei einem exakt geschätzten Netzwinkel ( $\tilde{\varphi}_N = \varphi_N$ ) die Spannung  $u_d = \hat{U}_N$  und  $u_q = 0$  ist.

Die Struktur des PLL kann mit dem in Abb. 7.11 dargestellten regelungstechnischen Ersatzschaltbild beschrieben werden. Wird der eingerastete Zustand der PLL betrachtet, so kann der Winkelfehler  $\tilde{\varphi}_N - \varphi_N$  als klein angesehen werden und eine Näherung  $sin(x) \approx x$  durchgeführt werden.



Abbildung 7.11: Regelungstechnisches Ersatzschaltbild des dreiphasigen PLL

Abb. 7.12 zeigt das sich ergebende Ersatzschaltbild. Hier ist zu erkennen, dass die Amplitude der Netzspannung als Proportionalglied in der Regelstrecke auftritt.



Abbildung 7.12: Regelungstechnisches Ersatzschaltbild des linearisierten dreiphasigen PLL

Wird nun von einem Drehstromsystem mit einer Amplitude von 1 V ausgegangen, was praktisch dadurch zu erreichen ist, dass  $u_q$  auf die Amplitude der Netzbemessungsspannung normiert wird, so ergibt sich eine Regelstrecke nach Abb. 7.13.



Abbildung 7.13: Regelungstechnisches Ersatzschaltbild des normierten linearisierten dreiphasigen PLL

Da dieser Regelkreis gänzlich in Software implementiert ist, existiert keine Stellgrößenbegrenzung des Reglers und die Dynamik ist somit beliebig schnell einstellbar. Durch die Reglerparameter kann jedoch das gewünschte Filterverhalten der PLL eingestellt werden. Das hier verwendete Auslegungsverfahren wird in [Bes82] und [Gar66] beschrieben.

Die Übertragungsfunktion der Regelstrecke kann mit Hilfe von Abb. 7.13 aufgestellt werden:

$$\tilde{\varphi}_N(s) = \frac{1}{s} \cdot G_R(s) \cdot (\varphi_N(s) - \tilde{\varphi}_N(s))$$
(7.48)

$$\tilde{\varphi}_N(s) = \frac{G_R(s)}{s + G_R(s)} \cdot \varphi_N(s) \tag{7.49}$$

Mit der Reglerübertragungsfunktion

$$G_R(s) = K_P + \frac{K_I}{s} \tag{7.50}$$

ergibt sich:

$$\tilde{\varphi}_N(s) = \frac{K_I + s \cdot K_P}{s^2 + K_P \cdot s + K_I} \cdot \varphi_N(s) \tag{7.51}$$

Werden die Bezeichnungen  $K_I = \omega_n^2$  und  $K_P = 2d\omega_n$  eingeführt, so kann die Übertragungsfunktion auf eine für Schwingkreise übliche Form gebracht werden (siehe [Gar66] S.9, [Bes82] S.21 und [Chu00]).

$$\tilde{\varphi}_N(s) = \underbrace{\frac{2d\omega_n \cdot s + \omega_n^2}{s^2 + 2d\omega_n \cdot s + \omega_n^2}}_{H(s)} \cdot \varphi_N(s) \tag{7.52}$$

### 7.2.1 Filterverhalten des PLL

In Abb. 7.14 ist der Amplitudengang von H(s) dargestellt; er hat für Frequenzen  $\omega/\omega_n > 1, 4$  Tiefpassverhalten. Ein optimales Einschwingverhalten der PLL wird nach [Bes82] S.21 mit d = 0,7 erreicht. Mit der Kreisfrequenz  $\omega_n$  kann das dynamische Verhalten der PLL eingestellt werden. Hierbei muss stets ein Kompromiss gefunden werden; bei kleinen Werten von  $\omega_n$  kann  $\tilde{\varphi}_N$  einer Änderung von  $\varphi_N$  nur langsam folgen, dafür werden Störungen aber gut herausgefiltert. Da mittels der dreiphasigen PLL eine Synchronisation auf die Netzspannung erfolgen soll, so kann angenommen werden, dass sich die Frequenz der Netzspannung nur geringfügig ändert. Somit muss bei der Auslegung der PLL lediglich beachtet werden, dass der Ein-

schwingvorgang in akzeptabler Zeit abgeschlossen ist.



Abbildung 7.14: Bode-Diagramm der Phasenübertragungsfunktion

## 7.2.2 PLL bei nicht idealem Drehstromsystem

In praktischen Anwendungen, insbesondere in industrieller Umgebung bildet die Netzspannung nie ein ideales Drehstromsystem, die Netzverzerrung hat Auswirkungen auf den geschätzten Netzwinkel (Weitere Informationen siehe auch [Chu00]). Die Einflüsse eines nicht idealen Drehstromsystems lassen sich aber durch Ausnutzen der Filterwirkung der PLL (Abb. 7.14) deutlich minimieren, was im Folgenden gezeigt werden soll. Folgende Phänomene werden näher untersucht:

- Netzspannung mit unterschiedlichen Amplituden
- Oberschwingungen in der Netzspannung
- Gleichanteil auf der Netzspannung

Die ausführliche Herleitung der Bestimmungsgleichungen für den jeweiligen Winkelfehler sind in A.7 zu finden.

#### Netzspannung mit unterschiedlichen Amplituden

Beispielsweise durch unsymmetrische Belastung der Netzphasen kann es zu unterschiedlichen Amplitudenwerten kommen. Dies kann mit den Gl. 7.53 ausgedrückt werden<sup>7</sup>.

$$u_{1Pe}(t) = \hat{U}_N \cdot \cos(\omega_N t)$$
  

$$u_{2Pe}(t) = \hat{U}_N (1+\beta) \cdot \cos(\omega_N t - 2/3\pi)$$
  

$$u_{3Pe}(t) = \hat{U}_N (1+\gamma) \cdot \cos(\omega_N t - 4/3\pi)$$
  
(7.53)

Weitere Informationen zu Ursachen für unsymmetrische Netze, sowie die Auswirkungen der Unsymmetrie sind in [Dri04] zu finden. Maximalwerte für die Unsymmetrie in öffentlichen Netzen werden in [EN 50160] und in [Dri04] angegeben.

Gl. 7.54 (Herleitung siehe A.7) zeigt, dass durch das Ungleichgewicht der Netzphasen ein Winkelfehler entsteht, der sich mit doppelter Netzfrequenz dem richtig geschätzten Netzwinkel überlagert.

$$\Delta\varphi_N(t) = \frac{\sqrt{3}\beta - \sqrt{3}\gamma}{6}\cos(2\omega_N t) + \frac{\beta + \gamma}{6}\sin(2\omega_N t)$$
(7.54)

Hierbei liefert die Gl. 7.54 den Winkelfehler für einen PLL ohne Filterwirkung ( $\omega_n \to \infty$ ). Wird nun ein Wert für  $\omega_n$  gewählt, für den gilt:  $\frac{2\omega_N}{\omega_n} > 1,4$  (vgl. Abb. 7.14), dann kann durch den PLL eine Dämpfung des Winkelfehlers erfolgen.

 $<sup>^7\</sup>beta$ und  $\gamma$  sollen hierbei als konstant angenommen werden.



Abbildung 7.15: Simulierte Filterwirkung der PLL bei unterschiedlicher Reglerdynamik ( $\beta = 0, 2; \gamma = -0, 3; d = 0, 7$ )

Abb. 7.15 zeigt exemplarisch ein unsymmetrisches Drehstromnetz, sowie die daraus mittels PLL generierten Netzwinkel und Winkelfehler für einen sehr großen Wert ( $\omega_n = 100000 \ 1/s$ ) und einen sehr kleinen Wert ( $\omega_n = 20\pi \ 1/s$ ). In Abb. 7.15 unten ist zu erkennen, dass sich bei  $\omega_n = 20\pi \ 1/s$  und  $\omega = 2 \cdot \omega_N$  ( $\omega/\omega_n = 10$ ) eine Dämpfung des Winkelfehlers von ca. 17 dB ergibt.

#### Oberschwingungen in der Netzspannung

Oberschwingungen in der Netzspannung entstehen durch Geräte mit nichtlinearer Stromaufnahme. In industriellen Netzen sind dies in erster Linie solche, die netzseitig einen ungesteuerten dreiphasigen Gleichrichter aufweisen. Als Oberschwingungen treten hier insbesondere ungradzahlige, nicht durch 3 teilbare Oberschwingungen (5, 7, 11, 13, ...) auf. Weitere Informationen zur Entstehung, Reduzierung und Berechnung von Oberschwingungen sind in [Cha02], [HJS00] und [AKB14] zu finden. Eine durch dreiphasige Gleichrichter verzerrte Netzspannung lässt sich wie folgt beschreiben:

$$\begin{aligned} u_{1Pe}(t) &= \hat{U}_N \cdot \cos(\omega_N t) + \hat{U}_5 \cdot \cos(5\omega_N t) + \hat{U}_7 \cdot \cos(7\omega_N t) \dots \\ u_{2Pe}(t) &= \hat{U}_N \cdot \cos(\omega_N t - \frac{2}{3}\pi) + \hat{U}_5 \cdot \cos(5\omega_N t - \frac{5 \cdot 2}{3}\pi) + \hat{U}_7 \cdot \cos(7\omega_N t - \frac{7 \cdot 2}{3}\pi) \dots \\ u_{3Pe}(t) &= \hat{U}_N \cdot \cos(\omega_N t - \frac{4}{3}\pi) + \hat{U}_5 \cdot \cos(5\omega_N t - \frac{5 \cdot 4}{3}\pi) + \hat{U}_7 \cdot \cos(7\omega_N t - \frac{7 \cdot 4}{3}\pi) \dots \\ (7.55) \end{aligned}$$

Für ein derartiges Drehstromsystem berechnet sich der Winkelfehler bei einem dreiphasigen PLL nach Gl. 7.56 (Herl. siehe Kap. A.7).

$$\Delta\varphi(t) = \frac{-\hat{U}_5 + \hat{U}_7}{\hat{U}_N} \sin(6\omega_N t) + \frac{-\hat{U}_{11} + \hat{U}_{13}}{\hat{U}_1} \sin(12\omega_N t) + \dots$$

(7.56)



Abbildung 7.16: Simulation des Winkelfehlers bei Überlagerung der 5. Oberschwingung (Amplitude 10% von Grundschwingung)

In Gl. 7.56 ist zu erkennen, dass durch die 5. und 7. Oberschwingung ein Winkelfehler entsteht, der mit 6-facher Netzfrequenz schwingt.

Die 11. und die 13. Oberschwingung wiederum erzeugen eine Schwingung des Winkelfehlers mit 12-facher Netzfrequenz.

In Abb. 7.16 ist ein 50Hz-Drehstromsystem dargestellt, dem eine 5. Oberschwingung überlagert ist. Die sich ergebende 6. Oberschwingung des Winkelfehlers wird für  $\omega_n = 20\pi$  <sup>1</sup>/<sub>s</sub> stark gedämpft.

#### Offset in der Netzspannung

Ursächlich für einen Offset in der gemessene Netzspannung (Gl. 7.57) sind meist fehlerhafte Messschaltungen, da Gleichanteile über Transformatoren nicht übertragen werden können.

$$u_{1Pe}(t) = \hat{U}_N \cdot \cos(\omega_N t) + U_{U0}$$
  

$$u_{2Pe}(t) = \hat{U}_N \cdot \cos(\omega_N t - \frac{2}{3}\pi) + U_{V0}$$
  

$$u_{3Pe}(t) = \hat{U}_N \cdot \cos(\omega_N t - \frac{4}{3}\pi) + U_{W0}$$
  
(7.57)

Durch den Offset entsteht ein Winkelfehler, der gemäß Gl. 7.58 mit Netzfrequenz dem richtig geschätzten Netzwinkel überlagert ist (Herleitung siehe A.7).

$$\Delta\varphi(t) = \frac{-2U_{U0} + U_{V0} + U_{W0}}{3 \cdot U_N} \sin(\omega_N t) + \frac{U_{V0} - U_{W0}}{\sqrt{3} \cdot U_N} \cos(\omega_N t)$$
(7.58)

Die Abb. 7.17 zeigt, dass der entstehende Winkelfehler durch den PLL mit  $\omega_n = 20\pi \, 1/s$  zwar gedämpft wird, die Dämpfung jedoch aufgrund der niedrigen Frequenz im Vergleich zu Netzspannungen mit ungleicher Amplitude oder bei Oberschwingungen nur gering ausfällt.



Abbildung 7.17: Simulation: Winkelfehler bei Netzspannung mit Offset  $(U_{U0} = 0; U_{V0} = 0, 1 \cdot \hat{U}_N; U_{W0} = 0, 2 \cdot \hat{U}_N)$ 

## 7.2.3 Einrastverhalten des PLL

In diesem Abschnitt soll das Synchronisieren der PLL auf die Netzspannung (Einrastverhalten) untersucht werden. Für alle bisherigen Betrachtungen der PLL wurde vom eingerasteten Zustand, der in der Literatur auch als Haltebereich ([Bes82] S.25) bezeichnet wird, ausgegangen. Hier erfolgte unter der Annahme kleiner Winkel die Näherung sin(x) = x. Um die Einrastzeit zu ermitteln, darf diese Näherung jedoch nicht angewendet werden, da die Sinusfunktion abhängig vom Winkel als Mitkopplung oder Gegenkopplung wirkt. Weiterhin muss das Einschwingverhalten wie in Abb. 7.19 dargestellt, bei unterschiedlichen Startwinkeln  $\varphi_N(t=0)$  betrachtet werden.

Bei großen Werten von  $\omega_n$  erfolgt die Synchronisation innerhalb von Bruchteilen einer Netzperiode. Dieser Zustand wird in der Literatur als "Fangen" bezeichnet. Bei kleinen Werten von  $\omega_n$  vergehen mehrere Netzperioden, bis die PLL eingerastet ist. Bei diesem sogenannten "Ziehen" wobbelt die Kreisfrequenz  $\tilde{\omega}_N$  hin und her, jedoch erhöht sich langsam der Mittelwert von  $\tilde{\omega}_N$  bis die PLL eingerastet ist (siehe cyanfarbener Verlauf in Abb. 7.18 oben).



Abbildung 7.18: Simulierter Einrastvorgang bei unterschiedlichen Reglereinstellungen

Die Dauer des Einschwingvorgangs wird im wesentlichen durch die Wahl von  $\omega_n$  bestimmt (siehe Abb. 7.18). Die mathematische Bestimmung der Einrastzeit ist nach [Bes82] nur näherungsweise möglich. In [Bes82] ist eine Formel<sup>8</sup> für die Fangzeit  $t_L$  angegeben:

$$t_L \approx \frac{1}{\omega_n} \tag{7.59}$$

Die Fangzeit ist die Zeitdauer, die nach dem Einschalten vergeht, bis die geschätzte Kreisfrequenz  $\tilde{\omega}_N$  erstmalig der wirklichen Kreisfrequenz  $\omega_N$  entspricht.

Für den Ziehvorgang (kleine Werte von  $\omega_n$ ) wird in [Bes82] S.27 und [Gar66] S.46 eine Näherungsformel angegeben, die sich für den

<sup>&</sup>lt;sup>8</sup>Diese gilt nur für große Werte von  $\omega_n$ .

Startwert  $\tilde{\omega}_N(t=0) = 0$  wie folgt ergibt:

$$t_P \approx \frac{\omega_N^2}{2 \cdot d \cdot \omega_n^3} \tag{7.60}$$

Beide Formeln liefern zwar Zeiten, die den Einrastvorgang charakterisieren, jedoch wird beim Betrachten von Abb. 7.18 deutlich, dass der PLL zu beiden Zeitpunkten nicht als eingeschwungen angesehen werden kann. Aus diesem Grund soll die Einrastzeit  $t_E$  mittels einer Simulation bestimmt werden. Für die Definition von  $t_E$  wird um die tatsächliche Kreisfrequenz ( $\omega_N = 2\pi 50 \, {}^{1/s}$ ) ein Toleranzband der Breite  $\omega = 2\pi 1 \, {}^{1/s}$  gelegt (siehe Abb. 7.18). Die Zeit  $t_E$  wird als die Zeit definiert, die vom Einschalten bis zu dem Zeitpunkt vergeht, an dem  $\tilde{\omega}_N$  letztmalig außerhalb des Toleranzbandes liegt.

Abb. 7.19 zeigt das verwendete Simulationsmodell, bei dem die Parameter  $\varphi_N(t=0)$  und  $\omega_n$  variiert werden. Für jeden vorgegebenen Wert  $\omega_n$  wird der Anfangswinkel  $\varphi_N(t=0)$  von 1° bis 360° in 1°-Schritten variiert. Die Amplitude der Netzspannung wird für die Simulation zu  $\hat{U}_N = 1$  angenommen, was praktisch durch entsprechende Normierung zu erreichen ist.



Abbildung 7.19: Ersatzschaltbild eines nichtlinearen PLL

In Abb. 7.20 sind für jeden vorgegebenen Wert  $\omega_n$  punktweise 360 verschiedene Einrastzeiten  $t_E$  angegeben, die eine Abschätzung des Wertebereichs von  $t_E$  ermöglichen. Weiterhin ist in Abb. 7.20 zu erkennen, dass für kleine Werte von  $\omega_n$  die Einrastzeit  $t_E$  in guter Näherung mit der rot dargestellten Gl. 7.60 berechnet werden kann.

Mit Hilfe von Abb. 7.20 kann also abhängig von dem Regelparameter  $\omega_n$  die Zeit abgeschätzt werden, die der PLL für die Netzsynchronisation benötigt.



Abbildung 7.20: Einrastzeit in Abhängigkeit von  $\omega_n$  für verschiedene Startwinkel  $\varphi_{t=0}$  mit d=0,7

# 8 Rückspeisestromrichter an Frequenzumrichter

In den meisten bisherigen Kapiteln wurde die Funktionsweise des Rückspeisestromrichters unabhängig von dem Frequenzumrichter, dessen Zwischenkreisspannung die Eingangsspannung des Rückspeisestromrichters ist, betrachtet. Abhängig von der Bremsleistung des Frequenzumrichters und der Leistung des Rückspeisestromrichters ergibt sich jedoch häufig ein intermettierender Betrieb des Rückspeisestromrichters, der zur Folge hat, dass einzelne zeitlich begrenzte Stromblöcke in das Netz eingespeist werden. Im ersten Teil dieses Kapitels soll dieser intermettierende Betrieb näher untersucht werden.

Im zweiten Teil erfolgt die praktische Validierung des Rückspeisekonzeptes anhand einer Hubanwendung. Anhand von Leistungsmessungen wird nachgewiesen, dass sich die Energieeffizienz derartiger Anwendungen durch den Einsatz des beschriebenen Rückspeisekonzeptes signifikant steigern lässt.

# 8.1 Intermettierender Betrieb des Rückspeisestromrichters

Bei allen bisherigen Betrachtungen wurde von einer konstanten Eingangsspannung des Rückspeisestromrichters ausgegangen. Dadurch ergab sich immer ein stationärer Betriebszustand mit einem konstanten blockförmigen Netzstrom (siehe z.B. Abb. 5.6). Beim Betrieb am Frequenzumrichter stellt sich die Zwischenkreisspannung jedoch abhängig von der zu bremsenden Last  $P_{Br}$  und der Rückspeiseleistung  $P_R$  ein. Erreicht der Zwischenkreis durch Aufnahme von Bremsenergie die Einschaltschwelle des Rückspeisestromrichters, so wird dieser aktiviert und es kommt bei  $P_R > P_{Br}$  zu einem Absinken der Zwischenkreisspannung. Ist diese bis zur Ausschaltschwelle abgesunken, so wird der Rückspeisestromrichter wieder deaktiviert. Das Leistungsungleichgewicht  $P_R \neq P_{Br}$  verursacht also ein intermettierendes Betriebsverhalten des Rückspeisestromrichters (siehe Abb. 8.1), welches von folgenden Faktoren abhängt:

- der Kapazität des Zwischenkreises  $C_{ZK}$
- der Ein- und Ausschaltschwelle  $U_{R,on}$  bzw.  $U_{R,off}$
- der mittleren Rückspeiseleistung  $P_{R,avg}$
- der Bremsleistung  $P_{Br}$

Mittels einer energetischen Betrachtung lässt sich für eine zugeführte konstante Bremsleistung  $P_{Br}$  die Zeit bis zum Erreichen der Einschaltschwelle  $U_{R.on}$  berechnen:

$$t_{R0} = \frac{C_{ZK}(U_{R,on}^2 - U_{ZK,0}^2)}{2P_{Br}}$$
(8.1)

Hierbei kann näherungsweise als Startwert  $U_{ZK,0}$  die Amplitude der Netzaußenleiterspannung angenommen werden.

Wird der Rückspeisestromrichter so betrieben, dass ein zeitlich konstanter Netzstrom  $I_L$  in das Netz gespeist wird, so berechnet sich die Rückspeiseleistung als Produkt aus Strom und gleichgerichteter Netzspannung wie folgt:

$$P_R(t) = I_L \cdot \hat{U}_{N_{LL,rect}}(t) \tag{8.2}$$

Als mittlere Rückspeiseleistung ergibt sich:

$$P_{R,avg} = I_L \cdot \frac{\hat{U}_{N_{LL,rect}} \cdot \int_0^{\pi/6} \cos(\nu) d\nu}{\pi/6} = \frac{3}{\pi} \cdot \hat{U}_{N_{LL,rect}} \cdot I_L$$
(8.3)

Nach dem Einschalten des Rückspeisestromrichters wird der Zwischenkreis entladen, dann muss gelten:  $P_{R,avg} \ge P_{Br}$ . Die Einschaltzeit  $t_{R,ein}$  lässt sich mit einer Energiebilanz nach Gl. 8.4 berechnen:

$$\begin{pmatrix} \frac{3}{\pi} \hat{U}_{N_{LL,rect}} \cdot I_L - P_{Br} \end{pmatrix} \cdot t_{R,ein} = \frac{1}{2} C_{ZK} (U_{R,on}^2 - U_{R,off}^2)$$

$$t_{R,ein} = \frac{C_{ZK} (U_{R,on}^2 - U_{R,off}^2)}{2 \left( \frac{3}{\pi} \hat{U}_{N_{LL,rect}} \cdot I_L - P_{Br} \right)}$$

$$(8.4)$$

Nach Erreichen der Ausschaltschwelle  $U_{R,off}$  muss wiederum die Zeit  $t_{R,off}$  vergehen, bis der Rückspeisestromrichter erneut einschaltet:

$$t_{R,off} = \frac{C_{ZK}(U_{R,on}^2 - U_{R,off}^2)}{2P_{Br}}$$
(8.5)

In den meisten Anwendungen wie z.B. bei Hubwerken (siehe auch Kap. 2.3.3) werden bewegte Massen abgebremst. Die Bremsleistung  $P_{Br}$ , welche in diesem Fall in den Zwischenkreis des Umrichters fließt, kann dann für einen Bremsvorgang mit konstanter Beschleunigung  $\alpha$  wie folgt formuliert werden:

$$W_{Br} = -\eta \cdot W_{kin} = -\eta \cdot \frac{1}{2} \cdot J \cdot (\omega_0 - \alpha \cdot t)^2$$
(8.6)

$$P_{Br} = \frac{dW_{Br}}{dt} = \eta \cdot J \cdot \alpha \cdot \omega_0 - \eta J \cdot \alpha^2 \cdot t \tag{8.7}$$

Wie in Gl. 8.7 zu sehen, nimmt die Bremsleistung  $P_{Br}$  beim Abbremsen der Schwungmasse linear mit der Zeit ab, wodurch sich auch die





Abbildung 8.1: Rückspeisebetrieb an Motor mit Schwungmasse (Messung)

In Abb. 8.1 sind Netzspannung, Netzstrom, Zwischenkreisspannung und Eingangsstrom eines Rückspeisestromrichters beim Abbremsen einer Schwungmasse dargestellt. Dem durch die Filterkondensatoren verursachten Blindstrom sind blockförmige Ströme mit der Höhe  $I_L \approx 4$  A und der Breite  $t_{R,ein}$  überlagert. Die Breite  $t_{R,ein}$  der Stromblöcke wird bei vorgegebener Zwischenkreiskapazität durch das Verhältnis aus Rückspeise- und Bremsleistung bestimmt (Gl. 8.4). Dabei ähnelt der Verlauf der Zwischenkreisspannung und des Stroms in den Rückspeisestromrichter stark den gemessenen Verläufen am Bremswiderstand (siehe Abb. 2.4). In Abb. 8.2a und 8.2b ist der bei dieser Messung verwendete Rückspeisestromrichter<sup>9</sup>, sowie der Motor ( $P_B = 500 \text{ W}$ ) mit Schwungmasse ( $J \approx 0,02 \text{ kgm}^2$ ) dargestellt. Bei dem nicht dargestellten Umrichter handelte es sich um einen Typ Vector 1,5 kW der Firma MSF-Vathauer.





(b) Motor mit Schwungmasse

Abbildung 8.2: Versuchsaufbau zur Untersuchung des Rückspeisestromrichters an einem Schwungmassenantrieb

Der stark nichtsinusförmige blockförmige Verlauf des Netzstroms (siehe Abb. 8.1) scheint zunächst im Vergleich zu AFE-Stromrichtern (siehe Kap. 2.2.2) nachteilig zu sein. Wird aber ein ungesteuerter Gleichrichter als Referenz für die (niederfrequenten) Netzrückwirkungen gesehen, so weist der Rückspeisestromrichter eine vergleichbare (aber invertierte) Stromform auf. Auch hier nimmt der Gleichrichter abhängig von der Last des Zwischenkreises, der Zwischenkreiskapazität und der Netzimpedanz pulsförmige Ströme auf. Ein numerisches Verfahren zur Ermittlung derartiger Stromverläufe bei ungesteuerten Gleichrichtern wird in [AKB14] vorgestellt. Bei unverdrosselten ungesteuerten Gleichrichtern dient lediglich die Netzimpedanz als Entkopplung zwischen Netz- und Zwischenkreisspannung, so dass im dy-

<sup>&</sup>lt;sup>9</sup>Der Wechselrichter des in Abb. 8.2a dargestellten Rückspeisestromrichter ist mit IGBTs aufgebaut, daher sind wie in Kap. 5 beschrieben relativ große netzseitige Kondensatoren notwendig. Dies erklärt die in Abb. 8.1 zu erkennenden relativ großen kapazitiven Filterströme.

namischen Betrieb, beispielsweise bei Beschleunigung einer Schwungmasse, vergleichbare oder sogar größere Netzrückwirkungen auftreten können.

# 8.2 Energiebilanz am Beispiel eines Hubwerks

Wie in der Einleitung dieser Arbeit beschrieben, soll durch den Einsatz von Rückspeisestromrichtern Bremsenergie genutzt werden. Die Kap. 2.3 und Kap. 2.4 zeigen anhand von Messungen und theoretischen Betrachtungen das Energieeinsparpotential auf. In diesem Kapitel soll nun die Validierung des aufgezeigten Rückspeisekonzeptes in einer praktisch aufgebauten fördertechnischen Anlage erfolgen.

Die in Abb. 8.3 dargestellte Anlage umfasst unter anderem zwei Hubwerke, wobei bei dem linken Hubwerk ein IE2-Asynchronmotor mit Umrichter verbaut ist. Dieser Umrichter verfügt über einen Bremswiderstand und kann somit als Referenz für eine energetisch nicht optimierte Hubachse gesehen werden. Das rechte Hubwerk wird von einem Synchronmotor bewegt, dessen Umrichter mit dem in dieser Arbeit beschriebenem Rückspeisestromrichter (Topologie siehe Abb. 5.13, Platine siehe Abb. 5.14) verbunden ist.

Die Abb. 8.4 und 8.5 zeigen gemessene Leistungsverläufe  $^{10}$  (veröffentlicht in [Aus+16] ) beim Heben bzw. Senken von unterschiedlichen Massen (3,4 kg, 25 kg, 50 kg). Die gemessenen Leistungsverläufe ähneln den in Kap. 2.3.3 simulierten Verläufen (nach Abzug der Verlustleistung des AFE).

<sup>&</sup>lt;sup>10</sup>Um eine dreiphasige Leistungsmessung mit hoher Dynamik zu erhalten, wurde für jede der drei Phasen eine Strommessung B.2 und eine Spannungsmessung B.4 durchgeführt. Nach der Messdatenaufzeichnung mittels Datenrekorder B.6, erfolgte die Multiplikation von Strom und Spannung, sowie die Addition der drei Phasenleistungen und eine Filterung in Matlab (gleitender Mittelwert über 10 ms).



Abbildung 8.3: Fördertechnische Anlage: 1) Rückspeisestromrichter 1 kW, 2) energetisch optimierte Hubachse,
3) Frequenzumrichter der rechten Hubachse,
4) nicht optimierte Hubachse mit Asynchronmotor, 5) Frequenzumrichter der linken Hubachse,
6) Industrie-PC

Wird die Leistungsaufnahme der beiden Hubwerke verglichen, so nimmt das Hubwerk mit Asynchronmaschine beim Heben bedingt durch deren schlechteren Wirkungsgrad ca. 15 % mehr Leistung auf. Aufgrund des schlechten Wirkungsgrades fließt auch nur ein sehr geringer Teil der Bremsenergie zurück in den Zwischenkreis des Umrichters, so dass hier ein Rückspeisestromrichter energetisch gesehen keinen Mehrwert bringt.



Abbildung 8.4: Leistungsmessung: Hubwerk mit Asynchronmotor und Bremswiderstand



Abbildung 8.5: Leistungsmessung: Hubwerk mit Synchronmotor und Rückspeisestromrichter

Beim Hubwerk mit Synchronmaschine kann etwa $15\text{--}20\,\%$ der aufgenommenen Energie wieder ins Stromnetz eingespeist werden. Diese

Messungen bestätigen also die in Kap. 2.3.3 beschriebene Motivation, dass durch steigende Wirkungsgrade in Antrieben auch der Bedarf an energetisch sinnvoller Nutzung von Bremsenergie steigt.

Ein weiteres Argument für den Einsatz von Rückspeisestromrichtern kann die Entwärmung von Bremswiderständen sein, bei energetisch optimierten Antrieben tritt die Verlustleitung konzentriert am Bremswiderstand auf, während sich die Verlustleistung bei nicht optimierten Antrieben auf mehrere häufig räumlich verteilte Komponenten verteilt. Der Entwärmungsaspekt kann daher beispielsweise im Bereich der Holzverarbeitung oder in Kühlhäusern die ausschlaggebende Motivation für Rückspeisestromrichter sein.

# 9 Zusammenfassung und Ausblick

In dieser Arbeit wurde ein Rückspeisekonzept für Standardspannungszwischenkreisfrequenzumrichter mit ungesteuertem netzseitigen Gleichrichter vorgestellt. Dieses Konzept unterscheidet sich von allen bisher am Markt verfügbaren Rückspeiselösungen dadurch, dass Einund Rückspeisestrompfad voneinander entkoppelt sind und somit der Rückspeisestromrichter nur auf die tatsächlich anfallende Rückspeiseleistung ausgelegt werden muss. Durch diesen Ansatz können das Bauvolumen und die Kosten des Rückspeisestromrichters im Vergleich zu bestehenden Systemen deutlich reduziert werden. Da sich der Rückspeisestromrichter aus Sicht des Frequenzumrichters wie ein Bremswiderstand verhält, lassen sich die meisten Standardfrequenzumrichter problemlos mit diesem Rückspeisestromrichter ausstatten, wodurch sich ein hohes Marktpotential ergibt.

Im ersten Teil dieser Arbeit wurden unterschiedliche kommerzielle Konzepte zur Nutzung von Bremsenergie erläutert. Es wurde gezeigt, dass sich etablierte Rückspeisekonzepte nicht für Anwendungen mit einem geringen Verhältnis von motorischer und generatorischer Energie eignen. Bei einer Entkopplung von Ein- und Rückspeisepfad ist häufig aufgrund der Wirkungsgradkette nur eine geringe Rückspeiseleistung notwendig. Daher wurde in dieser Arbeit der Fokus auf Geräte mit einer Rückspeiseleistung bis ca. 5 kW Rückspeiseleistung gelegt. Zur Abschätzung der tatsächlich auftretenden Bremsenergie wurde sowohl für die Asynchronmaschine als auch für die Synchronmaschine eine Energiebilanz beim Beschleunigen und Abbremsen einer Schwungmasse aufgestellt. Als Ergebnis konnte festgestellt werden, dass bei einer typischen 4 kW Asynchronmaschine etwa 36 % der aufgewendeten Energie zurückgewonnen werden kann, bei einer vergleichbaren Synchronmaschine etwa 68 %. In realen Anwendungen, wie beispielsweise bei Förderanlagen, sind neben den elektrischen Verlusten insbesondere Verluste in den mechanischen Komponenten relevant. Anhand einer Hubwerkssimulation und mit praktischen Messungen an einem Regalbediengerät konnte nachgewiesen werden, dass das Verhältnis aus motorischer und generatorischer Energie stark anwendungsabhängig ist und bei Hubanwendungen im Bereich 10 % - 35 % liegt.

Ausgehend von den Anforderungen erfolgte im nächsten Abschnitt eine Diskussion unterschiedlicher Topologiekonzepte aus dem Bereich der Antriebstechnik und der Photovoltaik. Hierbei wurden Konzepte mit Spannungs- und Stromzwischenkreis verglichen. Durch die Verbreitung von kostengünstigen rückwärtsleitenden IGBTs haben sich bisher Topologien mit Spannungszwischenkreis in beiden Anwendungsbereichen durchsetzen können. Da aber Rückspeisestromrichter die Zwischenkreisspannung von der Netzspannung entkoppeln müssen, eignen sich hierfür insbesondere Topologien mit Stromzwischenkreis. Als ein besonders erfolgsversprechendes Konzept hat sich der indirekte Stromzwischenkreiswechselrichter (Tiefsetzsteller mit nachgeschaltetem Polwender) herausgestellt, da nur ein schnell schaltender Leistungshalbleiter und eine schnelle Diode für die Stromregelung benötigt werden. Dieses Grundkonzept eignet sich insbesondere für kleinere Leistungen bis ca. 5 kW. Firma Lenze hat parallel zu dieser Arbeit untersucht, ob das hier vorgestellte Konzept auch für höhere Leistungen anwendbar ist und 2016 einen Rückspeisestromrichter mit 48 kW vorgestellt (siehe [Len16]). Aufgrund der blockförmigen Stromform ist das Rückspeisekonzept bei sehr großen Rückspeiseleistungen jedoch fragwürdig. Ein Kriterium für eine obere Leistungsgrenze könnte das Verhältnis von Rückspeiseleistung zur Netzkurzschlussleistung sein.

Im folgenden Abschnitt der Arbeit erfolgte eine Betrachtung der einzelnen Schaltungsteile, mit denen der Rückspeisestromrichter aufgebaut ist. Beim Tiefsetzsteller lag der Schwerpunkt dieser Arbeit auf der Kombination von SiC-Halbleitern und optimierter Eisenpulverkernspeicherdrossel.

Durch den Einsatz von SiC-Bauelementen sind im Vergleich zu Si-Halbleitern bei gleichen Schaltverlusten höhere Schaltfrequenzen realisierbar und somit können magnetische Komponenten im Bauvolumen deutlich reduziert werden. Nachteilig sind bisher noch die relativ hohen Bauteilkosten. Die beschriebene Topologie des Rückspeisestromrichters profitiert aber stark von den SiC-Bauelementen, da für den Tiefsetzsteller nur ein SiC-MOSFET und eine SiC-Diode benötigt werden. Bei den aufgebauten Prototypen wurden Schaltfrequenzen bis 100 kHz realisiert, durch die rasch fortschreitende Weiterentwicklung der SiC-Bauelemente kann es aber durchaus sinnvoll sein weitere Untersuchungen mit noch höheren Schaltfrequenzen durchzuführen. Beim Wechselrichter wurden unterschiedliche Aufbaukonzepte untersucht. Durch die Stromeinprägung des Tiefsetzstellers bieten sich Thyristoren für die Realisierung der netzseitigen Wechselrichterbrücke an. In praktischen Versuchen hat sich jedoch herausgestellt, dass diese nicht in allen Betriebszuständen sicher gelöscht werden können. Daher wurde in dieser Arbeit eine asymmetrisch aufgebaute Wechselrichterbrücke vorgestellt, die in der oberen Brückenhälfte Thyristoren und in der unteren Brückenhälfte rückwärtssperrende IGBTs verwendet. Wird der dem Wechselrichter vorgeschaltete Tiefsetzsteller zum Löschen der Thyristoren genutzt, so ergibt sich eine sehr geringe Steilheit des Netzstroms, was vorteilhaft bezüglich der Störaussendungen des Rückspeisestromrichters ist. Mit Messungen
wurde belegt, dass sich durch dieses Konzept die notwendige Kapazität der netzseitigen Filterkondensatoren deutlich reduzieren lässt. Nachteilig ist die relativ hohe Durchlassspannung rückwärtssperrfähiger IGBTs. Daher könnte in weitergehenden Arbeiten untersucht werden, ob der Tiefsetzsteller so aufgebaut werden kann, dass auch Thyristoren in der unteren Brückenhälfte sicher gelöscht werden können. Ein Ansatzpunkt hierfür könnte die Verwendung eines symmetrisch aufgebauten Tiefsetzstellers sein (siehe z.B. [Sch15]).

Für ein robustes Verhalten insbesondere bei verzerrten Netzen ist die Stromregelung sowie die Synchronisation des Wechselrichters von hoher Bedeutung. Daher wurde diesen Aspekten im Kapitel "Regelung des Rückspeisestromrichters" besondere Beachtung geschenkt. In praktischen Versuchen haben sich steile Einbrüche der Netzspannung als besonders kritisch erwiesen. Es konnte mathematisch nachgewiesen werden, dass bei derartigen Störungen die Regelabweichung<sup>11</sup> von der Induktivität der Speicherdrossel, sowie den kleinen Zeitkonstanten<sup>12</sup> der Regelstrecke abhängt. Somit wird die zulässige Regelabweichung bei einer vorgegebenen Störung und bei bekannten Zeitkonstanten zur bestimmenden Größe für die Induktivität der Speicherdrossel. Eine reproduzierbare praktische Untersuchung des Regelverhaltens bei steilen Netzspannungseinbrüchen konnte im Rahmen dieser Arbeit jedoch nicht durchgeführt werden, da keine entsprechende Prüfeinrichtung<sup>13</sup> zur Generierung des Spannungseinbruchs vorhanden war.

Das Zusammenspiel von Rückspeisestromrichter und versorgendem Frequenzumrichter ist Gegenstand des nächsten Abschnittes. Abhängig von Rückspeiseleistung, Bremsleistung, den Schaltschwellen des Rückspeisestromrichters und der Zwischenkreiskapazität stellt sich

<sup>&</sup>lt;sup>11</sup>Gemeint ist die maximale Abweichung vom Stromsollwert.

<sup>&</sup>lt;sup>12</sup>Hier ist die Summe aus der Totzeit der diskreten Abtastung, sowie der Zeitkonstanten der Strommessung gemeint.

 $<sup>^{13}\</sup>mathrm{Pr}$ üfverfahren und Generatoren werden beispielsweise in DIN EN 61000-4-11 beschrieben.

ein intermettierender Rückspeisebetrieb ein, bei dem kurze Stromblöcke ins Netz eingespeist werden. Die Implementierung einer Spannungsregelung könnte an dieser Stelle für ein verbessertes Betriebsverhalten sorgen. Dieser Aspekt könnte in weiterführenden Arbeiten untersucht werden.

Am Ende der Arbeit erfolgte die Konzeptvalidierung. Hierfür wurde ein Hubwerk als Modellanwendung aufgebaut und ein Rückspeisestromrichter gemäß des beschriebenen Konzeptes integriert. Hierbei hat sich herausgestellt, dass die Nutzung von Bremsenergie insbesondere bei Antriebssystemen mit hohen Wirkungsgraden sinnvoll ist. In dem untersuchten Hubwerk konnte durch Messungen ermittelt werden, dass durch einfaches Hinzufügen eines Rückspeisestromrichters etwa 15 - 20 % Energie eingespart werden kann. Somit konnte nachgewiesen werden, dass in der Rückspeisung von Bremsenergie ein signifikantes Energieeinsparpotential liegt, dass durch das beschriebene Rückspeisekonzept genutzt werden kann.

## A Anhang

## A.1 Verlustleistung eines Pulswechselrichters

Für die Konzeptionierung von leistungselektronischen Schaltungen wie beispielsweise Frequenzumrichtern oder Netzpulsstromrichtern ist die Abschätzung der Verluste an den Halbleitern unerlässlich, da nur mit deren Kenntnis eine optimale Topologie, Schaltfrequenz und Kühlungsmaßnahme gefunden werden kann. Daher sollen an dieser Stelle Gleichungen zur Abschätzung dieser Verluste aufgeführt werden. Der Wechselrichter eines Frequenzumrichters (siehe z.B. Abb. 2.1) ist mit 6 Transistoren und 6 Freilaufdioden aufgebaut, die Verluste des Wechselrichters lassen sich mit Gl. A.1 abschätzen.

$$P_{VFU} = 6 \cdot \left( P_{condT} + P_{SWT} + P_{condD} + P_{SWD} \right)$$
(A.1)  
$$P_{condT} = \left( \frac{1}{2\pi} + \frac{m \cdot cos(\varphi)}{8} \right) \cdot V_{CE0} \cdot \hat{I} + \left( \frac{1}{8} + \frac{m \cdot cos(\varphi)}{3\pi} \right) \cdot r_{CE} \cdot \hat{I}^2$$
(A.2)

$$P_{SWT} = f_{SW} \cdot E_{on+off} \cdot \frac{\sqrt{2}}{\pi} \cdot \frac{I}{I_{Ref}} \cdot \left(\frac{V_{CC}}{V_{Ref}}\right)^{1,3}$$
(A.3)

$$P_{condD} = \left(\frac{1}{2\pi} - \frac{m \cdot cos(\varphi)}{8}\right) \cdot V_{F0} \cdot \hat{I} + \left(\frac{1}{8} - \frac{m \cdot cos(\varphi)}{3\pi}\right) \cdot r_F \cdot \hat{I}^2$$
(A.4)

$$P_{SWD} = f_{SW} \cdot E_{rr} \cdot \left(\frac{\sqrt{2}}{\pi} \cdot \frac{I}{I_{Ref}}\right)^{0,6} \cdot \left(\frac{V_{CC}}{V_{Ref}}\right)^{0,6}$$
(A.5)

Dissertation J. Austermann 165

Die Durchlass- und Schaltverluste von einem Transistor bzw. einer Freilaufdiode des Wechselrichters können mit den Gleichungen A.2 bis A.5 berechnet werden (Quelle: [Win10] S. 286 ff.). Ähnliche Bestimmungsgleichungen sind in [VDE 0160-202] S.33 ff. zu finden, eine detailliertere Betrachtung liefert [Wei08] S.50 ff. Tabelle A.1 enthält Parameter für ein typisches 4 Ampere-IGBT-Modul [Sem14].

02111101211111		
Formelzeichen	Bezeichnung	Wert
m	Modulationsgrad	veränderlich
$\hat{I}$	Amplitude FU-Ausgangsstrom	veränderlich
cos(arphi)	Verschiebungsfaktor	$\approx 1$
$f_{SW}$	Schaltfrequenz	$8\mathrm{kHz}$
$V_{CE0}$	Schwellspannung Transistor	$0,7\mathrm{V}$
$r_{CE}$	Bahnwiderstand Transistor	$0,338\Omega$
$I_{Ref}$	Referenzstrom Transistor	$4\mathrm{A}$
$V_{Ref}$	Referenzspannung Transistor	$600\mathrm{V}$
$V_{CC}$	Zwischenkreisspannung	$560\mathrm{V}$
$V_{F0}$	Schwellspannung Diode	$1\mathrm{V}$
$r_F$	Bahnwiderstand Diode	$0,\!181\Omega$
$E_{on+off}$	Schaltenergie Transistor	1,03mJ
$E_{rr}$	Schaltenergie Diode	$0,\!34mJ$

Tabelle A.1: Formelzeichen und Parameter für Modul SKii<br/>P $02\mathrm{NAC12T4V1}$ 

Die hier dargestellten Bestimmungsgleichungen können jedoch nur eine grobe Abschätzung sein, da insbesondere die Schaltverluste sehr stark von den Eigenschaften der verwendeten Schaltung (Treiber, Layout, etc.) abhängen.

### A.2 Grundlagen Tiefsetzsteller

Der Tiefsetzsteller (siehe Abb. A.1) ist ein Gleichstromsteller ohne Potenzialtrennung, der eine Eingangsspannung in eine kleinere Ausgangsspannung wandelt. Er zeichnet sich durch eine geringe Bauteilanzahl und einen hohen Wirkungsgrad aus. Die Topologie besteht im Wesentlichen aus vier Bauelementen: dem gesteuerten Leistungsschalter  $T_S$ , der Freilaufdiode  $D_S$ , einer Induktivität  $L_S$  und einem Kondensator  $C_{out}$ .



Abbildung A.1: Grundschaltung Tiefsetzsteller

Der Leistungsschalter  $T_S$  wird mit der Periodendauer  $T_s$  periodisch ein- und ausgeschaltet. Aus dem Verhältnis von Einschaltzeit  $t_{on}$ und Periodendauer ergibt sich der Tastgrad  $d = t_{on}/T_s$ . Der im Rückspeisestromrichter integrierte Tiefsetzsteller soll stets im nichtlückenden Betrieb arbeiten, in dem  $i_L > 0$  gilt. Daher wird auf die Beschreibung des lückenden Betriebs an dieser Stelle verzichtet und auf einschlägige Literatur wie z.B. [Bas14] S.31 ff. oder [Zac10] S.945 ff. verwiesen. Des Weiteren werden für die Eingangsspannung  $U_{in}$  und die Ausgangsspannung  $U_{out}$  für die grundlegende Beschreibung der Funktionsweise als konstant betrachtet. Die idealisierten Zeitverläufe sind in Abb. A.2 für d = 0, 5 dargestellt.

Für  $0 < t_1$  (Phase 1,  $T_S$  ltd.,  $D_S$  spd.) gilt:

$$u_L = U_{in} - U_{out} = L \cdot \frac{di_L}{dt} = L \cdot \frac{\Delta i_L}{\Delta t}$$
(A.6)

Wird der Leistungsschalter ausgeschaltet, kommutiert der Strom  $i_L$ , der durch die Induktivität weitergetrieben wird, auf die Diode  $D_S$ . Für  $t_1 < t < t_2$  (Phase 2,  $T_S$  spd.,  $D_S$  ltd.) gilt entsprechend:

$$u_L = -U_{out} = L_S \cdot \frac{\Delta I_L}{t_{off}} \tag{A.7}$$

Im eingeschwungenen Zustand lässt sich mit dem Ansatz:

$$\Delta I_L|_{Phase1} = \Delta I_L|_{Phase2} \tag{A.8}$$

das Übertragungsverhalten für den nichtlückenden Bertrieb herleiten:

$$U_{out} = d \cdot U_{in} \text{ mit } d = \frac{t_{on}}{t_{on} + t_{off}} = \frac{t_{on}}{T_s}$$
(A.9)

Mit den Gleichungen A.6 und A.9 lässt sich die notwendige Induktivität der Tiefsetzstellerdrossel ausrechnen:

$$L_S = \frac{(U_{in} - U_{out}) \cdot U_{out}}{\Delta I_L \cdot f_s \cdot U_{in}} \text{ mit } f_s = \frac{1}{T_s}$$
(A.10)

Gl. A.10 ist ebenfalls in [HH90] S.299 und [KS10] S.579 angegeben.



Abbildung A.2: Idealisierte Strom- und Spannungsverläufe beim Tiefsetzsteller

### A.3 Hüllkurvennäherung

Beim Einsatz neuer schneller Halbleiter (z.B. SiC oder GaN) treten extrem kurze Schaltzeiten (weniger als 30 ns) auf. Die daraus resultierenden Spannungssteilheiten (über  $100 \, {}^{kV}/\mu_s$  siehe z.B. Abb. 4.4) bewirken eine Erhöhung der Störaussendung im Bereich hoher Frequenzen. Eine spektrale Untersuchung dieses Phänomens kann beispielsweise mittels Hüllkurvennäherung durchgeführt werden. Dieses Verfahren wird z.B. in [Spe15] S.328 ff. [SK07] S.55 ff. [Hab98] S.36 ff. [Web07] S.2 beschrieben. Die pulsweitenmodulierte Spannung wird dabei als trapezförmiger Spannungsimpuls angenähert (siehe Abb. A.3a).



(a) Spannungsimpuls gleicher Spannungszeitfläche, aber unterschiedlicher Steilheit



(b) Spektren bei unterschiedlicher Flankensteilheit als Hüllkurvennäherung

Abbildung A.3: Hüllkurvennäherung (Quelle: [Spe15] S. 328)

Das sich ergebende Amplitudendichtespektrum (Abb. A.3b) des Spannungspulses kann durch folgende Funktion beschrieben werden:

$$A(f) = \hat{u}_S \cdot \tau \cdot \left| \left( \frac{\sin(\frac{2\pi f \tau}{2})}{\frac{2\pi f \tau}{2}} \right) \left( \frac{\sin(\frac{2\pi f T_r}{2})}{\frac{2\pi f T_r}{2}} \right) \right|$$
(A.11)

Gl. A.11 kann in der logarithmischen Darstellung durch drei Geradenabschnitte mit den Eckfrequenzen  $f_{K1}$  und  $f_{K2}$  angenähert wer-

den:

$$f_{K1} = \frac{1}{\pi\tau}, \ f_{K2} = \frac{1}{\pi T_r}$$
 (A.12)

Für Frequenzen  $f < f_{K1}$  ist das Amplitudendichtespektrum bei allen drei Signalformen konstant und wird nur durch die Spannungszeitfläche  $\hat{u}_S \cdot \tau$  des Impulses bestimmt. Das Amplitudenspektrum (in Dezibel) lässt sich daher wie folgt berechnen:

$$A_0 = 20 \cdot \lg \frac{\hat{u}_S \cdot \tau}{1 \mu V s} \tag{A.13}$$

Beim Dreiecksignal fallen die Amplituden oberhalb von  $f_{k1}$  mit -40  $^{dB}/_{Dek}$  (~  $^{1}/_{f^{2}}$ ) ab. Beim Trapezsignal fallen die Amplituden oberhalb von  $f_{k1}$  zunächst mit -20  $^{dB}/_{Dek}$ (~  $^{1}/_{f}$ ) und schließlich ab  $f_{K2}$  (welche abhängig von der Schaltgeschwindigkeit ist) mit -40  $^{dB}/_{Dek}$  ab.

Beim idealen Schalter, der ein Rechtecksignal erzeugt, tritt  $f_{K2}$  praktisch nicht auf und die Amplituden oberhalb von  $f_{K2}$  fallen mit -20 dB/Dek (~ 1/f) ab.

Bei einem realen Schalter mit endlicher Schaltgeschwindigkeit entspricht das Schaltverhalten einem Trapezsignal. Wird hier die Schaltzeit  $T_r$  um den Faktor 10 gesenkt, so verschiebt sich die Eckfrequenz  $f_{K2}$  und somit auch der Bereich, in dem die Amplituden mit -40 <sup>dB</sup>/<sub>Dek</sub> fallen, um eine Dekade in Richtung höherer Frequenzen. Somit bedeutet eine Absenkung der Schaltzeiten um den Faktor 10 gleichzeitig eine Erhöhung der Amplituden für den Bereich oberhalb von  $f_{K2}$  um +20 dB.

## A.4 Grundlagen zur Auslegung einer Speicherdrossel

Die Betrachtung der magnetischen Bauelemente ist bei der Auslegung von Schaltnetzteilen besonders wichtig, da sie maßgeblich Kosten, Volumen und Preis bestimmen. In diesem Abschnitt wird auf grundlegende Zusammenhänge eingegangen, die als Basis für Kap. 4.4 dienen. Die folgenden Zusammenhänge sind beispielsweise in [KS10] S.597 ff. zu finden. Gl. A.14 beschreibt die in einer Drossel mit Luftspalt gespeicherte magnetische Energie.

$$W = \frac{1}{2} \int \vec{H} \cdot \vec{B} dV \approx \underbrace{\frac{1}{2} \vec{H}_{Fe} \cdot \vec{B}_{Fe} \cdot V_{Fe}}_{\text{Energie im Kern}} + \underbrace{\frac{1}{2} \vec{H_{\delta}} \cdot \vec{B_{\delta}} \cdot V_{\delta}}_{\text{Energie im Luftspalt}}$$
(A.14)

Mit den Zusammenhängen  $\vec{B} = \mu_0 \cdot \mu_r \cdot \vec{H}$ ,  $V_{Fe} = l_{Fe} \cdot A$ ,  $V_{\delta} = \delta \cdot A$  und der Annahme  $\mu_r \rightarrow \infty^{14}$  kann der Zusammenhang zwischen speicherbarer Energie  $W = 1/2L\hat{I}^2$  und Luftspaltvolumen  $V_{\delta} = \delta \cdot A$  beschrieben werden:

$$W = \frac{1}{2} \frac{B^2}{\mu_0} \cdot \delta \cdot A \tag{A.15}$$

Um magnetische Sättigung<sup>15</sup> des Kerns zu vermeiden ist daher mindestens folgendes Luftspaltvolumen notwendig:

$$V_{\delta} = A \cdot \delta \ge \frac{L \cdot \hat{I^2} \cdot \mu_0}{B_{max}^2} \tag{A.16}$$

<sup>&</sup>lt;sup>14</sup>Diese Annahme kann z.B. bei einer Vielzahl von Ferritmaterialien getroffen werden. Insbesondere bei Eisenpulverkernmaterialien ist  $\mu_r$  jedoch so klein, dass ein signifikanter Anteil der Energie im Kernmaterial gespeichert wird (siehe Kap. 4.4.1). Da solche Kerne in der Regel ohne Luftspalt ausgeführt werden, ist hier die im Kern gespeicherte Energie relevant.

 $<sup>^{15}{\</sup>rm Bei}$ den meisten Ferritmaterialien kann mit einer Sättigungsflussdichte von  $B_{max}=0,3\,{\rm T}$ gerechnet werden.

Bei vorgegebener Induktivität kann dann mittels des kern- und luftspaltlängenabhängigen magnetischen Leitwerts  $A_L$  die notwendige Anzahl der Windungen bestimmt werden:

$$N = \sqrt{\frac{L}{A_L}} \tag{A.17}$$

Der magnetische Leitwert ist in der Regel im Datenblatt des Kerns angegeben oder kann aus dem Durchflutungsgesetz hergeleitet werden:

$$A_L = \frac{A}{\frac{l_{Fe}}{\mu_0 \cdot \mu_r} + \frac{\delta}{\mu_0}} \tag{A.18}$$

Gleichung A.18 geht von einer homogenen Feldverteilung im Luftspalt aus. Diese Annahme liefert bei kleinen Luftspalten gute Ergebnisse, mit größer werdenden Luftspalten sinkt die Genauigkeit von Gl. A.18, so dass für diesen Fall möglichst Datenblattangaben verwendet werden sollten.

Wie anhand von Gl. A.16 zu sehen, muss bei hohen Strömen  $\hat{I}$  auch ein großer Luftspalt verwendet werden, um Sättigung zu vermeiden. Gleichzeitig sinkt aber mit größerem Luftspalt auch der magnetische Leitwert (siehe Gl. A.18), so dass eine höhere Anzahl von Windungen notwendig ist, um die gleiche Induktivität zu erhalten (Gl. A.17). Da die Fläche im Wickelfenster begrenzt ist, bedeutet dieser Ansatz aber gleichermaßen eine Erhöhung des ohmschen Widerstands der Wicklung (geringerer Drahtdurchmesser bei gleichzeitig längerem Leiter) und somit eine Verschlechterung des Wirkungsgrads. Ein anderer Ansatz ist die Erhöhung des maximalen Flussdichtehubs. Hierbei können Kernmaterialien mit einer höheren Sättigungsflussdichte eingesetzt (siehe z.B. [Mag15] S.39) oder der Kern mittels Permanentmagneten vormagnetisiert werden [HSG14]. Beide Maßnahmen sind aber mit einem deutlich höheren Kostenaufwand verbunden.

# A.5 Wärmewiderstand von standardisierten Spulengeometrien

In Kap. 4.4.3 wird das thermodynamische Verhalten von Speicherdrosseln beschrieben. Da die Parametrierung des thermischen Ersatzschaltbildes 4.10 äußerst schwierig ist, werden  $R_{th}$ -Werte im thermisch eingeschwungenen Zustand messtechnisch ermittelt und von vielen Herstellern im Datenblatt angegeben. An dieser Stelle sind einige für das Kap. 4.4.3 wichtige  $R_{th}$ -Werte aufgelistet:

Tabelle A.2:  $R_{th}$ -Werte für verschiedene Spulengeometrien, Quelle: [EPC06]

Kerngeometrie	$R_{th}[K/W]$
${ m E}~20/10/6$	46
${ m E}~21/9/5$	59
${ m E}~25/13/7$	40
$\to 25.4/10/7$	41

Eine Verallgemeinerung der  $R_{th}$ -Werte, abhängig von Kerngeometrie und Kernvolumen ist in Abb. A.4 dargestellt.



Abbildung A.4: Abhängigkeit der  $R_{th}$ -Werte vom Eisenvoulmen, für verschiedene Kerngeometrien (Quelle: [EPC06])

## A.6 Temperaturmessung mittels Thermoelementen

Für die Messung von Temperaturen können verschiedene physikalische Effekte ausgenutzt werden. Gängige Messverfahren nutzen die Temperaturabhängigkeit elektrischer Leiter (Widerstandsthermometer z.B. mit PT100 oder PT1000) oder den thermoelektrischen Effekt (siehe [Ber14] S.831 ff.). Thermometer, die auf diesem Effekt beruhen, werden auch als Thermoelemente bezeichnet.



Abbildung A.5: Grundschaltung eines Thermoelements

Die in Abb. A.5 dargestellte Grundschaltung besteht aus zwei unterschiedlichen Materialpaarungen (hier Typ K: Ni/CrNi) und einem Spannungsmessgerät. Tritt an den beiden Kontaktstellen eine Temperaturdifferenz  $\vartheta_2 - \vartheta_1$  auf, so kann eine materialabhängige Thermospannung  $U_{\vartheta}$  gemessen werden, die üblicherweise im  $\mu V$ -Bereich liegt. In [EN 60584-1] werden Koeffizienten  $d_i$  angegeben, mit denen eine Temperaturdifferenz zu einer Vergleichsstelle von 0 °C (z.B. Eiswasser) aus der Thermospannung  $U_{\vartheta}$  berechnet werden kann.

$$\Delta \vartheta = \vartheta_2 - \vartheta_1 = \sum_{i=0}^n d_i \cdot U_\vartheta \tag{A.19}$$

Die Temperaturmessung mittels Thermoelementen ist besonders bei hohen Anforderungen an die Dynamik vorteilhaft, da lediglich die Temperaturdifferenz der beiden Kontaktstellen relevant ist und daher keine große Wärmekapazität des Sensors selbst vorhanden ist. Nachteilig ist, dass eine Spannung im  $\mu V$ -Bereich ausgewertet werden muss. Hierzu kann beispielsweise ein Instrumentenverstärker gemäß Abb. A.6 verwendet werden.



Abbildung A.6: Grundschaltung eines Instrumentenverstärkers (weitere Informationen siehe z.B. [KS10] S.436)

Der Instrumentenverstärker hat eine hohe Eingangsimpedanz und liefert als Ausgangsspannung  $U_a$  eine verstärkte Eingangsspannung  $U_e$ . Nach [KS10] S.436 gilt:

$$U_a = (U_{e1} - u_{e2}) \cdot \left(1 + 2\frac{R_2}{R_1}\right)$$
(A.20)

Für die Temperaturmessungen in Kap. 4.4.3 wurde ein integrierter Instrumentenverstärker vom Typ PGA204 mit einer Verstärkung von 1000 verwendet. Als Temperaturvergleichsstelle diente ein Gefäß mit Eiswasser. Die Ausgangsspannung wurde mittels Datenrekorder B.6 aufgezeichnet und mithilfe des Programms Matlab ausgewertet. Hierbei wurde als Näherung von Gl. A.19 ein linearer Zusammenhang zwischen Thermospannung und Temperatur angenommen:

$$\Delta \vartheta = 25,08 \cdot 10^{-3} {}^{\circ}C/V \cdot U_{\vartheta} \tag{A.21}$$

## A.7 Phasenregelkreis bei nichtideal sinusförmigem Netz

An dieser Stelle werden die Bestimmungsgleichungen des Winkelfehlers einer PLL bei verzerrter Netzspannung hergeleitet. Dieser Aspekt wird in ähnlicher Form in [Chu00] beschrieben.

#### Ungleichgewicht der Netzspannung

Unter Ungleichgewicht der Netzspannung wird hier verstanden, dass die Netzspannungen im Unterschied zur idealen Netzspannung ungleiche Amplitudenwerte (siehe Gl. A.22) aufweisen, wobei  $\beta$  und  $\gamma$  als konstant anzunehmen sind.

$$u_{1Pe}(t) = \hat{U}_N \cdot \cos(\omega_N t)$$
  

$$u_{2Pe}(t) = \hat{U}_N(1+\beta) \cdot \cos(\omega_N t - 2/3\pi)$$
  

$$u_{3Pe}(t) = \hat{U}_N(1+\gamma) \cdot \cos(\omega_N t - 4/3\pi)$$
  
(A.22)

$$\cos(\alpha \pm \beta) = \cos(\alpha) \cdot \cos(\beta) \mp \sin(\alpha) \cdot \sin(\beta) \tag{A.23}$$

Diese Spannungen lassen sich mittels der Beziehung A.23 (Quelle z.B. [SH14] S.15) umformen:

$$\begin{bmatrix} u_{1Pe}(t) \\ u_{2Pe}(t) \\ u_{3Pe}(t) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \hat{U}_N \cdot \cos(\omega_N t) \\ \hat{U}_N(1+\beta) \cdot (-\frac{1}{2}\cos(\omega_N t) + \frac{\sqrt{3}}{2}\sin(\omega_N t)) \\ \hat{U}_N(1+\gamma) \cdot (-\frac{1}{2}\cos(\omega_N t) - \frac{\sqrt{3}}{2}\sin(\omega_N t)) \end{bmatrix}$$
(A.24)

Diese Spannungen wiederum lassen sich mittels Clark- Gl. 7.43 und Parktransformation Gl. 7.45 in d/q-Koordinaten umrechnen. Nach Abb. 7.12 ist für den Phasenfehler nur die q-Komponente relevant. Für die Transformation wird daher von Gl. 7.45 nur die untere Zei-

le benötigt und die Umrechnung kann daher mittels des Vektors  $\boldsymbol{T}$ erfolgen:

$$\boldsymbol{T} = \begin{bmatrix} -\frac{2}{3}sin(\omega_N t) & \frac{1}{3}sin(\omega_N t) + \frac{1}{\sqrt{3}}cos(\omega_N t) & \frac{1}{3}sin(\omega_N t) - \frac{1}{\sqrt{3}}cos(\omega_N t) \end{bmatrix}$$
(A.25)

$$u_q(t) = \mathbf{T} \cdot \hat{U}_N \cdot \begin{bmatrix} u_{1Pe}(t) \\ u_{2Pe}(t) \\ u_{3Pe}(t) \end{bmatrix}$$
(A.26)

Nach Ausmultiplizieren ergibt sich folgender Ausdruck:

$$u_q(t) = \hat{U}_N(\sin(\omega_N t) \cdot \cos(\omega_N t) \left[ -\frac{2}{3} + \frac{1+\beta}{3} + \frac{1+\gamma}{3} \right]$$
$$+ \sin(\omega_N t) \cdot \sin(\omega_N t) \left[ 0 + \frac{\sqrt{3}(1+\beta)}{6} - \frac{\sqrt{3}(1+\gamma)}{6} \right]$$
$$+ \cos(\omega_N t) \cdot \cos(\omega_N t) \left[ 0 - \frac{1+\beta}{2\sqrt{3}} + \frac{1+\gamma}{2\sqrt{3}} \right] )$$
(A.27)

Darauf werden folgende geometrische Beziehungen angewendet (Quelle z.B. [SH14] S.15):

$$sin(\omega_N t) \cdot cos(\omega_N t) = \frac{1}{2} sin(2\omega_N t)$$
  

$$sin(\omega_N t) \cdot sin(\omega_N t) = \frac{1}{2} - \frac{1}{2} cos(2\omega_N t)$$
  

$$cos(\omega_N t) \cdot cos(\omega_N t) = \frac{1}{2} + \frac{1}{2} cos(2\omega_N t)$$
  
(A.28)

Es ergibt sich:

$$u_q(t) = \hat{U}_N \left[ \frac{\beta + \gamma}{6} sin(2\omega_N t) + \frac{\sqrt{3}\gamma - \sqrt{3}\beta}{6} cos(2\omega_N t) \right]$$
(A.29)

Bzw. nach Division durch  $\hat{U}_N$  (siehe Abb. 7.12):

$$\Delta\varphi_N(t) = \frac{\sqrt{3}\beta - \sqrt{3}\gamma}{6}\cos(2\omega_N t) + \frac{\beta + \gamma}{6}\sin(2\omega_N t) \qquad (A.30)$$

#### Oberschwingungen in der Netzspannung

In diesem Abschnitt soll das Verhalten einer dreiphasigen PLL bei einer mit Oberschwingungen überlagerten Spannung untersucht werden. Ursächlich für diese Art Netzverzerrung sind häufig ungesteuerte Gleichrichter B6U. Als Oberschwingungen treten daher insbesondere die 5. und 7. Oberschwingung auf. Daher wird folgender Ansatz gewählt:

$$\begin{bmatrix} u_{1Pe}(t) \\ u_{2Pe}(t) \\ u_{3Pe}(t) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \hat{U}_N \cdot \cos(\omega_N t) + \hat{U}_5 \cdot \cos(5\omega_N t) + \hat{U}_7 \cdot \cos(7\omega_N t) \dots \\ \hat{U}_N \cdot \cos(\omega_N t - \frac{2}{3}\pi) + \hat{U}_5 \cdot \cos(5\omega_N t - \frac{5 \cdot 2}{3}\pi) + \hat{U}_7 \cdot \cos(7\omega_N t - \frac{7 \cdot 2}{3}\pi) \dots \\ \hat{U}_N \cdot \cos(\omega_N t - \frac{4}{3}\pi) + \hat{U}_5 \cdot \cos(5\omega_N t - \frac{5 \cdot 4}{3}\pi) + \hat{U}_7 \cdot \cos(7\omega_N t - \frac{7 \cdot 4}{3}\pi) \dots \end{bmatrix}$$
(A.31)

Im nächsten Schritt werden die Spannungen A.31 mittels der Beziehung A.23 umgeformt. Dann wird daraus mittels Multiplikation mit dem Transformationsvektor A.25 die q-Komponente berechnet:

$$u_{q}(t) = \mathbf{T} \cdot \begin{bmatrix} \hat{U}_{N} \cdot \cos(\omega_{N}t) + \hat{U}_{5} \cdot \cos(5\omega_{N}t) \\ \hat{U}_{N} \cdot \left(-\frac{1}{2}\cos(\omega_{N}t) + \frac{\sqrt{3}}{2}\sin(\omega_{N}t)\right) + \hat{U}_{5} \cdot \left(-\frac{1}{2}\cos(5\omega_{N}t) - \frac{\sqrt{3}}{2}\sin(5\omega_{N}t)\right) \\ \hat{U}_{N} \cdot \left(-\frac{1}{2}\cos(\omega_{N}t) - \frac{\sqrt{3}}{2}\sin(\omega_{N}t)\right) + \hat{U}_{5} \cdot \left(-\frac{1}{2}\cos(5\omega_{N}t) + \frac{\sqrt{3}}{2}\sin(5\omega_{N}t)\right) \\ + \hat{U}_{7} \cdot \cos(7\omega_{N}t) \\ + \hat{U}_{7} \cdot \left(-\frac{1}{2}\cos(7\omega_{N}t) + \frac{\sqrt{3}}{2}\sin(7\omega_{N}t)\right) \\ + \hat{U}_{7} \cdot \left(-\frac{1}{2}\cos(7\omega_{N}t) - \frac{\sqrt{3}}{2}\sin(7\omega_{N}t)\right) \end{bmatrix}$$
(A.32)

Ausmultiplizieren von Gl.A.32 liefert:

$$u_q(t) = -\frac{2}{3}\hat{U}_N \sin(\omega_N t) \cdot \cos(\omega_N t) - \frac{2}{3}\hat{U}_5 \sin(\omega_N t) \cdot \cos(5\omega_N t) \\ -\frac{2}{3}\hat{U}_7 \sin(\omega_N t) \cdot \cos(7\omega_N t) - \frac{1}{6}\hat{U}_N \sin(\omega_N t) \cdot \cos(\omega_N t)$$

$$+ \frac{\sqrt{3}}{6} \hat{U}_N \sin(\omega_N t) \cdot \sin(\omega_N t) - \frac{1}{2 \cdot \sqrt{3}} \hat{U}_N \cos(\omega_N t) \cdot \cos(\omega_N t)$$

$$+ \frac{1}{2} \hat{U}_N \sin(\omega_N t) \cdot \cos(\omega_N t) - \frac{1}{6} \hat{U}_5 \sin(\omega_N t) \cdot \cos(5\omega_N t)$$

$$- \frac{\sqrt{3}}{6} \hat{U}_5 \sin(\omega_N t) \cdot \sin(5\omega_N t) - \frac{1}{2 \cdot \sqrt{3}} \hat{U}_5 \cos(\omega_N t) \cdot \cos(5\omega_N t)$$

$$- \frac{1}{2} \hat{U}_5 \cos(\omega_N t) \cdot \sin(5\omega_N t) - \frac{1}{6} \hat{U}_7 \sin(\omega_N t) \cdot \cos(7\omega_N t)$$

$$+ \frac{\sqrt{3}}{6} \hat{U}_7 \sin(\omega_N t) \cdot \sin(7\omega_N t) - \frac{1}{2\sqrt{3}} \hat{U}_7 \cos(\omega_N t) \cdot \cos(7\omega_N t)$$

$$- \frac{1}{2} \hat{U}_7 \cos(\omega_N t) \cdot \sin(7\omega_N t) - \frac{1}{6} \hat{U}_N \sin(\omega_N t) \cdot \cos(7\omega_N t)$$

$$- \frac{\sqrt{3}}{6} \hat{U}_N \sin(\omega_N t) \cdot \sin(7\omega_N t) + \frac{1}{2 \cdot \sqrt{3}} \hat{U}_N \cos(\omega_N t) \cdot \cos(\omega_N t)$$

$$+ \frac{\sqrt{3}}{6} \hat{U}_5 \sin(\omega_N t) \cdot \sin(\omega_N t) + \frac{1}{2 \cdot \sqrt{3}} \hat{U}_5 \cos(\omega_N t) \cdot \cos(5\omega_N t)$$

$$+ \frac{\sqrt{3}}{6} \hat{U}_5 \sin(\omega_N t) \cdot \sin(5\omega_N t) + \frac{1}{2 \cdot \sqrt{3}} \hat{U}_5 \cos(\omega_N t) \cdot \cos(5\omega_N t)$$

$$- \frac{\sqrt{3}}{6} \hat{U}_7 \sin(\omega_N t) \cdot \sin(5\omega_N t) + \frac{1}{2 \cdot \sqrt{3}} \hat{U}_7 \cos(\omega_N t) \cdot \cos(7\omega_N t)$$

$$- \frac{\sqrt{3}}{6} \hat{U}_7 \sin(\omega_N t) \cdot \sin(7\omega_N t) + \frac{1}{2 \cdot \sqrt{3}} \hat{U}_7 \cos(\omega_N t) \cdot \cos(7\omega_N t)$$

$$+ \frac{1}{2} \hat{U}_7 \cos(\omega_N t) \cdot \sin(7\omega_N t) + \frac{1}{2 \cdot \sqrt{3}} \hat{U}_7 \cos(\omega_N t) \cdot \cos(7\omega_N t)$$

$$+ \frac{1}{2} \hat{U}_7 \cos(\omega_N t) \cdot \sin(7\omega_N t) + \frac{1}{2 \cdot \sqrt{3}} \hat{U}_7 \cos(\omega_N t) \cdot \cos(7\omega_N t)$$

$$+ \frac{1}{2} \hat{U}_7 \cos(\omega_N t) \cdot \sin(7\omega_N t) + \frac{1}{2 \cdot \sqrt{3}} \hat{U}_7 \cos(\omega_N t) \cdot \cos(7\omega_N t)$$

$$+ \frac{1}{2} \hat{U}_7 \cos(\omega_N t) \cdot \sin(7\omega_N t) + \frac{1}{2 \cdot \sqrt{3}} \hat{U}_7 \cos(\omega_N t) \cdot \cos(7\omega_N t)$$

$$+ \frac{1}{2} \hat{U}_7 \cos(\omega_N t) \cdot \sin(7\omega_N t) + \frac{1}{2 \cdot \sqrt{3}} \hat{U}_7 \cos(\omega_N t) \cdot \cos(7\omega_N t)$$

Nach Zusammenfassen der Summanden folgt:

$$u_q = -\hat{U}_5 sin(\omega_N t) \cdot cos(5\omega_N t) - \hat{U}_5 cos(\omega_N t) \cdot sin(5\omega_N t) - \hat{U}_7 sin(\omega_N t) \cdot cos(7\omega_N t) + \hat{U}_7 cos(\omega_N t) \cdot sin(7\omega_N t)$$
(A.34)

Wird hierauf die Beziehung (Quelle z.B. [Pap03] S.97 ):

$$\sin(\alpha) \cdot \cos(\beta) = \frac{1}{2} \left[ \sin(\alpha - \beta) + \sin(\alpha + \beta) \right]$$
(A.35)

angewendet, ergibt sich durch Zusammenfassen:

$$u_q = -\hat{U}_5 \sin(6\omega_N t) + \hat{U}_7 \sin(6\omega_N t) \tag{A.36}$$

Auf die gleiche Art und Weise lässt sich auch der Einfluss der höherfrequenten Harmonischen<sup>16</sup> herleiten.

Durch Division von Gl. A.36 mit der Amplitude der Grundschwingung  $\hat{U}_N$  ergibt sich der Winkelfehler (Erklärung siehe Abb. 7.12):

$$\Delta\varphi(t) = \frac{-\hat{U}_5 + \hat{U}_7}{\hat{U}_N} \sin(6\omega_N t) + \frac{-\hat{U}_{11} + \hat{U}_{13}}{\hat{U}_N} \sin(12\omega_N t) + \dots$$
(A.37)

Durch die 5. und 7. Oberschwingung wird also ein Winkelfehler mit sechsfacher Netzfrequenz verursacht. Die elfte und dreizehnte Oberschwingung ergeben wiederum einen Winkelfehler mit zwölffacher Netzfrequenz.

#### Offset in der Netzspannung

Hier werden Eingangsspannungen nach Gl. A.38 angenommen. Ursache für eine derartige Verzerrung ist selten der Verlauf der Netzspannung, da Gleichanteile über Transformatoren nicht übertragen werden können. Meistens stellt sich ein derartiger Offset durch Messschaltungen oder A/D-Wandler ein, welche zur Erfassung der Netzspannung dienen.

$$\begin{bmatrix} u_{1Pe}(t) \\ u_{2Pe}(t) \\ u_{3Pe}(t) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \hat{U}_N \cdot \cos(\omega_N t) + U_{U0} \\ \hat{U}_N \cdot \cos(\omega_N t - \frac{2}{3}\pi) + U_{V0} \\ \hat{U}_N \cdot \cos(\omega_N t - \frac{4}{3}\pi) + U_{W0} \end{bmatrix}$$
(A.38)

Die q-Komponente der Netzspannung ergibt sich durch Multiplikation von Gl. A.38 mit dem Transformationsvektor T (siehe Gl. A.25):

$$u_q(t) = \mathbf{T} \cdot \begin{bmatrix} \hat{U}_N \cdot \cos(\omega_N t) + U_{U0} \\ \hat{U}_N \cdot \cos(\omega_N t - \frac{2}{3}\pi) + U_{V0} \\ \hat{U}_N \cdot \cos(\omega_N t - \frac{4}{3}\pi) + U_{W0} \end{bmatrix}$$
(A.39)

 $<sup>^{16}\</sup>mathrm{Hier}$  sind alle ungradzahligen, nicht durch 3 teilbaren Harmonischen gemeint.

Nach Ausmultiplizieren und Zusammenfassen ergibt sich:

$$u_q = \left(-\frac{2U_{U0}}{3} + \frac{U_{V0}}{3} + \frac{U_{W0}}{3}\right)\sin(\omega_N t) + \left(\frac{U_{V0}}{\sqrt{3}} - \frac{U_{W0}}{\sqrt{3}}\right)\cos(\omega_N t)$$
(A.40)

Durch Division von Gl. A.40 mit der Amplitude der Grundschwingung  $\hat{U}_N$  ergibt sich der Winkelfehler (Erklärung siehe Abb. 7.12):

$$\Delta\varphi(t) = \frac{-2U_{U0} + U_{V0} + U_{W0}}{3 \cdot U_N} \sin(\omega_N t) + \frac{U_{V0} - U_{W0}}{\sqrt{3} \cdot U_N} \cos(\omega_N t)$$
(A.41)

Ein Offset in den gemessenen Netzspannungen erzeugt also einen Winkelfehler, der mit Netzfrequenz schwingt.

### A.8 Gerätekategorien

Zur Einordnung von elektronischen Geräten bei EMV-Prüfungen sind in [EN 61800-3] S.13 abhängig von Betriebsumgebung, Bemessungsspannung und Bemessungsstrom vier Anwendungskategorien definiert:

- C1: Gerät, mit einer Bemessungsspannung kleiner 1000 V, für den Einsatz in der ersten Umgebung (Umgebung, die Wohnbezirke enthält; sie enthält auch Einrichtungen, die ohne Zwischentransformator direkt an das Niederspannungsversorgungsnetz angeschlossen sind, das Gebäude versorgt, die für Wohnzwecke benutzt werden).
- C2: Gerät, mit einer Bemessungsspannung kleiner 1000 V, das weder ein Steckergerät noch eine bewegbare Einrichtung ist und das, wenn es in der ersten Umgebung eingesetzt wird, nur für die Errichtung und Inbetriebnahme durch einen Fachmann vorgesehen ist.
- C3: Gerät mit einer Bemessungsspannung kleiner als 1000 V, das für den Einsatz in der zweiten Umgebung (Umgebung, die Einrichtungen enthält, die nicht direkt an das Niederspannungsversorgungsnetz angeschlossen sind, das Gebäude versorgt, die für Wohnzwecke benutzt werden) und nicht für den Einsatz in der ersten Umgebung vorgesehen ist.
- C4: Gerät mit einer Bemessungsspannung gleich oder größer 1000 V mit einem Bemessungsstrom von 400 A oder darüber oder für den Einsatz in komplexen Systemen in der zweiten Umgebung.

## B Messtechnik

## B.1 Hochspannungstastkopf

Fabrikat	РМК
Тур	PHV 1000-RO
-3 dB-Bandbreite	$400\mathrm{MHz}$
Anstiegszeit	$300\mathrm{ps}$
Teilungsfaktor	100:1
Spannungsfestigkeit	1000 V CATII

## B.2 Stromzange

Fabrikat	Tektronix
Тур	TCP312/TCPA300
Messbereich	bis $30 \mathrm{A}$
kleinster messbarer Strom	$1\mathrm{mA}$
-3 dB-Bandbreite	$100\mathrm{MHz}$
Anstiegszeit	$\leq 3,5\mathrm{ns}$
Signal Delay	17ns

## B.3 Oszilloskop

Fabrikat	LeCroy
Тур	Waverunner 6050
Kanäle	4
analoge Bandbreite	$500\mathrm{MHz}$
Anstiegszeit	$750\mathrm{ps}$
Abtastrate	$5 \mathrm{GS/s}$

## B.4 Differenztastkopf

Fabrikat	Testec
Тур	TT-SI9010
Bandbreite	$70\mathrm{MHz}$
Anstiegszeit	$5\mathrm{ns}$
Teilerfaktor	1:100 / 1:1000
max. Messspannung	$\pm700\mathrm{V}/\pm7000\mathrm{V}$
Genauigkeit	$\pm 2\%$

## B.5 Leistungsmessgerät

Fabrikat	Zimmer
Тур	LMG500
Anzahl Leistungsmesskanäle	8
Bandbreite	$10\mathrm{MHz}$
max. Eingangsspannung	$1000\mathrm{V}$
max. Eingangsstrom	32 A
Messunsicherheit	abhängig von Frequenz und Messbereich

## B.6 Datenrekorder

Fabrikat	Yokogawa
Тур	SL1400
Anzahl Messkanäle	6 (erweiterbar)
analoge Bandbreite	$300\mathrm{kHz}$
Auflösung	16 Bit
Abtastrate	$1 \mathrm{MS/s}$
Abtastung	alle 6 Kanäle simultan
max. Eingangsspannung	$140\mathrm{V}$
Genauigkeit	$\pm 0,25\%$
Eingangsfilter	$\rm OFF/400Hz/4kHz/40kHz$

## B.7 Netznachbildung

Eabrileat	Dahda und Cahmana
Fabrikat	Ronde und Schwarz
Тур	ESH2-Z5
Frequenzbereich	$9\mathrm{kHz}$ bis $30\mathrm{MHz}$
max. Strom	25 A
Norm	CISPR16-1-2

## **B.8** I-Prober

Fabrikat	Aim	
Тур	I-Prober 520	
Bandbreite	bis $5\mathrm{MHz}$	
Anstiegszeit	${<}70\mathrm{ns}$	

## B.9 EMV-Messempfänger



Abbildung B.1: ESU-8 EMV-Messempfänger (Fa. Rohde und Schwarz)

Der ESU-8-EMV-Messempfänger eignet sich zur Messung von Störaussendungen im Frequenzbereich 20 Hz bis 8 GHz. Das Gerät verfügt über zwei Betriebsmodi, es kann als Überlagerungsmessempfänger oder als FFT-Analysator betrieben werden. Die Betriebsweise als FFT-Analysator benötigt im Vergleich zum Überlagerungsmessprinzip deutlich geringere Messzeiten. Daher wurde im Rahmen dieser Arbeit ausschließlich dieser Betriebsmodus verwendet. Weitergehende grundlegende Informationen zur Spektrumanalyse sind in [RJM11] zu finden.

## C Fremdquellen

[Ame75]	W. Ameling: <i>Laplace-Transformation</i> , Bd. 7, Düsseldorf: Bertelsmann-Univ.verl., 1975, ISBN: 3-571-19187-0
[Ara09]	S. V. Araujo: Analysis on the potential of Sili- con Carbide MOSFETs and other innovative semi- conductor technologies in the photovoltaic branch: Power Electronics and Applications EPE, IEEE, 2009, ISBN: 978-1-4244-4432-8
[Ara10]	S. V. Araujo: Highly Efficient Single-Phase Trans- formerless Inverters for Grid-Connected Photovol- taic Systems, IEEE, 2010
[Bas14]	C. P. Basso: Switch-mode power supplies: SPICE simulations and practical designs, 2. ed., New York, NY: McGraw-Hill, 2014, ISBN: 978-0-07-182346-3
[BBG10]	E. Balzer, H. Borcherding und H. Garbe: Messung der Netzimpedanz im Frequenzbereich bis 20 kHz und Analyse der Oberschwingungen, Internationa- le Fachmesse und Konferenz für Elektromagneti- sche Verträglichkeit, 2010, ISBN: 978-3-8007-3206- 7
[Ber14]	Frank Bernhard, Hrsg.: <i>Handbuch der Technischen Temperaturmessung</i> , 2. Aufl., Berlin: Springer Vieweg, 2014, ISBN: 978-3-642-24505-3

[Bes82]	R. Best: Theorie und Anwendungen des Phase- Locked Loops, Aarau: AT-Verlag, 1982, ISBN: 3855021236
[BGM94]	<ul> <li>D. H. Braun, T. P. Gilmore und W. A. Maslow- ski: Regenerative converter for PWM AC drives,</li> <li>in: <i>IEEE Transactions on Industry Applications</i> (1994), S. 1176–1184, ISSN: 00939994</li> </ul>
[Bie+11]	J. Biela, M. Schweizer, S. Waffler und J. W. Kolar: SiC versus Si—Evaluation of Potentials for Per- formance Improvement of Inverter and DC–DC Converter Systems by SiC Power Semiconductors, IEEE, 2011
[BK79]	A. Boehringer und H. Knöll: Transistorschalter im Bereich hoher Leistungen und Frequenzen, ETZ Fachzeitschrift, 1979
[Böc13]	J. Böcker: Skriptum zur Vorlesung geregelte Dreh- stromantriebe, Hochschule Paderborn, 2013
[Bor99]	H. Borcherding: Eigenschaften von Netzpulstrom- richtern mit eingeprägter Gleichspannung: Disser- tation, Hannover, 1999
[Bro+06]	I. N. Bronstein, K. A. Semendjajew, G. Musiol und H. Mühlig: <i>Taschenbuch der Mathematik</i> , Frank- furt am Main: Harri Deutsch, 2006, ISBN: 3817120060
[Bro02]	P. F. Brosch: Moderne Stromrichterantriebe: Lei- stungselektronik und Maschinen, Arbeitsweise dreh- zahlveränderbarer Antriebe mit Stromrichtern und Antriebsvernetzung, Würzburg: Vogel, 2002, ISBN: 3-8023-1887-0

[Cha]	Chang Sung Corporation: Magnetic Powder Co- res, URL: http://eu0707.cafe24.com/_eng/dow nload/mgnetic_powder_cores.pdf (besucht am 15.10.2017)
[Cha02]	D. Chapman: Oberschwingungen - Ursachen und Auswirkungen, Deutsches Kupferinstitut, 2002
[Che14]	Ch. Chen: Power Loss Estimation in SiC Power BJTs: PCIM Europe, Berlin Offenbach: VDE Verlag, 2014, ISBN: 978-3-8007-3603-4
[Chu00]	Se-Kyo Chung: A phase tracking system for three phase utility interface inverters, in: <i>IEEE Transac-</i> <i>tions on Power Electronics</i> 15.3 (2000), S. 431– 438, ISSN: 08858993, DOI: 10.1109/63.844502
[CRE11a]	<ul> <li>CREE: Cree Launches Industry's First Silicon Carbide Power MOSFET; Destinated to Replace Silicon Devices in High-Voltage Power Electronics,</li> <li>2011, URL: http://www.cree.com/News-and-Events/Cree-News/Press-Releases/2011/January</li> <li>/110117-MOSFET (besucht am 15. 10. 2017)</li> </ul>
[CRE11b]	CREE: Datasheet C4D05120A, 2011, URL: www. cree.com/%7E/media/Files/Cree/Power/Data% 20Sheets/C4D05120A.pdf (besucht am 15. 10. 2017)
[CRE12]	CREE: Datasheet CMF10120D, 2012
[DL93]	F. Dörrscheidt und W. Latzel: <i>Grundlagen der Re-</i> <i>gelungstechnik</i> , Leitfaden der Elektrotechnik, Stutt- gart: Teubner Verlag, 1993, ISBN: 3519164213
[Dri04]	J. Driesen: Leitfaden Netzqualität: Spannungsstö- rungen: Einführung in die Unsymmetrie, Deutsches Kupferinstitut, 2004

[Dzu14]	<ul> <li>P. Q. Dzung: Design of HERIC Inverter for PV Systems by Using Hardware in the Loop (HIL) Con- cept, IEEE 9th Conference on Industrial Electro- nics und Applications (ICIEA): IEEE, 2014</li> </ul>
[Eck05]	D. Eckhardt: Patentschrift DE10356515A1: An- triebssystem, 2005
[EPC06]	EPCOS: Ferrite and accessories: Application no- tes, 2006
[EPC13]	EPCOS: Ferrites and accessories, E65/32/27 Co- re and accessories, 2013, URL: www.italtras.us/ pdf/e_65_32_27.pdf (besucht am 16.10.2017)
[FBN09]	G. Flegel, K. Birnstiel und W. Nerreter: <i>Elektro-</i> <i>technik für Maschinenbau und Mechatronik</i> , Mün- chen: Hanser Verlag, 2009, ISBN: 978-3-446-41906- 3
[FDK08]	O. Föllinger, F. Dörrscheidt und M. Klittich: <i>Re- gelungstechnik: Einführung in die Methoden und</i> <i>ihre Anwendung</i> , Heidelberg: Hüthig Verlag, 2008, ISBN: 978-3-7785-2970-6
[FHN03]	A. Führer, K. Heidemann und W. Nerreter: <i>Grund-gebiete der Elektrotechnik 2: Zeitabhängige Vor-gänge</i> , München Wien: Hanser Verlag, 2003, ISBN: 3-446-22599-4
[Fis09]	R. Fischer: <i>Elektrische Maschinen</i> , München: Hanser, 2009, ISBN: 978-3-446-41754-0
[Fis11]	R. Fischer: <i>Elektrische Maschinen</i> , München: Hanser, 2011, ISBN: 978-3-446-42554-5

[Fra07]	WT. Franke: <i>Betriebsverhalten des Z-Source - Wech-</i> <i>selrichters</i> , 2007, URL: https://www.google.de/ url?sa=t&rct=j&q=&esrc=s&source=web&cd= 2&cad=rja&uact=8&ved=0ahUKEwjF9ZPJ-tH NAhUJlSwKHUaiAWkQFgggMAE&url=http% 3A%2F%2Fwww.tf.uni-kiel.de%2Fetit%2FLEA- download%2Fdl-open%2Fveroeff_2007%2Fzsi_r ostock07.pdf&usg=AFQjCNGlP8s6NqkF2yM28c BYp8_SxM6LEg (besucht am 16, 10, 2017)
[Fra08]	J. Franz: <i>EMV: Störungssicherer Aufbau elektroni-</i> scher Schaltungen, Wiesbaden: Vieweg + Teubner, 2008, ISBN: 978-3-8351-0236-1
[Gar66]	F. M. Gardner: <i>Phaselock techniques</i> , The Wiley monograph series on electronic circuits, New York: Wiley Verlag, 1966, ISBN: 0-471-29156-0
[Gau14]	F. Gausch: Skriptum zur Vorlesung Regelungstech- nik A, Universität Paderborn, 2014, URL: http: //www-srt.upb.de/fileadmin/Lehre/Skripte/ Regeltech/Regelungstechnik_A.pdf (besucht am 16.10.2017)
[Gla94]	M. Glavanovics: Methoden zur Ermittlung der Ver- lustleitung von dreiphasigen Transistor - Pulswech- selrichtern, Dissertation Technische Universität Wi- en, 1994
[Hab98]	E. Habiger: Elektromagnetische Verträglichkeit: Grund- züge ihrer Sicherstellung in der Geräte- und An- lagentechnik, Heidelberg: Hüthig, 1998, ISBN: 3- 7785-2645-6
[Has05]	D. Hasenkopf: Regelverfahren für einen Umrichter zur Symmetrierung einphasiger Lasten in Dreh- stromnetzen: Dissertation, Ulm, 2005

[Heu96]	K. Heumann: Grundlagen der Leistungselektronik, Wiesbaden: Vieweg+Teubner Verlag, 1996, ISBN: 978-3-519-06110-6
[HH90]	W. Hirschmann und A. Hauenstein: Schaltnetztei- le: Konzepte, Bauelemente, Anwendungen, Berlin: Siemens-Aktiengesellschaft, 1990, ISBN: 3-8009-1550- 2
[HJS00]	W. Hormann, W. Just und J. Schlabbach: <i>Netz-</i> <i>rückwirkungen</i> , Bd. 14, Anlagentechnik für elek- trische Verteilungsnetze, Berlin und Frankfurt am Main: VDE Verlag, 2000, ISBN: 3-8022-0612-6
[HK13]	D. Hofmann und G. Kucera: <i>Wie rückwärtssper-</i> <i>rende IGBTs Energie sparen: Elektronik Praxis</i> , Vogel, 2013, URL: http://www.elektronikpraxis. vogel.de/leistungselektronik/articles/402937/inde x2.html (besucht am 16. 10. 2017)
[Hoe13]	E. Hoene: Ultra-Low-Inductance Power Module for Fast Switching Semiconductors: PCIM Europe, Of- fenbach: VDE Verlag, 2013
[Hol73]	J. G. Holbrook: <i>Laplace-Transformation</i> , Braunschweig: Vieweg, 1973, ISBN: 3528135352
[Hos16]	John L. Hostetler: <i>High Current (650V-200A, 1200V-100A) Single SiC Diodes</i> , Fayette, AR, USA: IE-EE, 2016, ISBN: 978-1-5090-1576-4
[HSG14]	S. Herzog, A. Stadler und Ch. Gulden: <i>MaxFlux-magnetically Biased Inductor</i> , Bodo's Power Systems, 2014
[IXY05]	IXYS: Datenblatt IXRH 40N120, Lampertheim, 2005
[Jiw14]	Jiwen H.: A survey of braking energy recovery and management technology, IEEE, 2014

[JW95]	F. Jenni und D. Wüest: <i>Steuerverfahren für selbst-</i> <i>geführte Stromrichter</i> , Zürich: Vdf Hochschulverl. an der ETH Zürich [u.a.], 1995, ISBN: 3-519-06176- 7
[KB97]	V. Kaura und V. Blasko: Operation of a phase locked loop system under distorted utility condi- tions, in: <i>IEEE Transactions on Industry Applica-</i> <i>tions</i> 33.1 (1997), S. 58–63, ISSN: 00939994, DOI: 10.1109/28.567077
[KEB16]	KEB Antriebstechnik GmbH: <i>COMBILINE HAR-MONIC FILTER</i> , Barntrup, 2016, URL: https://www.keb.de/fileadmin/media/Manuals/emv/filter/osf/00u0hd0k310_osf.pdf (besucht am 16.10.2017)
[KEZ98]	J. W. Kolar, H. Ertl und F. C. Zach: "Design and experimental evaluation of the loss-free bra- king resistor concept for applications in integrated converter machine systems", in: <i>IECON '98. 24th</i> <i>Annual Conference of the IEEE Industrial Elec-</i> <i>tronics Society</i> , 31 Aug4 Sept. 1998, S. 626–629, DOI: 10.1109/IECON.1998.724165
[Kie07]	E. Kiel: Antriebslösungen: Mechatronik für Pro- duktion und Logistik, Berlin: Springer, 2007, ISBN: 978-3-540-73426-0
[Klu10]	R. Kluger: Dynamischer Speicher puffert Energie und schont das Versorgungsnetz: Vogel Business Media GmbH & Co.KG, in: <i>elektro technik</i> (2010), URL: http://www.elektrotechnik.vogel.de/dynam ischer-speicher-puffert-energie-und-schont-das- versorgungsnetz-a-291967/index2.html (besucht am 16.10.2017)

[Kol+97]	J. W. Kolar u. a.: "A novel concept for regenerative braking of PWM-VSI drives employing a loss-free braking resistor", in: <i>APEC 97 - Applied Power</i> <i>Electronics Conference</i> , 23-27 Feb. 1997, S. 297– 305, DOI: 10.1109/APEC.1997.581467
[Kra16]	JO. Krah: Smart Supercapacitor based DC-link Extension for Drives offers UPS Capability and acts as an Energy Efficient Line Regeneration Re- placement, Berlin Offenbach: VDE Verlag, 2016, ISBN: 978-3-8007-4186-1
[Kre08]	A. Kremser: Elektrische Maschinen und Antriebe: Grundlagen, Motoren und Anwendungen, Wiesba- den: Teubner, 2008, ISBN: 978-3-8351-0173-9
[KS10]	R. Kories und H. Schmidt-Walter: <i>Taschenbuch der Elektrotechnik: Grundlagen und Elektronik</i> , Frankfurt am Main: Deutsch, 2010, ISBN: 978-3-8171-1858-8
[Len08]	Lenze: Effiziente Antriebe von Lenze machen Tem- po in der Logistik, in: <i>Die Messe-Messejounal</i> - <i>CeMAT 2008</i> (2008), S. 10, URL: https://www. google.de/url?sa=t&rct=j&q=&esrc=s&source= web&cd=1&ved=0ahUKEwjBp8SH3_DOAhXK ZpoKHeGJDIwQFggeMAA&url=http%3A%2F% 2Fwww.die-messe.de%2Farchiv%2FCeMAT2008. pdf&usg=AFQjCNEo2U90iiyjPXx633fjpniw1wN IFQ&cad=rja (besucht am 16.10.2017)
[Len15]	Lenze: L-force Katalog, Aerzen, 2015
[Len16]	Lenze: Energierückspeisung: Einspeise- und Rück- speisepfad getrennt, 2016, URL: http://www.com puter-automation.de/feldebene/antriebe/artikel/ 128764/ (besucht am 16. 10. 2017)

[Lin01]	A. Lindemann: A New IGBT with Reverse Blocking Capability, 2001, URL: https://www.google.de/ url?sa=t&rct=j&q=&esrc=s&source=web& cd=1&cad=rja&uact=8&ved=0ahUKEwj1kN 3r5urKAhWJDpoKHSc7BvIQFggiMAA&url=htt p%3A%2F%2Fwww.ixys.com%2FDocuments% 2FAppNotes%2FIXAN0049.pdf&usg=AFQjCN HZ2g816t-1ZJvp7d4R0C2Z9RIwNg (besucht am 16. 10. 2017)
[Liu13]	J. Liu: Increase Efficiency and Lower System Cost with 100kHz, 10kw Silicon Carbide (SiC) Inter- leaved Boost Circuit Design: PCIM Europe 2013, Berlin Offenbach: VDE Verlag, 2013, ISBN: 978-3- 8007-3505-1
[LJ89]	J. M. Liptak und F. C. Joyner: <i>Regenerative con-</i> <i>troller for a voltage-source inverter drive</i> , Textile Industry Technical Conference IEEE, 1989
[Lut02]	J. Lutz: Stand und Entwicklungstendenzen bei schnel- len Dioden: Fachtagung Elektrische Energiewand- lungssysteme, Magdeburg, 13-14. März, 2002
[Lut05]	J. Lutz: A First Loss Evaluation using a verti- cal SiC-JFET and a Conventional Si-IGBT in the Bidirectional Matrix Converter Switch Topology: EPE2005 Dresden, 2005, ISBN: 90-75815-08-5
[Lut06]	J. Lutz: Halbleiter-Leistungsbauelemente: Physik, Eigenschaften, Zuverlässigkeit, Berlin, Heidelberg: Springer-Verlag, 2006, ISBN: 9783540342076
[LW10]	H. Lutz und W. Wendt: <i>Taschenbuch der Rege-</i> <i>lungstechnik</i> , Frankfurt am Main: Deutsch Verlag, 2010, ISBN: 978-3-8171-1859-5
[Mag15]	Magnetics: Katalog "Powder Cores", Pittsburgh, USA, 2015, URL: www.mhw-intl.com/assets/CSC /CSC_Catalog.pdf (besucht am 16. 10. 2017)
---------	--
[Mal12]	R. Mallwitz: First 99% PV Inverter with SiC JFETs on the Market - Future Role of SiC: PCIM Europe, Berlin: VDE Verlag, 2012, ISBN: 978-3-8007-3431-3
[Mic06]	L. Michalowsky: Magnettechnik: Grundlagen, Werk- stoffe, Anwendungen, Essen: Vulkan-Verl., 2006, ISBN: 3-8027-2139-x
[ML86]	H. H. Meinke und K. Lange: <i>Taschenbuch der Hoch-</i> <i>frequenztechnik</i> , Berlin: Springer, 1986, ISBN: 3- 540-15393-4
[MM09]	Mazzola und M. S.: Application of a Normally OFF Silicon Carbide Power JFET in a Photovoltaic In- verter: APEC 2009, IEEE, 2009
[Moe76]	F. Moeller: <i>Elektrische Maschinen und Umformer</i> , Teubner Stuttgart, 1976, ISBN: 3-519-16401-9
[MS89]	<ul><li>G. Meyer und E. Schiffner: <i>Technische Thermody-</i> namik, 4. Aufl., Leipzig: Fachbuchverl., 1989, ISBN: 3-343-00221-6</li></ul>
[NH93]	A. Nysveen und A. Hernes, Hrsg.: Minimum Loss Design of a 100kHz Inductor with Foil Windings: EPE, IEEE, 1993
[Pap03]	L. Papula: Mathematische Formelsammlung für In- genieure und Naturwissenschaftler, 8. Auflage, Bd. [6], Mathematik für Ingenieure und Naturwissenschaft- ler / Lothar Papula, Braunschweig: Vieweg, 2003, ISBN: 3528744421
[Pen03]	F. Z. Peng: Z-Source Inverter: IEEE Transactions on Industry Applications, IEEE, 2003

[Pin14]	J. Pinne: Optimierung von PV-Wechselrichtern im Netzparallelbetrieb mithilfe analytischer Verhaltens- und Verlustleistungsmodelle: Dissertation, Unive- rität Kassel, 2014, ISBN: 978-3-86219-924-2
[PS04]	B. Piepenbreier und L. Sack: "Regenerative drive converter with line-frequency switched rectifier and without DC link components", in: 2004 IEEE 35th Annual Power Electronics Specialists Conference, hrsg. von IEEE, 2004, S. 3917–3923, DOI: 10.1109/ PESC.2004.1355168
[Raj03]	N. R. Raju: An SCR-based regenerative Converter for VSI Drives, IEEE, 2003
[Ric03]	J. Richmond: Hard-switched Silicon IGBTs? Cut switching Losses in Half with Silicon Carbide Schott- ky Diodes, Application Note, CPWR-AN03, 2003
[RJM11]	Ch. Rauscher, V. Janssen und R. Minihold: <i>Grund-</i> lagen der Spektrumanalyse, 5. Aufl., München: Roh- de & Schwarz, 2011, ISBN: 978-3-939837-00-8
[Sab15]	Ch. Saber: Achieving Unity Power Factor with a Unidirectional Single-Phase Four Reverse Blocking IGBTs Buck Type Rectifier: PCIM Europe, Berlin Offenbach: VDE Verlag, 2015
[Sah09]	B. Sahan: Photovoltaic converter topologies suita- ble for SiC-JFETs: PCIM Europe, 2009, ISBN: 978- 3-8007-3158-9
[Sah10]	B. Sahan: "Wechselrichtersysteme mit Stromzwi- schenkreis zur Netzanbindung von Photovoltaik- Generatoren", Dissertation, Kassel: Universität Kas- sel, 2010

[Sch06]	D. Schröder: <i>Leistungselektronische Bauelemente</i> , Berlin: Springer Verlag, 2006, ISBN: 978-3-540-28728- 5
[Sch08]	D. Schröder: Leistungselektronische Schaltungen: Funktion Auslegung und Anwendung, 2. Aufl, Ber- lin [u.a.]: Springer Verlag, 2008, 2008, ISBN: 9783540693017
[Sch09a]	Schaffner: ECOsine Active: Kompensation von Ober- schwingungen in Echtzeit-Die kompakte, schnelle und flexible Lösung für bessere Power Quality, 2009, URL: http://www.sam-antriebstechnik.de/aktive- netzfilter.html (besucht am 16. 10. 2017)
[Sch09b]	D. Schröder: <i>Regelung von Antriebssystemen</i> , 3. Aufl., Berlin, Heidelberg: Springer, 2009, ISBN: 978- 3-540-89612-8
[Sch12]	D. Schröder: Leistungselektronische Schaltungen: Funktion Auslegung und Anwendung, 3. Auflage, 2012, ISBN: 978-3-642-30103-2
[Sch15]	D. Schekulin: Patentschrift DE 102015221359A1: Netzrückspeiseeinheit und elektrisches Antriebssy- stem, 2015
[Sch98]	D. Schröder: <i>Elektrische Antriebe</i> , Berlin und Hei- delberg: Springer Verlag, 1998, ISBN: 3-540-57609- 6
[Sem09]	SemiSouth: Datenblatt SJEP120R063: Normally- OFF Trench Silicon Carbide Power JFET, 2009
[Sem14]	Semikron: Datenblatt IGBT-Modul SKiiP 02NAC12T4V1, 2014
[SH14]	H. Sieber und L. Huber: <i>Mathematische Begriffe</i> und Formeln, 1. Auflage, Stuttgart: Klett, 2014, ISBN: 3-12-718010-1

[Sin89]	<ul> <li>S. Singer: "The application of 'loss-free resistors' in power processing circuits", in: 20th Annual IE- EE Power Electronics Specialists Conference, 26- 29 June 1989, S. 843–846, DOI: 10.1109/PESC. 1989.48568</li> </ul>
[SK07]	<ul> <li>A. J. Schwab und W. Kürner: <i>Elektromagnetische Verträglichkeit</i>, Berlin: Springer, 2007, ISBN: 978-3-540-42004-0</li> </ul>
[SMA]	SMA: H5-Topologie: Firmenschrift, URL: http://files.sma.de/dl/3491/TECHH5-11_AD4106.pdf (besucht am 16. 10. 2017)
[Spe15]	J. Specovius: Grundkurs Leistungselektronik: Bau- elemente, Schaltungen und Systeme, Wiesbaden: Springer Vieweg, 2015, ISBN: 978-3-658-03308-8
[SS12]	T. Schulte und G. Schröder: Efficiency Analysis for RB-IGBT based Matrix Converters: IECON, 2012
[Trü11]	W. Trümpler: Patentschrift EP2 372 892 A1: Vor- richtung und Verfahren zur Zwischenspeicherung elektrischer Bremsenergie eines an einem Wech- selrichter betriebenen Motors, 2011
[VDI97]	VDI: VDI-Wärmeatlas: Berechnungsblätter für den Wärmeübergang, Berlin: Springer, 1997, ISBN: 3- 540-62719-7
[VEM12]	VEM: Niederspannungs - Asynchronmotoren IEC - Käfigläufermotoren: Firmenschrift, 2012
[Vog77]	J. Vogel: Grundlagen der elektrischen Antriebs- technik mit Berechnungsbeispielen, Heidelberg u.a.: Hüthig, 1977, ISBN: 3-7785-0437-1

[vV05]	A. van den Bossche und V. C. Valchev: Induc- tors and transformers for power electronics, Boca Raton, Fla.: Taylor & Francis, 2005, ISBN: 978-1- 57444-679-1
[Web07]	SP. Weber: Effizienter Entwurf von EMV-Filtern für leistungselektronische Geräte unter Anwendung der Methode der partiellen Elemente: Dissertation, Berlin, 2007
[Wei08]	<ul> <li>B. Weis: Kompakter 690V-Umrichter mit SiC - Schottkydioden für sinusförmige Ausgangsspannung,</li> <li>Dissertation Universität Erlangen-Nürnberg, 2008</li> </ul>
[WG98]	<ul> <li>P. Wallmeier und H. Grotstollen, Hrsg.: Verrin- gerung der Wirbelstromverluste in Mittelfrequenz- spulen durch Einsatz permeabler Schirme. VDE ETG-Tagung Bauelemente der Leistungselektronik, Bad Nauheim, 1998</li> </ul>
[Win10]	A. Wintrich: <i>Applikationshandbuch Leistungshalblei-</i> <i>ter</i> , Ilmenau: ISLE Verlag, 2010, ISBN: 978-3-938843- 56-7
[Wür06]	Würth Elektronik: Datenblatt Transformer $82154R/-$ LF1, 2006, URL: https://katalog.we-online.d e/ctm/datasheet/750082154.pdf (besucht am 16.10.2017)
[YAS11]	YASKAWA: Frequenzumrichter: Produktübersicht, Eschborn, 2011
[Zac09]	P. Zacharias: Use of Electronic-Based Power Con- version for Distributed and Renewable Energy Sources, Second Edition, Institut für Solare Energieversor- gungstechnik (ISET), 2009, ISBN: 978-3-00-026008- 7

[Zac10]	F. Zach: <i>Leistungselektronik</i> , Wien: Springer-Verlag, 2010, ISBN: 978-3-211-89214-5
[ZVE15]	ZVEI: Energy Efficiency with Electric Drive Sy- stems, Frankfurt am Main: Zentralverband Elektrotechnik- und Elektroindustrie e.V., 2015
[ZVE16]	ZVEI: Elektrische Antriebe: Wirtschaftliche Ent- wicklung 2008 bis 2015, Frankfurt: Zentralverband Elektrotechnik - und Elektroindustrie e.V., 2016

## D Eigene Veröffentlichungen

[ABB13a]	J. Austermann, H. Borcherding und J. Böcker: <i>Design and Practical Evaluation of a Power Regeneration System for Voltage Source Converters:</i> <i>PCIM EUROPE Nürnberg</i> , Offenbach: VDE Verlag, 2013, ISBN: 978-3-8007-3505-1
[ABB13b]	J. Austermann, H. Borcherding und J. Böcker: Ener- gierückspeisung bei Frequenzumrichtern mittels neu- artiger Leistungselektronik: AALE Konferenz Stral- sund, Deutscher Industrieverlag, 2013, ISBN: 978- 3-8356-3364-3
[ACB15]	J. Austermann, S. Cepin und H. Borcherding: Com- pact and Cost-efficient Power Regeneration System for Voltage Source Converters: PCIM Europe, Ber- lin: VDE Verlag, 2015, ISBN: 978-3-8007-39274-0
[AKB14]	J. Austermann, JN. Koch und H. Borcherding: Numerische Berechnung von Stromoberschwingun- gen nichtlinearer Verbraucher: AALE Konferenz Regensburg, Deutscher Industrieverlag, 2014
[AMB16]	J. Austermann, R. Mallwitz und H. Borcherding: Einsatz eines SiC-MOSFETs in einem Energierück- speisemodul für Frequenzumrichter: 45. Kolloqui- um Halbleiter-Leistungs-Bauelemente und ihre sy- stemtechnische Anwendung, 2425. Oktober, Frei- burg / Breisgau, 2016

[Aus+14]	J. Austermann, Ch. Studen, H. Borcherding und J.
	Böcker: Indirect Current Source Inverter with Re-
	generative Snubber Circuit: PCIM EUROPE, Ber-
	lin: VDE Verlag, 2014, ISBN: 978-3-8007-3924-0
[Aus+16]	J. Austermann, H. Borcherding, H. Stichweh und
	V. Grabs: High efficient modular drive system -
	an ideal approach for green intralogistic applicati-
	ons: EPE 2016 Karlsruhe, IEEE, 2016, ISBN: 978-
	9-0758-1524-5

## E Normen und Standards

DIN EN 50160:2011-02: Merkmale der Spannung in öffentlichen Elektrizitätsversorgungsnetzen, 2011
DIN EN 55014-1: Elektromagnetische Verträglichkeit- Anforderungen an Haushaltsgeräte, Elektrowerkzeu- ge und ähnliche Elektrogeräte-Teil 1: Störaussen- dungen, Mai 2012
DIN EN 55015: Grenzwerte und Messverfahren für Funkstörungen von elektrischen Beleuchtungsein- richtungen und ähnlichen Elektrogeräten, März 2014
EN 55016-1-1: Anforderungen an Geräte und Ein- richtungen sowie Festlegung der Verfahren zur Mes- sung der hochfrequenten Störaussendungen (Funk- störungen) und Störfestigkeit - Teil 1-1: Geräte und Einrichtungen zur Messung der hochfrequen- ten Störaussendungen (Funkstörungen) und Stör- festigkeit - Messgeräte, Mai 2015
DIN EN 55016-1-2: Anforderungen an Geräte und Einrichtungen sowie Festlegung der Verfahren zur Messung der hochfrequenten Störaussendungen (Funk- störungen) und Störfestigkeit - Teil 1-2: Geräte und Einrichtungen zur Messung der hochfrequen- ten Störaussendungen (Funkstörungen) und Stör- festigkeit - Koppeleinrichtungen zur Messung der

leitungsgeführten Störaussendungen (CISPR 16-1-2:2014), 2014

- [EN 55016-2-2] DIN EN 55016-2-2: Anforderungen an Geräte und Einrichtungen sowie Festlegung der Verfahren zur Messung der hochfrequenten Störaussendung (Funkstörungen) und Störfestigkeit- Teil 2-2: Verfahren zur Messung der hochfrequenten Störaussendung (Funkstörungen) und Störfestigkeit-Messung der Störleistung, September 2011
- [EN 60034-30] DIN EN 60034-30: Drehende elektrische Maschinen - Teil 30: Wirkungsgrad-Klassifizierung von Drehstrommotoren mit Käfigläufern, ausgenommen polumschaltbare Motoren, 2008
- [EN 60584-1] DIN EN 60584-1: Thermoelemente- Teil 1: Thermospannungen und Grenzabweichungen, 2014
- [EN 61000-2-2] DIN EN 61000-2-2:Elektromagnetische Verträglichkeit (EMV) Teil 2-2: Umgebungsbedingungen - Verträglichkeitspegel für niederfrequente leitungsgeführt Störgrößen und Signalübertragung in öffentlichen Niederspannungsnetzen, Februar 2003
- [EN 61000-3-12] DIN EN 61000-3-12: Elektromagnetische Verträglichkeit (EMV)-Teil 3-12: Grenzwerte für Oberschwingungsströme, verursacht von Geräten und Einrichtungen mit einem Eingangsstrom >16A und <75A je Leiter, die zum Anschluss an öffentliche Niederspannungsnetze vorgesehen sind, September 2005
- [EN 61000-3-2] DIN EN 61000-3-2; Elektromagnetische Verträglichkeit (EMV)-Teil 3-2: Grenzwerte-Grenzwerte für Oberschwingungsströme (Geräte-Eingangsstrom < 16A je Leiter), März 2010</p>

[EN 61800-3]	DIN EN 61800-3: Drehzahlveränderbare elektrische Antriebe-Teil 3: EMV-Anforderungen einschließ- lich spezieller Prüfverfahren, 2012
[IEC 62578]	IEC/TS 62578: Power electronics systems and equip- ment - Operation conditions and characteristics of active infeed converter applications: IEC/TS 62578 ed1.0, 2009
[VDE 0160-202]	DIN: DIN EN 50598-2: Ökodesign für Antriebssy- steme, Motorstarter, Leistungselektronik und de- ren angetriebene Einrichtungen, Mai 2015
[VDE 4105]	VDE-AR-N 4105: Erzeugungsanlagen am Nieder- spannungsnetz - Technische Mindestanforderungen für Anschluss und Parallelbetrieb von Erzeugungs- anlagen am Niederspannungsnetz, August 2011

## F Abbildungsverzeichnis

1.1	Verhältnis von motorischer und generatorischer Ener-	
	gie bei verschiedenen Anwendungsfällen	3
1.2	Aufteilung aller 2015 in Deutschland produzierten Dreh-	
	strommotoren in verschiedene Leistungsklassen	4
2.1	Frequenzumrichter an Netzspannung mit ohmsch - in-	
	duktiver Netzimpedanz	8
2.2	Spannungs- und Stromverläufe an Gleichrichter von	
	Frequenzumrichter mit Netzdrossel	9
2.3	Frequenzumrichter mit Bremswiderstand	11
2.4	Gemessene Zwischenkreisspannung und Strom durch	
	Bremswiderstand	11
2.5	Schaltungstopologie eines Netzpulsstromrichters	12
2.6	Gemessene Netzspannung, Netzstrom und Zwischen-	
	kreisspannung beim einem AFE (Prototyp) mit ca.	
	2 kW Wirkleistungsaufnahme	13
2.7	Ansteuersignale eines blockgetakteten Netzstromrichters	14
2.8	Gemessene Strom- und Spannungsverläufe eines Netz-	
	stromrichters mit Blockstromtaktung	15
2.9	Topologie F3E-Konverter	16
2.10	Vereinfachtes Ersatzschaltbild einer Asynchronmaschine	20
2.11	Vereinfachtes Ersatzschaltbild einer Synchronmaschine	22
2.12	Mechanisches Modell des Hubwerks	24
2.13	Verlustleistungsmodell des Hubwerks	24
2.10		- 1

2 14	Ergebnisse der Hubwerkssimulation	26
2.14 9.15	Pagelbadiangerät bestehend aus Uub und Febrertrich	$20 \\ 27$
2.10	Regardediengerat, bestenend aus Hub- und Fahrantrieb	21
2.16	Energieverbrauch eines Regalbediengerats	28
3.1	Frequenzumrichter mit Rückspeisestromrichter	32
3.2	Rückspeisekonzepte aus dem Bereich der Antriebstech-	
	nik	35
3.3	Rückspeisekonzepte mit Maßnahmen zur Vermeidung	
	des Wechselrichterkippens $\hdots$	35
3.4	PWM-Wechselrichter mit Spannungszwischenkreis (vol-	
	tage source inverter (VSI)) $\ldots \ldots \ldots \ldots \ldots$	37
3.5	Dreipunkt-PWM-Wechselrichter mit Spannungszwischen	-
	kreis (voltage source inverter with neutral point clam-	
	ped (VSI-NPC))	38
3.6	PWM-Wechselrichter mit Stromzwischenkreis (pulse	
	width modulated current source inverter (PWMCSI))	39
3.7	We chselrichter, aufgebaut mit unidirektionalen $\mathrm{DC}/\mathrm{DC}\text{-}$	
	Wandler in Kombination mit Polwender $\ . \ . \ . \ .$	41
3.8	Halbbrückengegentaktwandler mit Polwender $\ . \ . \ .$	41
3.9	Geschaltete Induktivität mit Polwender	42
3.10	Tiefsetzsteller mit Polwender (Indirekter Stromzwi-	
	$schenkreiswechselrichter) \ . \ . \ . \ . \ . \ . \ . \ . \ . \ $	43
3.11	Frequenzumrichter mit Rückspeiseschaltung	47
3.12	Netzstrom des Rückspeisestromrichters	48
4.1	Strom-/Spannungsverläufe beim Einschalten eines IGBTs	55
4.2	Vergleich von SiC-Dioden zu Standard Si-Dioden bei	
	verschiedenen Temperaturen	56
4.3	Tiefsetzsteller mit SiC-Bauelementen	59
4.4	Gemessene Schaltgeschwindigkeit und Schaltverlust-	
	energie bei SiC-MOSFET und SiC-Diode	60
4.5	Klassifizierung weichmagnetischer Kernmaterialien $\ . \ .$	63

4.6	Ersatzschaltbild zur Erläuterung der Feldaufweitung	
	bei großen Luftspalten	65
4.7	Versuchsaufbau zur Charakterisierung des Sättigungs-	
	verhaltens einer Drossel	66
4.8	Sättigungsverhalten unterschiedlicher Kernmateriali-	
	en bei verschiedenen Temperaturen	67
4.9	Ohmscher Widerstand eines runden Leiters abhängig	
	von der Frequenz	69
4.10	Thermisches Ersatzschaltbild einer Speicherdrossel	73
4.11	a) Speicherdrossel mit Eisenpulverkern 00K2510E	
	b) Prinzipschaltbild Testschaltung	74
4.12	Temperaturverläufe an einer Speicherdrossel, gemes-	
	sen und simuliert	75
4.13	Thermisches Simulationsmodell einer Speicherdrossel .	75
5.1	Ansteuersignale Wechselrichter	79
5.2	MiniSkiip 3 Modul der Firma Semikron	81
5.3	Rückspeiseschaltung mit IGBT-Wechselrichter und Ent-	
	koppeldioden	81
5.4	Kommutierung eines IGBT-Wechselrichters $\ \ldots\ \ldots$ .	82
5.5	Wechselrichter mit Thyristoren	84
5.6	Gemessener Umschaltvorgang des WR bei Ausführung	
	mit Thyristoren	85
5.7	Gemessener Umschaltvorgang des WR bei Ausführung	
	mit Thyristoren (Detail)	85
5.8	Ansteuerschaltung für Thyristoren	87
5.9	Ansteuersignale des Wechselrichters mit Stromlücken .	88
5.10	Rückspeiseschaltung mit Thyristoren	89
5.11	Kippen eines Thyristors in der unteren Brückenhälfte.	90
5.12	Prototyp Rückspeiseschaltung mit Thyristoren	90
5.13	Rückspeiseschaltung mit Thyristoren und IGBTs	92
5.14	Prototyp eines Rückspeisestromrichter mit 1 kW	93

6.1	Ersatzschaltbild für die Auslegung eines Netzfilters	97
6.2	Modellbildung der Schaltfrequenten Störströme	98
6.3	Funktionen für die Modellierung des Rippelstroms	99
6.4	Spektrum des Störstroms mit Zoom	.01
6.5	Berechnetes Störspektrum des Rückspeisestromrichters 1	03
6.6	Gleichtaktstörung bei einem Frequenzumrichter 1	.04
6.7	Spektrum des Umladestroms einer Motorleitung 1	.06
6.8	Ersatzschaltbild zur Erläuterung der Entstörmaßnah-	
	men bei Frequenzumrichtern (leitungsgeführt) 1	.07
6.9	Spannung und Strom an Netznachbildung	.08
6.10	Störungen verursacht durch Kommutierung des Tief-	
	setzstellers	10
6.11	Störspektrum gemessen an Netznachbildung bei Motor-	
	und Rückspeisebetrieb	11
6.12	Störspektrum gemessen an Netznachbildung (Zoom von	
	Abb. 6.11)	11
7.1	Regelungstechnisches Ersatzschaltbild Rückspeisestrom-	
• • -	richter	.14
7.2	richter	14 16
7.2 7.3	richter	.14 .16
7.2 7.3	richter	.14
7.2 7.3 7.4	richter	.14 .16
<ul><li>7.2</li><li>7.3</li><li>7.4</li></ul>	richter	.14 .16 .18
<ul><li>7.2</li><li>7.3</li><li>7.4</li><li>7.5</li></ul>	richter	.14 .16 .18
<ul><li>7.2</li><li>7.3</li><li>7.4</li><li>7.5</li></ul>	richter       1         PWM synchronisierte Stromabtastung       1         Stromregelkreis approximiert als Reihenschaltung zwei-       1         er PT1-Glieder       1         Stromregelkreis approximiert als Reihenschaltung von       1         PT1-Glied und I-Glied       1         Regelungstechnisches Ersatzschaltbild der Störgrößen-       1         aufschaltung       1	.14 .16 .18 .18
<ul> <li>7.2</li> <li>7.3</li> <li>7.4</li> <li>7.5</li> <li>7.6</li> </ul>	richter       1         PWM synchronisierte Stromabtastung       1         Stromregelkreis approximiert als Reihenschaltung zwei-       1         er PT1-Glieder       1         Stromregelkreis approximiert als Reihenschaltung von       1         PT1-Glied und I-Glied       1         Regelungstechnisches Ersatzschaltbild der Störgrößen-       1         Sprungantwort bei unterschiedlichen Reglereinstellun-       1	.14 .16 .18 .18
<ul> <li>7.2</li> <li>7.3</li> <li>7.4</li> <li>7.5</li> <li>7.6</li> </ul>	richter       1         PWM synchronisierte Stromabtastung       1         Stromregelkreis approximiert als Reihenschaltung zwei-       1         er PT1-Glieder       1         Stromregelkreis approximiert als Reihenschaltung von       1         PT1-Glied und I-Glied       1         Regelungstechnisches Ersatzschaltbild der Störgrößen-       1         aufschaltung       1         Sprungantwort bei unterschiedlichen Reglereinstellun-       1         gen       1	.14 .16 .18 .18 .19 .25
<ul> <li>7.2</li> <li>7.3</li> <li>7.4</li> <li>7.5</li> <li>7.6</li> <li>7.7</li> </ul>	richter       1         PWM synchronisierte Stromabtastung       1         Stromregelkreis approximiert als Reihenschaltung zwei-       1         er PT1-Glieder       1         Stromregelkreis approximiert als Reihenschaltung von       1         PT1-Glied und I-Glied       1         Regelungstechnisches Ersatzschaltbild der Störgrößen-       1         aufschaltung       1         Sprungantwort bei unterschiedlichen Reglereinstellun-       1         gen       1         Modell der Regelstrecke für Störverhalten       1	.14 .16 .18 .18 .19 .25 .27
<ul> <li>7.2</li> <li>7.3</li> <li>7.4</li> <li>7.5</li> <li>7.6</li> <li>7.7</li> <li>7.8</li> </ul>	richter       1         PWM synchronisierte Stromabtastung       1         Stromregelkreis approximiert als Reihenschaltung zwei-       1         er PT1-Glieder       1         Stromregelkreis approximiert als Reihenschaltung von       1         PT1-Glied und I-Glied       1         Regelungstechnisches Ersatzschaltbild der Störgrößen-       1         aufschaltung       1         Sprungantwort bei unterschiedlichen Reglereinstellun-       1         gen       1         Modell der Regelstrecke für Störverhalten       1         Reduziertes Modell der Regelstrecke für Störverhalten       1	.14 .16 .18 .18 .19 .25 .27 .28
<ul> <li>7.2</li> <li>7.3</li> <li>7.4</li> <li>7.5</li> <li>7.6</li> <li>7.7</li> <li>7.8</li> <li>7.9</li> </ul>	richter       1         PWM synchronisierte Stromabtastung       1         Stromregelkreis approximiert als Reihenschaltung zwei-       1         er PT1-Glieder       1         Stromregelkreis approximiert als Reihenschaltung von       1         PT1-Glied und I-Glied       1         Regelungstechnisches Ersatzschaltbild der Störgrößen-       1         aufschaltung       1         Sprungantwort bei unterschiedlichen Reglereinstellun-       1         gen       1         Modell der Regelstrecke für Störverhalten       1         Reduziertes Modell der Regelstrecke für Störverhalten       1         Regelabweichung bei sprungförmiger Störgröße       1	.14 .16 .18 .18 .19 .25 .27 .28 .33

7.11	Regelungstechnisches Ersatzschaltbild des dreiphasi-
	gen PLL
7.12	Regelungstechnisches Ersatzschaltbild des linearisier-
	ten dreiphasigen PLL $\ \ldots \ \ldots \ \ldots \ \ldots \ \ldots \ 137$
7.13	Regelungstechnisches Ersatzschaltbild des normierten
	linearisierten dreiphasigen PLL
7.14	Bode-Diagramm der Phasenübertragungsfunktion ei-
	nes PLL
7.15	Simulierte Filterwirkung der PLL bei unterschiedli-
	cher Reglerdynamik
7.16	Simulation des Winkelfehlers bei Überlagerung der 5.
	Oberschwingung
7.17	Winkelfehler bei Netzspannung mit Offset 144
7.18	Simulierter Einrastvorgang eines PLL bei unterschied-
	lichen Reglereinstellungen 145
7.19	Ersatzschaltbild eines nichtlinearen PLL 146
7.20	Einrastzeit eines PLL
8.1	Rückspeisebetrieb an Motor mit Schwungmasse 152
8.2	Versuchsaufbau zur Untersuchung des Rückspeisestrom-
	richters an einem Schwungmassenantrieb 153
8.3	Fördertechnische Anlage
8.4	Leistungsmessung: Hubwerk mit Asynchronmotor und
	Bremswiderstand
8.5	Leistungsmessung: Hubwerk mit Synchronmotor und
	Rückspeisestromrichter
Λ 1	Coundscholtung Tiefsstastellen 167
A.I	
A.Z	idealisierte Strom- und Spannungsverlaufe beim Tief-
	astratellon 100
1 0	setzsteller

Abhängigkeit der $R_{th}$ -Werte vom Eisenvolumen,	fü	r		
verschiedene Kerngeometrien $\ \ldots\ \ldots\ \ldots\ \ldots$			•	174
Grundschaltung eines Thermoelements				175
Grundschaltung eines Instrumentenverstärkers $% {\mathbb C} = {\mathbb C} \left( {\mathbb C} \right)  .$				176
ESU-8 EMV-Messempfänger			•	188
	Abhängigkeit der $R_{th}$ -Werte vom Eisenvolumen, verschiedene Kerngeometrien	Abhängigkeit der $R_{th}$ -Werte vom Eisenvolumen, für verschiedene Kerngeometrien	Abhängigkeit der $R_{th}$ -Werte vom Eisenvolumen, für verschiedene Kerngeometrien	Abhängigkeit der $R_{th}$ -Werte vom Eisenvolumen, für verschiedene Kerngeometrien

## G Tabellenverzeichnis

2.1	Formelzeichen und Parameter für mechanisches Modell	24
2.2	Bemessungsdaten des Palettenregalbediengeräts	28
3.1	Bemessungsgrößen des Rückspeisestromrichters $\ . \ . \ .$	33
3.2	Bewertung der untersuchten Topologien	46
4.1	Beispielauslegung einer Tiefsetzstellerdrossel	54
4.2	Bemessungsdaten des Tiefsetzstellers	59
4.3	Gemessener Wirkungsgrad des Tiefsetzstellers	61
4.4	Untersuchte Kernmaterialien	66
4.5	Wichtige Werte der spezifischen Wärmekapazität bei	
	$20 ^{\circ}\mathrm{C}$ (Quelle: [vV05])	72
4.6	Parameter einer Eisenpulverkerndrossel (Kernmateri-	
	al Kool M $\mu$ [Mag15])	74
4.7	Parameter der thermodynamischen Simulation	76
6.1	Gleichtaktspannung in Abhängigkeit vom Schaltzustand	
	des Umrichters (Quelle: [Sch12] S.1047) $\ldots \ldots$	104
A.1	Formelzeichen und Parameter für IGBT-Modul $\ .\ .$ .	166
A.2	$R_{th}\text{-}Werte$ für verschiedene Spulengeometrien, Quelle:	
	[EPC06]	174